

전력선 채널에서의 DS /SSMA BPSK 코릴레이션 수신기 성능에 관한 연구

正會員 姜 炳 權* 正會員 趙 昌 吉* 正會員 趙 寬*
正會員 李 在 庚* 正會員 黃 金 燦*

The Performance Analysis of DS /SSMA BPSK Correlation Receivers in Electric Power Line Channel

Byeong Kwon Kang*, Chang Gil Cho*, Kw an Cho*, Jae Kyeong Lee*,
Keum Chan Whang* *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 전력선 채널에서 DS /SSMA BPSK 통신 시스템의 선형 및 하드리미팅 상관 수신기의 성능을 분석하였다. Chan의 잡음 모델을 이용하여 전력선에서 발생하는 강한 임펄스성 잡음을 배경 잡음에 대한 임펄스성 잡음의 전력 스펙트럼 밀도비(N_i/N_b), 데이터 폭에 대한 임펄스성 잡음 폭의 비(f), 임펄스성 잡음의 발생주기에 대한 임펄스 잡음 폭(DF)등의 파라미터로 모델링하여, 각 파라미터 변화에 따른 시스템의 성능을 분석하고, 다중접속 간섭 잡음을 가우시안 근사화하여 각 수신기의 다중접속 능력을 평가하였다.

분석 결과 N_i/N_b 가 작고 f 가 1에 가까운 경우 선형 상관 수신기의 성능이 더 우수했으나, N_i/N_b 가 증가함에 따라 하드리미팅 상관 수신기가 비트 오류 및 다중 접속 능력면에서 선형 상관 수신기보다 더 우수한 성능을 나타냈다.

ABSTRACT

In this paper, the performance of linear and hard-limiting correlation receivers for DS /SSMA BPSK power line communication system is analyzed. Strong impulsive noise of power line is modeled with Chan's noise model, and the performance of both receivers is analyzed in terms of parameters such as ratio of power spectrum density of impulsive noise to that of background noise (N_i/N_b), ratio of impulsive noise width to that of data bit (f), and interarrival time of impulsive noise (DF). And also multiple access capacity is evaluated with Gaussian approximation of multiple access interference.

The results of this analysis reveal that the performance of linear correlation receiver is superior

*延世大學校 電氣工學科
Dept. of Electrical Engineering, Yonsei University.
論文番號 : 92-97(接受1992. 3. 5)

to that of hard-limitting correlation receiver when N_i/N_b is small and f is close to 1. But the BER and the multiple access capacity of hard-limitting correlation receiver becomes better in comparison with linear correlation receiver as N_i/N_b increases

1. 서 론

전력선을 통신 매체로 하는 통신 시스템은 최근 가정 자동화, 공장 자동화, 사무 자동화, 빌딩 관리 자동화, 컴퓨터 통신 등의 확대와 발전으로 그 필요성이 증가하고 있다. 그러나 전압 배전선을 채널로 하여 통신을 하는 경우 전력선에 연결된 부하로 인하여 발생하는 여러가지 잡음과 주파수 선택적인 신호 대역 손상이 통신의 주된 장애 요인이 된다.

이러한 전력선 상의 강한 임펄스성 잡음과 주파수 선택적 대역 손상을 극복하는 통신 방식으로서 스펙트럼 확산 방식에 관한 많은 연구가 이루어져 왔으나 주로 측정과 제작에 집중되었으며^{1,2}, 이론적 성능 분석에 관한 연구는 국 내외적으로 매우 비미한 상황이다. 따라서 본 논문에서는 다양하고 연속적으로 변화하는 전력선의 임펄스성 잡음을 모델화하기에 적합한 Chan[4]의 잡음 모델을 이용하여 강한 임펄스성 잡음이 발생하는 전력선 채널에서의 직접 시퀀스 다중접속 스펙트럼 확산(DS/SSMA) BPSK 통신 시스템의 성능을 분석, 고찰하고자 한다.

수신 시스템 모델로서 선형 상관기(linear correlator)와 하드리미팅 상관기(hard-limitting correlator)를 사용한 SSMA 수신기를 고려하였으며, 전력선에서 측정된 잡음의 데이터에 근거한 임펄스성 잡음의 크기, 발생 시간 간격, 데이터 비트 폭에 대한 임펄스성 잡음 폭의 비를 각각 N_i/N_b , DF , f 로 나타내어 이 파라미터의 변화에 따른 각 수신기의 성능을 분석하고, 다수의 사용자가 공동된 채널을 사용할 경우의 영향을 알아보기 위해 다중접속 간섭잡음(multiple-access interference noise)을 가우시안 근사화하여 다중접속 능력을 평가해보고자 한다.

II. 전력선 통신 시스템

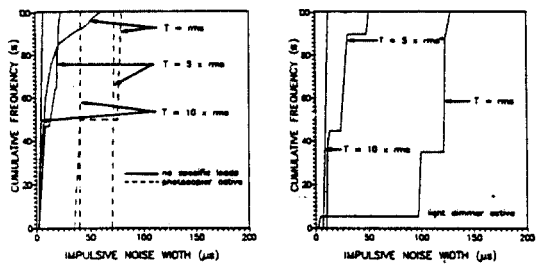
2.1 전력선 채널의 잡음 모델

전력선 채널에서 통신 시스템의 데이터 전송 능력은 임펄스성 잡음의 시간 영역 특성에 크게 좌우되며, 이 특성을 결정하는 변수는 임펄스성 잡음의 크

기, 폭, 발생 시간 간격이다. 임펄스성 잡음의 전력 스펙트럼 밀도는 전력선에 연결되는 부하의 종류에 따라 다르나 일반적으로 배경잡음에 비하여 20~50dB정도 크다. 본 논문에서는 임펄스 잡음의 실측 데이터 및 모델로서 Chan[4]에 의하여 조사된 복사기, 조광기 등의 부하에 따른 전력선 임펄스 잡음의 데이터와 잡음 모델을 다음과 같이 사용한다.

