

전력선 통신을 위한 2-반송파 DS방식의 특성과 MODEM의 구현

正會員 金 仁 泰* 正會員 李 茂 永**

Performance of 2-carrier DS system and its MODEM designed for Power Line Transmission

In Tae Kim*, Moo Young Lee** *Regular Members*

요 약

전력선 통신을 위한 간단하면서 용통성이 큰 2-반송파 DS방식의 데이터 전송모뎀을 구현하고, 그 특성을 해석적으로 검토하였으며 실험을 통해 이것을 확인 하였다.

제안된 시스템은 DS 모뎀 출력에 극성에 따라 독립된 2개의 반송파 주파수를 할당하여 전송케 하므로서 완전한 DSSS 동작을 보장 하도록 한다. 수신단말기의 두 포락선 검파출력은 재래방식 처리 비교기에 입력 되지 않고 먼저 DS상관기에 입력시켜서 그 출력을 잡음과 비교관정 하게 된다. 이때, 역확산되어 약화된 잡음전력이 신호와 비교되기 때문에 데이터의 에러율은 현저하게 개선 된다.

이 시스템은 구성이 비교적 간단함에도 불구하고, 2400 bps의 데이터를 전송 할때, 재래식의 FSK 방식에 비하여 10 dB 정도 더 높은 선로잡음아래에서도 에러율 10^{-5} 정도를 유지할 수가 있다.

ABSTRACT

This paper introduce a highly versatile and simple data transmission system designed for commercial power distribution lines.

The system operates on the DSSS principle but utilizes two independent carrier frequencies each represents polarity of DS MODEM outputs. At the receiving terminal, outputs of two envelope detectors are directly applied to separate DS correlators before the two components are compared. The recovered signals which represents data and line noise are then compared at comparator. With the noise power greatly reduced at the correlator, the error rate of the data observed at comparator displays great improvement comparing to the conventional FSK-DS system in which the detector outputs are compared before the correlator stage.

Despite its simplest structure, the prototype MODEM transmits 2400 bps with the error rate 10^{-5} , about 10dB improved compared to conventional FSK system.

* 慶北專門大學 電子通信科

** 嶺南大學校 電子工學科

論文番號 : 9411

接受日字 : 1994年 1月 13日

I. 序 論

배전용 전력선은 건물내부는 물론이고 그 근교에 거의 완벽한 선로망(mesh)을 형성하고 있고 옥내외에 설치된 무수한 콘센트를 통하여 손쉽게 액세스(access)할 수 있기 때문에, 이것을 정보버스라인(bus line)이나 제어버스라인으로 사용할 수 있다면, 여분의 배선공사를 할 필요가 없이 조밀한 전송망을 구성할 수 있다.

그러나 전력선은 당연히 임의의 장소에 설치된 전기, 전자기기에의 전력공급을 목적으로 가설된 것으로서, 기본적으로는 전기지향, 전력용량만 규정되어 있을뿐 특성임피던스나 전파정수와 같은 통신선로에 긴요한 선로정수는 규정되어 있지 않는 선로이다. 따라서 배선상태, 부하의 집속상태 등에 따라 각종 선로정수가 불규칙적으로 변동하기 때문에 특정 주파수의 반송파가 항상 양호한 전송 특성을 나타낼 것이라는 보장은 없고, 따라서 복수개의 반송파를 준비하여 항상 최적합한 주파수를 선정하여 사용할 필요가 있다. 즉, 전력선전송로는 일종의 주파수 선택성 페이딩특성(frequency selective fading)을 지니고 있어서 전파통신에서와 같은 주파수 다이버시티(frequency diversity)방식을 적용하지 않으면 안된다. 이것은 최대의 간편성과 융통성을 요구하는 FA(Factory Automation)나 HA(Home Automation) 시스템을 보급시키는데 큰 장애가 되어 왔다.