(1) 폭

임펄스성 잡음의 폭은 측정 크기 레벨에 따라 다르지만 측정점을 실효치 잡음레벨(T)에 대한 상대적인 값으로 정의했을 때, 그림 2.1(a)에서 복사기 동작시 $5 \times T$, $10 \times T$ 에서 각각 약 $70 \mu s$, $40 \mu s$ 이다. 특정한 부하를 인가하지 않은 경우 레벨 T 에서는 잡음의 폭이 일정하지 않으며, 레벨 $5 \times T$ 에서는 잡음의 폭이 5, 15, $20 \mu s$ 로 나타난다. 그림 2.1(b)에서 강한 임펄스성 잡음원인 전등 조광기를 동작시킨 경우 레벨 T 에서 대부분 $95 \mu s$ 또는 $125 \mu s$ 의 일정한 잡음 폭이 나타난다. 그리고 레벨 $10 \times T$ 에서는 대부분 약 $10 \mu s$ 이다.



(a) 빌딩

(b) 주택

그림 2.1 임펄스성 잡음의 폭 분포

Fig. 2.1 impulsive noise width distribution

(2) 발생 시간 간격

임펄스성 잡음의 발생 시간 간격은 강한 임펄스성 잡음이 발생할 경우 일정한 값을 나타내는데, 그림 2.2(a)를 보면 복사기 동작시 측정레벨 $5 \times T$, $10 \times T$ 에

서 약 8.3ms로서 초당 120개의 임펄스가 발생한다. 그림 2.2(b)에서 조광기 동작시 측정레벨이 T, 5×T에서 임펄스성 잡음의 발생 시간 간격의 50%는 약 3ms이고, 10×T에서는 90% 정도가 약 8.3ms이다.

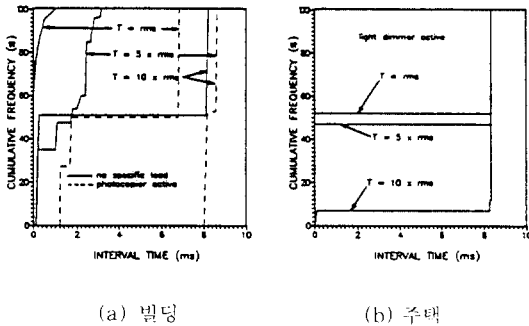


그림 2.2 임펄스성 잡음의 발생시간간격 분포
Fig. 2.2 impulsive noise interarrival time distribution

(3) 잡음 전력 스펙트럼 밀도

채널 잡음은 전력스펙트럼 밀도가 각각 $N_b/2$, $(N_i - N_b)/2$ 인 배경 잡음과 임펄스성 잡음으로 구성되어 있고, 배경잡음이 존재하는 상태에서 임펄스성 잡음이 발생하게 되면 그때의 잡음 전력 스펙트럼 밀도는 $N_b/2$ 가 된다. 즉, 잡음 전력 밀도가 각각 $N_b/2$, $N_i/2$ 인 두 가지의 잡음이 교대로 발생하는 것으로 가정한다. 그리고 임펄스성 잡음의 폭을 데이터 비트 폭으로 나눈값을 f 라고 하여 데이터 비트에 대한 임펄스성 잡음의 상대적인 폭을 나타내고, 임펄스성 잡음의 폭을 임펄스성 잡음의 주기로 나눈값을 DF라고 하여 임펄스성 잡음의 발생빈도를 나타낸다. 또한 위의 측정 결과로부터 N_i/N_b , DF는 각각 20~50dB, 0.01~0.05의 값을 갖는다.

2.2 전력선 통신 시스템 모델

비동기 BPSK 직접 시퀀스 확산 다중접속 시스템에서는 K명의 사용자가 채널을 공유한다. k번째 사용자의 이진 정보 시퀀스 $b_k(t)$ 는 정,부의 단위 크기를 크기를 갖는 폭 T의 구형 펄스 시퀀스로 위상 부호화된 반송파에 변조되며, 그 결과 k번째 사용자의 전송신호는 다음과 같다.⁵⁾

$$s_k(t) = \sqrt{2P_k} a_k(t) b_k(t) \cos(\omega_c(t) + \theta_k) \quad k=1, 2, \dots, K \quad (1)$$

여기서 P_k 는 k번째 사용자의 전송 전력이고, ω_c 는 반송주파수이다. 위상각 θ_k , $1 \leq k \leq K$ 는 송신기가 서로 동기되어 있지 않으므로 동일하지 않으며, $a_k(t)$ 는 k번째 사용자에게 할당된 확산 시퀀스이다

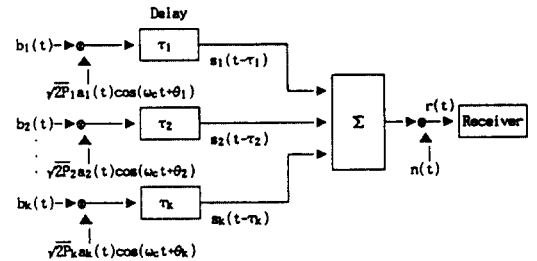


그림 2.3 이진 DS/SSMA BPSK 통신시스템 모델
Fig. 2.3 Binary direct-sequence SSMA BPSK communication system model

k번째 사용자에 의해서 전송되는 신호 $s_k(t)$ 에 대해 전파 지연과 송신기 사이의 비동기에 의한 시간지연 τ 를 고려할때 수신되는 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = n(t) + \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} b_k(t - \tau_k) a_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c(t) + \phi_k) \quad (2)$$

$\phi_k \in [0, 2\pi]$
 $\tau_k \in [0, T] \quad 1 \leq k \leq K$

$n(t)$ 는 배경 잡음과 임펄스성 잡음이 공존하는 채널 잡음을 나타내며, P_k 는 k번째 사용자로부터 수신된 전력이고 ϕ_k 는 $\phi_k = \theta_k - \omega_c \tau_k$, $k=1, 2, \dots, K$ 로 정의한다. 수신기는 K개의 신호중 어느 한 신호에 정합되어 있다고 가정하므로, 단지 상대적인 시간 지연과 위상 지연만을 고려한다. 그러므로 i번째 사용자의 신호에 동기된 수신기의 해석에서 $\tau_i = 0$, $\phi_i = 0$ 라고 가정한다.

다중 접속 간섭에 대한 성능 분석을 위해서 다음과 같이 가정한다. 수신하고자 하는 i번째 신호에 대하여 $b^{(k)} = (b_{-1}^{(k)}, b_0^{(k)})$ 는 k번째 신호의 연속적인 두

데이터 비트를 나타내며, $b_m^{(k)}$, $-\infty < m < \infty$ 는 각 k 에 대한 독립적인 데이터 비트의 시퀀스로서 각 k 와 m 에 대해서 $\Pr(b_m^{(k)} = -1) = \Pr(b_m^{(k)} = +1) = 1/2$ 이다. 랜덤변수 τ_k 와 ϕ_k , $1 \leq k \leq K$ ($k \neq i$)는 각각 $[0, T]$ 와 $[0, 2\pi]$ 에서 균일하게 분포하며, 이 변수들은 채널 잡음과 모든 $b_m^{(k)}$ 에 대하여 상호독립이다.

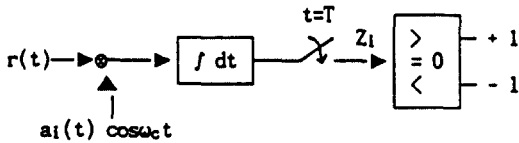


그림 2.4 DS/SSMA BPSK 선형 상관 수신기의 구조
Fig. 2.4 Structure of a DS/SSMA BPSK linear correlation receiver

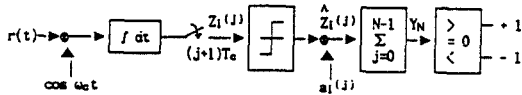


그림 2.5 DS/SSMA BPSK 하드리미팅 상관 수신기의 구조
그림 2.5 Structure of a DS/SSMA BPSK hardlimiting correlation receiver

III. 전력선 통신 시스템의 수신기 성능 분석

전력 스펙트럼 밀도가 $N_b/2$ 인 백색 가우시안 잡음만이 존재하는 채널에서 코히어런트 복조시 비트 오류 확률은 $Q(\sqrt{2E_b/N_b})$ 이다. 단일 임펄스성 잡음을 전력 스펙트럼 밀도가 $N_i/2$ 인 백색 가우시안 잡음으로 간주하면 이때의 비트 오류 확률은 $Q(\sqrt{2E_b/N_i})$ 이다. 그러나 채널의 다중 접근시에는 Q함수 괄호안의 신호대 잡음비에 다중접속 간섭이 부가되어야 한다. 본 장에서는 다중접속 간섭잡음을 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise) 프로세스로 모델링하여 상관 수신기의 중요 성능 결정 변수인 신호대 잡음비를 계산한다.

3.1 선형 상관 수신기

수신 신호 $r(t)$ 가 $s_i(t)$ 에 정합된 상관 수신기의 입력력일 때 적분기의 출력을 Z_i 라고 나타내면 다음과 같다.

$$Z_i = \int_0^T r(t) a_i(t) \cos \omega_c t dt \quad (3)$$

$\omega_c \gg T^{-1}$ 로 가정하면 $r(t) \cos \omega_c t$ 의 2배 주파수 성분은 무시되며 $t = T$ 에서의 상관 수신기의 출력은 다음과 같이 표현할 수 있다.^[6]

$$Z_i = \sqrt{P_i/2} \{ b_{i,0} T + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K [b_{k,-1} R_{k,i}(\tau_k) + b_{k,0} \hat{R}_{k,i}(\tau_k)] \cos \phi_k \} + \int_0^T n(t) a_i(t) \cos \omega_c t dt \quad (4)$$

여기서 $R_{k,i}$, $\hat{R}_{k,i}$ 는 연속시간 부분 상호 상관 함수(continuous-time partial cross correlation function)이고^[6], 식 (4)에 나타나는 간섭항은 랜덤하고 부가적인 잡음으로 간주된다. i 번째 상관 수신기 출력의 신호대 잡음비 즉, SNR_i는 위상 편차, 시간 지연, 데이터 심벌에 대한 확률적 평균으로 계산하거나 이 변수들을 변화 속도가 느린 시간 함수로서 안정된 어고딕 랜덤 프로세스로 모델화하면 시간 평균으로 확률적 평균을 대신할 수 있다.