스펙트럼확산방식은 송신신호를 넓은 주파수대역에 확산하여 송신하고, 수신단말에서는 그것을 역확산하여 복조하기 때문에 주파수성분의 일부가 불규칙적으로 심하게 감쇄한다 하더라도 나머지 성분으로서 신호재생이 가능하다. 뿐만 아니라 본질적으로 내잡음성이 크기 때문에 최근 전력선 통신분야에 이 방식을 적용하고자 하는 시도가 많이 보고되고 있다.³⁾⁵⁾⁷⁾¹⁰⁾¹¹⁾¹³⁾ 그러나 SS 방식은 송수신간의 확산신호 동기의 포착과 유지가 어렵고, 일반적으로 복잡한 기구를 필요로 하기 때문에 FA나 HA용의 간이 시스템으로 보급 시키기에는 무리가 많았다.

최근 동기신호원으로서는 전원의 60 Hz 영교차점을 감지하여 의사잡음발생기(Pseudo-Noise Generator: PNG)를 트리거(trigger)하므로써 SS방식에서 가장 큰 애로점인 동기포착과 동기유지문제를 해결한 바가 있다.^{3),7),10)} 또한 반송파를 사용하지 않고 확산된 기저대역만을 송출하므로써 반송파발생장치, 변조장

치 그리고 동기장치등을 생략하여 단말 MODEM의 대폭적인 간편화를 시도한 예도 보고 되어 있다.^{9),14)} 그러나 이 방식으로는 종래와 같이 송출신호의 스펙트럼 위치를 반송파로서 전송에 편리한 위치로 변위시키지를 못하는 까닭에 전력선의 최적특성위치를 임의로 선택하여 사용할 수가 없고, 또한 선로변성기(line transformer)의 설계에도 지장을 받는다. 그 해결 방법으로서 NRZ 펄스를 사용¹⁾²⁾ 하거나, 맨체스터 PN 부호를 사용하는 방법²⁾⁸⁾ 등을 적용하여 DC 성분을 제거하는 시도도 있으나, 어느 경우나 기기에 상응하는 기구의 복잡화는 면할 수가 없다.

본 논문은 기저대역을 그대로 송출하지 않고 반송파를 사용하여 전송특성이 비교적 좋은 주파수대역까지 천이시키되, 재래방식과 같이 단일 반송파를 BPSK(Binary Phase Shift Keying) 방식으로 하지 않고, 두개의 반송파를 사용하여 주파수도약(frequency hopping)방식으로 동작시키는 방법을 제안하는 것이다. 이렇게 하면 선로 변성기를 사용할 수 있게 됨으로 부정합 손실을 최소화할 수가 있고, 동시에 기저대역을 가장 전송특성이 좋은 주파수영역으로 손쉽게 천이시킬 수 있을 뿐만아니라 SS방식이 지닌 여러개선효과도 살릴 수가 있다. 특히, BPSK 방식처럼 송수신단말간에 PNG 이외에 다시 반송파의 동기 시스템을 둘 필요가 없기 때문에 기구가 극히 간편해질 수 있을뿐 아니라 전력선전송에 특유한 강력한 선택성 페이딩으로 인한 반송파의 상실 문제도 해결될 수가 있다. DSSS 출력력을 FSK로 다시 변조하여 전력선에 송출하는 방식은 이미 시도된바가 있으나, 이 경우에는 FSK 복조기의 출력이 다시 DS 복조기에 입력 되는 까닭에 FSK 단계에서 넘어온 에러는 DS의 처리이득으로서는 크게 개선택되지 않는다는 결점이 있다.