$\phi = 0$, $\tau_i = 0$ 라고 가정하면 식(4)에서 잡음 부분을 η 로 나타낼 때 $E\{\eta\} = 0$ 이므로 η 의 분산은 다음과 같이 계산된다.

$$\text{Var}\{\eta\} = E\{\eta^2\} \quad (5)$$

여러 사용자로부터 수신되는 신호의 전력이 $P_i = P$ 로 모두 같다고 가정하고 $a_i^{(k)}$ 를 랜덤, 즉 $\Pr(a_i^{(k)} = +1) = \Pr(a_i^{(k)} = -1) = 1/2$ 하다고 가정하면, 서로 다른 사용자에게 할당된 부호 시퀀스가 상호독립일 때 식(5)에 대하여 모든 랜덤 시퀀스의 앙상블에 대한 평균을 계산해 분산을 구할 수 있으며^[7], 그 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{Var}\{\eta\} &= (K-1) \frac{PT^2}{6N} + \frac{1}{4} N_b T = (K-1) \\ &\frac{PNT_c^2}{6} + \frac{1}{4} N_b T \end{aligned} \quad (6)$$

그러므로 전력 스펙트럼 밀도가 $N_b/2$ 인 배경 잡음 존재시 랜덤 시퀀스를 수신한 선형 상관 수신기의 신호대 잡음비를 SNR_b이라 하면 다음과 같이 계산된다.

$$SNR_{bl} = \frac{\sqrt{P/2} T}{\sqrt{\text{Var } \eta}} = \left[\frac{K-1}{3N} + \frac{N_b}{2E_b} \right]^{-1/2} \quad (7)$$

또한, 임펄스성 잡음이 발생하여 잡음 전력 밀도가 $N_b/2$ 인 경우 신호대 잡음비 SNR_{bl} 는 다음과 같다.

$$SNR_{bl} = \frac{\sqrt{P/2} T}{\sqrt{\text{Var } \eta}} = \left[\frac{K-1}{3N} + \frac{N_b}{2E_b} \right]^{-1/2} \quad (8)$$

3.2 하드리미팅 상관 수신기

임펄스성 잡음의 영향을 줄이기 위해서 하드리미팅 상관 수신기를 사용하는 경우 가산기로 입력되는 i 번째 송신기의 신호 수신기 j 번째 집의 표본을 $Z_i^{(j)}$ 라 하면 다음과 같다.

$$Z_i^{(j)} = \sqrt{P_i/2} b_i a_{i-mk}^{-1(k)} + \sum_{k=1}^K \sqrt{P_k/2} \cos \phi_k \{B(j, mk) a_j^{(k)} a_{i-mk}^{-1(k)} \tau_k + \hat{B}(j, mk) a_j^{(k)} a_{i-mk}^{-1(k)} (\tau_k - \tau_k')\} + \int_{t_i}^{(j+1)T_i} n(t) a_i(t) \cos \omega t dt \quad (9)$$

위 식에서 $\tau_k = \tau_k - m_k T_c$ 이고, $m_k = \lfloor \tau_k / T_c \rfloor$ 이며 여기서 $\lfloor \cdot \rfloor$ 는 가우스 기호이고, $B(\cdot, \cdot)$, $\hat{B}(\cdot, \cdot)$ 는 이웃한 데이터 비트의 겹치는 부분을 나타낸다.¹⁸⁾

등가의 수신 전력을 가정했을 때, 식(9)의 잡음부분을 $\eta^{(j)}$ 라고 나타내면 j 번째의 표본의 잡음 분산은 다음과 같다.

$$\text{Var}\{\eta^{(j)}\} = \sum_{k=1}^K \frac{P T_c^2}{6} + \frac{P}{2T_c} \sum_{k=1}^K \int_0^{T_c} B(j, mk) \hat{B}(j, mk) a_{i-mk}^{-1(k)} a_{i-mk}^{-1(k)} (\tau_k - \tau_k')^2 d\tau_k + \frac{1}{4} N_b T_c \quad (10)$$

무호 시퀀스가 랜덤하다고 가정하므로 식(10)에 확률적 평균을 취하여 분산을 계산할 수 있으며, 그 결과는 다음과 같다.

$$\text{Var}\{\eta^{(j)}\} = \sum_{k=1}^K \frac{P T_c^2}{6} + \frac{1}{4} \sum_{k=1}^K N_b T_c = (K-1) \frac{P T_c^2}{6} + \frac{1}{4} N_b T_c = (K-1) \quad (11)$$

그러므로 전력 스펙트럼 밀도가 $N_b/2$ 인 배경 잡음(background noise) 존재시 하드리미팅 상관 수신기의 신호대 잡음비를 SNR_{bh} 라고 하면 다음과 같다.

$$SNR_{bh} = \frac{\sqrt{P/2} T_c}{\sqrt{\text{Var } \eta}} = \left[\frac{K-1}{3} + \frac{N N_b}{2E_b} \right]^{-1/2} \quad (12)$$

또한, 임펄스성 잡음이 발생한 경우 전력 스펙트럼 밀도가 $N_b/2$ 라면, 신호대 잡음비를 SNR_{bh} 라고 했을 때 다음과 같이 계산된다.

$$SNR_{bh} = \left[\frac{K-1}{3} + \frac{N N_b}{2E_b} \right]^{-1/2} \quad (13)$$

3.3 오류 확률

임펄스성 잡음의 폭을 임펄스성 잡음의 주기로 나눈 값을 DF라고 정의하면 DF와 1-DF는 각각 데이터 비트가 임펄스성 잡음과 배경잡음의 영향을 받는 시간 비율을 나타낸다. 잡음 전력 스펙트럼 밀도가 $N_b/2$ 와 $N_b/2$ 를 교대로 반복한다고 가정하고 간섭 잡음을 가우시안 잡음으로 근사화하면 그때의 비트 오류 확률은 다음과 같이 계산된다.

$$\text{비트 오류 확률} = \text{비트당 배경 잡음 발생 시간 비율} \times \text{배경 잡음의 의한 비트 오류 확률} + \text{비트당 임펄스성 잡음 발생 시간} \times \text{임펄스성 잡음에 의한 비트 오류 확률} \quad (14)$$

선형 상관 수신기의 비트 오류 확률은 식(7)과 (8)의 신호대 잡음비 Q 함수에 대입해서 배경 잡음에 의한 오류 확률과 임펄스성 잡음에 의한 오류 확률의 합으로 표현할 수 있다. 임펄스성 잡음의 폭이 데이터 비트 폭과 같은 경우 비트 오류 확률은 다음과 같다.

$$P_{eL} = (1-DF)Q(\sqrt{SNR_{bl}}) + DF \cdot Q(\sqrt{SNR_{bl}}) \quad (15)$$

$k = 1, 2, \dots, N$
 임펄스성 잡음의 폭이 데이터 비트 폭보다 짧은 경우, f 를 임펄스성 잡음의 폭을 데이터 비트 폭으로 나눈 값으로 정의하면 (15)식에서의 DF 는 $f \cdot DF$ 로 바뀐다. 그리고 배경 잡음과 임펄스성 잡음이 동시에 한 데이터 비트에 존재할 때의 잡음 전력 스펙트럼 밀도는 임펄스성 잡음과 배경 잡음 전력 스펙트럼 밀도의 평균인 $N_b \cdot f/2 + N_b \cdot (1-f)/2$ 로 계산되며, 이 때의 신호대 잡음비를 SNR_{ml} 이라 하면 다음과 같다.

$$SNR_{ml} = \left[\frac{K \cdot 1}{3N} + \frac{Nif + N_b(1-f)}{2E_b} \right]^{-1/2} \quad (16)$$

이 경우 비트 오류 확률은 다음과 같이 계산된다.

$$P_{eL} = (1-f \cdot DF)Q(\sqrt{SNR_{bl}}) + f \cdot DF \cdot Q(\sqrt{SNR_{ml}}) \quad K=1, 2, \dots, N \quad 0 < f \leq 1 \quad (17)$$

한편, 하드리미팅 상관 수신기에서 기준값 0과 비교 판정되는 Y_N 은 N 이 홀수인 경우 홀수 값 즉, $Y_N = \{-N, -N-2, \dots, -3, -1, +1, +3, \dots, +N\}$ 을 갖는다. 데이터 비트에 오류가 발생하는 경우는 전송된 데이터 비트가 $+1, -1$ 일때 Y_N 이 각각 $-N \sim -1$ 과 $+1 \sim +N$ 사이의 값을 갖는 경우이다. 비트 오류는 확산 부호의 단위인 칩 오류의 조합에 의해 발생하고, 칩 오류는 잡음의 영향을 받는 칩의 상관 값이 하드리미터에서 판정될 때 발생하게 되며, 이 때의 칩당 오류 확률은 Q 함수로 표현된다.

그러므로 비트 오류 확률은 $(N+1)/2$ 칩 이상이 배경 잡음이나 임펄스성 잡음에 의해 손상되는 경우에 의해서 계산할 수 있으며, 식(12)와 (13)의 신호대 잡음비를 이용하여 각각 배경 잡음과 임펄스성 잡음이 발생했을 경우의 칩당 오류 확률을 계산하여 비트 오류 확률을 구한다. 한 비트에 대하여 $(N+1)/2$ 개 이상의 칩이 손상됨으로써 발생하는 비트 오류 확률은 식(18)과 같다. 여기서 N 은 데이터 1 비트당 칩수이고, i 는 배경 잡음에 의해 손상되는 칩수, j 는 임펄스 잡음에 의해 손상되는 칩수이다.

한편, $(N-1)/2$ 개 이하의 칩이 손상되었을 때 발생하는 비트 오류 확률은 식(19)와 같이 표현된다.

$$P_{eH} = (1-f \cdot DF) \sum_{i=(N+1)/2}^N N C_i Q_i(\sqrt{SNR_{bh}}) \cdot \bar{Q}^{N-i}(\sqrt{SNR_{bh}}) f \cdot DF \sum_{j=0}^{N-K} \sum_{i=(N+1)/2-i}^K N-k C_i \cdot k C_j \cdot Q_i(\sqrt{SNR_{bh}}) \cdot \bar{Q}^{N-k-i}(\sqrt{SNR_{bl}}) \cdot Q^j(\sqrt{SNR_{bl}}) \cdot \bar{Q}^{k-j}(\sqrt{SNR_{bl}}) \quad (18)$$

$$C_b = \frac{a!}{b!(a-b)!}$$

$$Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-u^2/2} du$$

$$\bar{Q} = 1 - Q$$

$$P_{eH} = (1-f \cdot DF) \sum_{i=(N+1)/2}^N N C_i Q_i(\sqrt{SNR_{bh}}) \cdot \bar{Q}^{N-i}(\sqrt{SNR_{bh}}) f \cdot DF \sum_{j=0}^K \sum_{i=(N+1)/2-i}^{N-K} k C_i \cdot N-k C_j \cdot k C_j \cdot Q_i(\sqrt{SNR_{bh}}) \cdot \bar{Q}^{N-k-i}(\sqrt{SNR_{bh}}) \cdot Q^j(\sqrt{SNR_{bh}}) \cdot \bar{Q}^{k-j}(\sqrt{SNR_{bh}}) \quad (19)$$

IV. 결과 및 고찰

본 장에서는 3장에서 유도된 오류식에 의한 DS/SSMA BPSK 통신의 성능을 N_b/N_b , DF , f 를 각각 변화시키 각 파라미터와 성능과의 관계를 분석하고, 랜덤 시퀀스를 가정했을 경우 다중접속이 가능한 사용자 수를 계산하였다.

그림 4.1에서 임펄스성 잡음이 비교적 약한 $N_b/N_b = 20dB$, $f = 1.0$ 의 경우 사용자수 $K = 1, 5$ 에서 선형 상관 수신기가 하드리미팅 상관 수신기보다 우수한 성능을 보였으나, 보다 임펄스성이 강한 $f = 0.35$ 의 경우 하드리미팅 상관 수신기가 선형 상관 수신기보다

다 훨씬 낮은 비트 오류율을 나타내었다. 이 결과는 칩 단위로 복조되는 하드리미팅 상관 수신기의 경우 임펄스성 잡음의 영향을 받는 칩수가 $(N-1)/2$ 이하 일때, 나머지 칩의 정상적인 복조반으로도 전송된 데이터 비트의 복구가 이루어지므로 비트 단위로 복조되는 선형 상관 수신기에 비해 임펄스성 잡음의 영향을 감소시킬 수 있기 때문이다.

그림 4.2에서는 임펄스성 잡음의 세기가 $N_i/N_b = 40\text{dB}$ 로 증가된 경우 $f = 1.0$ 일 때는 두 수신기 모두 신호대 잡음비를 증가시켜도 비트 오류율이 향상되지 않았으나, $f = 0.35$ 인 경우 선형 상관 수신기는 성능 향상이 거의 이루어지지 않는데 비하여 하드리미팅 상관 수신기는 오류율이 크게 향상되었다. 이로부터 $f = 1.0$ 인 경우보다 채널의 임펄스성이 훨씬 강해지는 $f = 0.35$ 인 경우 하드 리미팅 수신기가 선형 수신기보다 효과적이라는 것을 알 수 있다.

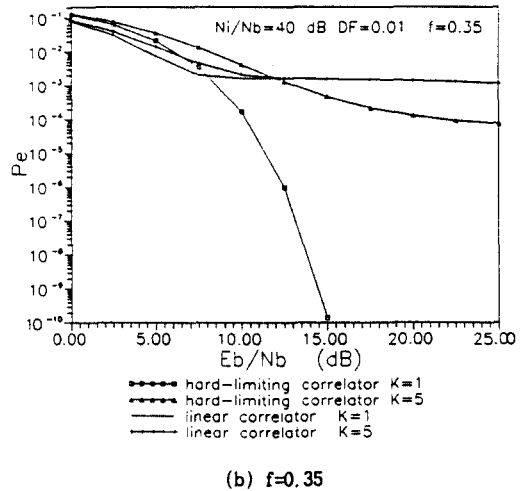
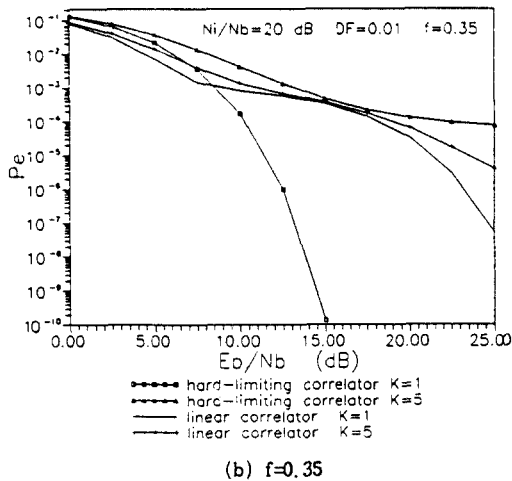
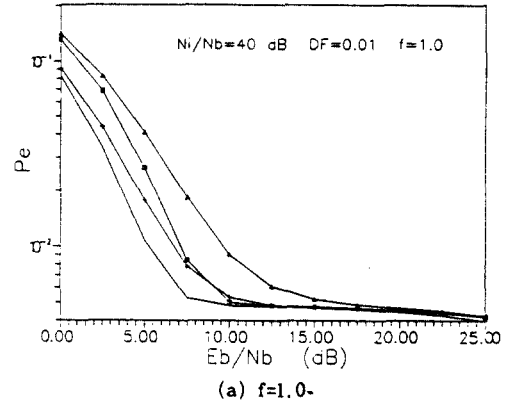
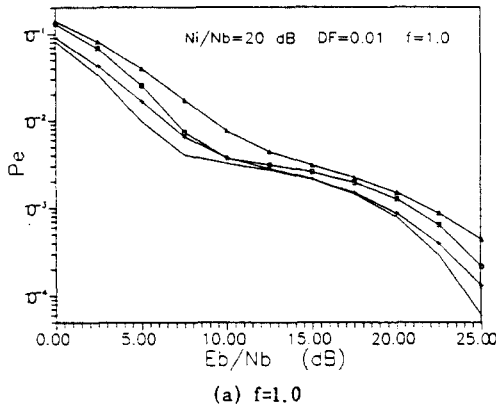


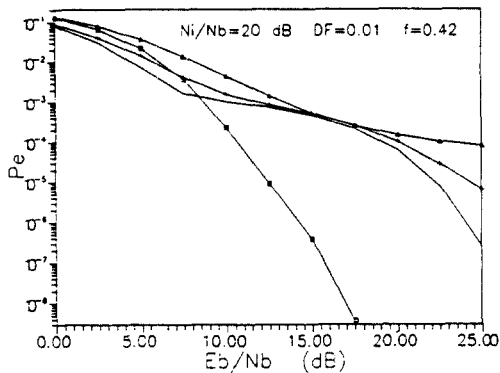
그림 4.1 f 변화시 선형 코릴레이션 수신기와 하드리미팅 코릴레이션 수신기의 비트오율($N_i/N_b = 20\text{ dB}$, $DF = 0.01$, $N = 31$)

Fig. 4.1 Bit error probability of linear correlation receiver and hard-limiting correlation receiver under variation of f

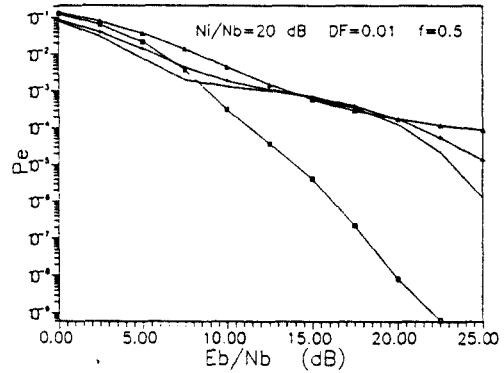
그림 4.2 f 변화시 선형 코릴레이션 수신기와 하드리미팅 코릴레이션 수신기의 비트오율($N_i/N_b = 40\text{ dB}$, $DF = 0.01$, $N = 31$)

Fig. 4.2 Bit error probability of linear correlation receiver and hard-limiting correlation receiver under variation of f

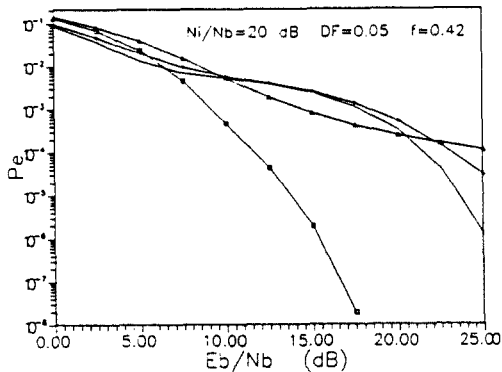
그림 4.3에서는 임펄스성 잡음의 세기가 비교적 약한 $N_i/N_b = 20$ dB에서 임펄스성 잡음의 발생 빈도를 나타내는 DF를 변화시켰다. 임펄스성이 상대적으로 약한 $DF=0.01$ 인 경우 선형 상관 수신기의 성능이 우수하였으나, $DF=0.05$ 로 채널의 임펄스성이 강해지면 SNR 10~20 dB의 범위에서 하드리미팅 상관 수신기가 더 낮은 비트오율을 보였다. 그러나, $K=1$ 인 경우만 비교하면 하드리미팅 수신기가 전체적으로 더 우수하다.



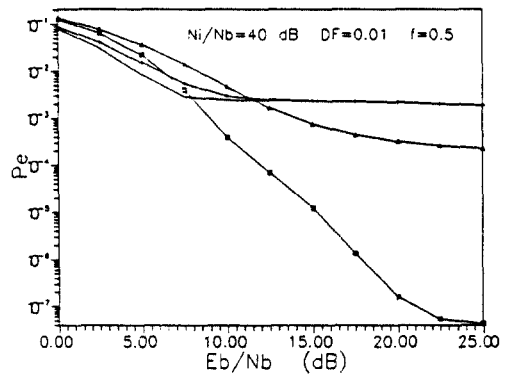
(a) $DF=0.01$



(a) $N_i/N_b=20$ dB



(b) $DF=0.05$



(b) $N_i/N_b=40$ dB

그림 4.3 f 변화시 선형 코릴레이션 수신기와 하드리미팅 코릴레이션 수신기의 비트오율($N_i/N_b = 20$ dB $F=0.42$ $N=31$)

Fig. 4.3 Bit error probability of linear correlation receiver and hard-limiting correlation receiver under variation of DF

그림 4.4에서는 DF와 f 즉, 임펄스성 잡음의 발생 빈도와 데이터 비트에 대한 임펄스성 잡음의 상대적 폭이 일정할 때 임펄스성 잡음의 세기가 변화된 경우를 설명하였다. 선형 상관 수신기는 N_i/N_b 가 40dB로 크게 증가한 경우 신호대 잡음비의 증가에 관계없이 비트 오율이 개선되지 않았으나, 하드리미팅 상관 수신기는 $N_i/N_b = 20$ dB, 40dB 일때 $E_b/N_b = 15$ dB에서의 비트오율이 4.3×10^{-6} 에서 1.3×10^{-5} 로 증가하여 선형 상관 수신기에 비하여 임펄스성 잡음 세기의 영향을 적게 받음을 보여주었다.

그림 4.4 N_i/N_b 변화시 선형 코릴레이션 수신기와 하드리미팅 코릴레이션 수신기의 비트오율 ($DF=0.01$ $f=0.5$ $N=31$)

Fig. 4.1 Bit error probability of linear correlation receiver and hard-limiting correlation receiver under variation of N_i/N_b

표 4.1에서는 확산 시퀀스의 칩수를 변화시키며 다중접속이 가능한 사용자수를 나타내었는데 임펄스성 잡음이 비교적 약한 $N_c/N_b = 20\text{dB}$ 인 상태에서는 선형 상관 수신기가 다중접속 능력면에서 우수했지만, N_c/N_b 가 크게 증가한 경우 하트리머팅 상관 수신기만이 기준오율 1×10^{-3} 미만에서 다중접속이 가능했다.

칩수 (N)	f	선형 상관 수신기	하트리머팅 상관 수신기
7	0.12	2	1
15	0.1	3	2
31	0.12	5	4
63	0.11	11	8
127	0.1	22	15

표 4.1 비트오율 $P_e = 10^{-3}$ 에서의 DS-SSMA BPSK 전력선 통신의 다중접속 가능자수 ($E_b/N_0 = 12.5\text{ dB}$)
단, $N_c/N_b = 20\text{ dB}$ DF = 0.01

Table 4.1 Number of users accommodated by DS-SSMA BPSK communication on power line at an error probability of 10^{-3} ($E_b/N_0 = 12.5\text{ dB}$)

이상으로부터 채널의 임펄스성이 강해질수록 즉, N_c/N_b 와 DF가 커지고, f가 작아질수록 하트리머팅 상관 수신기의 성능이 선형 상관 수신기보다 훨씬 우수함을 알 수 있다. 이는 하트리머팅 상관 수신기에서의 칩수의 부족이 임펄스 잡음의 영향을 억제하기 때문이다.

V. 결 론

전력선에 발생하는 잡음의 특성상 임펄스성 잡음의 발생 빈도와 크기, 그리고 데이터 비트 폭에 대한 임펄스성 잡음의 상대적인 폭을 각각 DF, N_c/N_b , f로 표현하여 그 값의 변화와, 가우시안 잡음으로 근사화된 다른 사용자와 간섭 잡음에 대하여 두 수신기의 성능을 분석한 결과 다음의 결론을 얻었다.

1. f 즉, 데이터 비트 폭에 대한 임펄스성 잡음 폭 비율의 변화가 $f < 1.0$ 인 경우를 제외하고는 하트리-

머팅 상관 수신기가 선형 상관 수신기보다 성능이 우수하다. 이는 하트리머팅 상관 수신기가 칩단위로 복조함으로써 임펄스성 잡음의 영향을 줄일 수 있기 때문이다.

2. DF 즉, 임펄스성 잡음의 발생 빈도가 증가하는 경우, 사용자 수가 적고 임펄스성 잡음의 세기가 증가할수록 하트리머팅 상관 수신기의 성능이 우수하였다.

3. 임펄스성 잡음과 배경 잡음의 전력 스펙트럼 밀도가 N_c/N_b 를 변화시킨 경우, 선형 상관 수신기는 N_c/N_b 가 커질때 비트 오율이 크게 증가한 반면 하트리머팅 상관 수신기의 비트 오율은 약간 증가하였다.

4. 다중접속 능력면을 고려하면 $N_c/N_b = 20\text{ dB}$ 로 임펄스 잡음이 비교적 약한 경우 선형 상관 수신기의 성능이 더 좋았으나, N_c/N_b 가 크게 증가할수록 하트리머팅 상관 수신기의 성능이 월등하였다.

참 고 문 헌

1. Robert A. Piety, "Intrabuilding data transmission using power line wiring," Hewlett-Packard Journal, May, 1987
2. B. Hirotsaki, S. Hasegawa, K. Endo, "A power line home bus system using spread spectrum communication technologies," ICCE, Wed., June 5, 1985
3. Roger M. Vines, H. Joel Trussell, Louis J. Gale, J. Ben O'Neal, Jr., "Noise on Residential Power Distribution Circuits," IEEE Trans. on Electromagn. Compat., vol. EMC-26, Nov., 1984, pp.161-168
4. Morgan Hing Lap Chan, "Channel Characterization and Forward Error Correction Coding for Communications on Intrabuilding Electric Power lines," Ph.D.dissertation, Dep. Elec.Eng., Univ. British Columbia, Dec., 1988
5. Behnaam Aazhang, H. Vincent Poor, "Performance of DS-SSMA Communications in impulsive Channels Part I: Linear Correlation Receivers," IEEE Trans. on Comm., vol. COM 35, Nov., 1987, pp.1179-1188
6. Michael B. Pursley, "Performance Evaluation for Phase Coded Spread Spectrum Multiple-

Access Communication-Part I: System Analysis," IEEE Trans. on Comm. vol COM-25, August, 1977, pp.795-799

7. Evaggelos A. Geraniotis, "Performance of Noncoherent Direct Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Communications," IEEE J. Select Areas Comm., vol. SAC 3 Sept., 1985,

pp.687-694

8. Behnaam Aazhang, H. Vincent Poor, "Performance of DS / SSMA Communications in impulsive Channels-Part II: Hard-limiting Correlation Receivers," IEEE Trans. on Comm., vol COM 36, Jan., 1988, pp.88-97



姜炳權(Byeong Kwon Kang) 正會員
1963년 11월 18일생
1986년 2월 : 延世大學校 電氣工學
科 卒業(工學士)
1988년 2월 : 延世大學校 電氣工學
科 大學院(工學碩士)
1988년 3월 ~ 현재 : 延世大學校 電
氣工學科 大學院 博士
課程

趙昌吉(Chang Gil Cho) 正會員
1968년 3월 2일생
1990년 2월 : 延世大學校 電氣工學
科 卒業(工學士)
1992년 2월 : 延世大學校 電氣工學
科 大學院(工學碩士)
1992년 3월 ~ 현재 : 금성사



趙寬(Kwan Cho) 正會員
1965년 9월 20일생
1988년 2월 : 연세대학교 전기공학
과(공학사)
1990년 2월 : 연세대학교 전기공학
과(공학석사)
1990년 9월 ~ 현재 : 연세대학교 전
기공학과 박사과정



李在庚(Jae Kyeong Lee) 正會員
1959년 7월 4일생
1983년 2월 : 崇田大學校 電氣工學
科 卒業(工學士)
1985년 8월 : 延世大學校 電氣工學
科 大學院(工學碩士)
1992년 2월 : 延世大學校 電氣工學
科 大學院(工學博士)

1992년 3월 ~ 현재 : 延世大學校 및 원광대학교 강사



黃金燦(Keum Chan Whang) 正會員
1944년 7월 18일생
1967년 2월 : 延世大學校 電氣工學
科 卒業(工學士)
1975년 6월 : 미국 Polytechnique
Institute of New York
大學院(工學碩士)
1979년 6월 : 미국 Polytechnique
Institute of New York
大學院(工學博士)

1979년 6월 ~ 1980년 9월 : 大田機械倉 先任研究員
1980년 9월 ~ 현재 : 延世大學校 電氣工學科 教授