이 논문은 FSK 부분과 DS 부분을 융합 시킴으로써 2 주파수형의 DSSS 시스템을 구성 하여 어려움을 대폭적으로 개선 하고자 하는 것이다. 즉, 이 시스템에서는 송신단말에서는 DS된 원신호를 두 반송파를 사용하여 통상적인 비동기 FSK 방식으로 송출하되, 수신단말에서는 이것을 그대로 FSK 복조하지 않고 DS 방식으로 복조 한후에 그 출력을 비교하여 비트를 판정하는 방식을 택한다. 따라서 시스템적으로는 양극성 바이너리 신호를 그대로 송출하는 DSSS 방식과 동일 하지만, 2개의 반송파로서 전송에 최적합한 주파수대로 천이 시킬수가 있기 때문에 데이터의 어려움은 크게 개선되고 고도의 신뢰성이 보장 된다.

본 논문에서는 먼저, 전형적인 상용전원선의 특성을 조사 한후 그 특성에 적합한 전송방식으로 2 반송파 DSSS 방식을 제안하고, 이것을 하드웨어적으로 간편 하게 구현할 수 있는 회로방식을 도출 한다. 다음, 이 시스템상에서 기대할 수 있는 에러율을 해석적으로 구하고 재래식에 비해서 개선될 수 있는 정도를 파악한다. 끝으로 이 시스템을 위한 MODEM을 시작하여 그 특성을 실험을 통하여 확인 한다.

II. 전력선의 신호전송특성

2.1 감쇄특성

일반 소형빌딩이나 아파트 건물내의 전력선 선로의 주파수 감쇄특성에 관해서는 많은 보고가 있는데 그 대표적인 것으로서는 그림 1과 같은 것이 있다.¹⁵⁾ 100 KHz 이하는 -25 dB 정도로서 비교적 적으나, 100 KHz 이상은 대체로 0.25 dB/KHz 기울기로서 선형적으로 증가하여 200 KHz 근방에서는 -50 dB/km에 달한다. 그 이상은 증가율은 적어지지만 감쇄가 60 dB/km를 초과하는 까닭에 극히 근거리의 통신목적 이외에는 실용성이 적다.

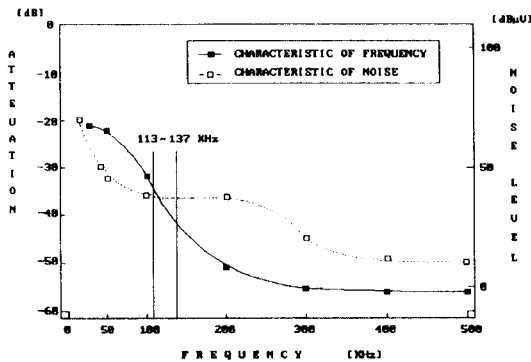


그림 1. 상용배전선의 감쇄 및 잡음강도의 주파수특성
Fig 1. Frequency characteristic of attenuation and noise level reported on typical commercial power distribution line

2.2 전력선의 잡음 특성

배전용전력선에는 각종 전기전자기에 의하여 무수한 잡음이 발생하고 선로를 따라 전파된다. 그 중에는 전자렌지나 고주파치료기 등에서 누출된 코히

어런트(coherent)한 지속정현파도 있고, 전기장판이나 조광기처럼 SCR을 사용하는 각종 제어기로부터 발생하는 주기성잡음도 있으며, 형광등이나 전기용접기 등에서 발생하는 연속성 임펄스잡음도 있다.

그러나 이들 잡음들은 대부분 전파관리법 또는 전기관리규정 등에 의해 그 누출한도가 법적으로 규제되어 있기 때문에 전력선의 단자점에서 100 dBuV를 초과하는 경우는 드물다. 그러나 예외적으로 개폐기의 on-off 동작시에 발생하는 임펄스형 잡음은 대단히 커서 120 dBuV를 초과하는 예도 허다하기 때문에 이 잡음으로 인한 비트에러대책이 주요 목표가 된다.

대표적인 배전선에 대한 측정결과에 의하여 잡음전압은 대체로 30 KHz 이하의 성분이 큰 에너지를 지니고 있으며 40 KHz 에서 250 KHz 까지는 50~60 dBuV 수준으로서 비교적 일정하고, 이 범위를 초과하면 점차 감소하는 것으로 되어 있다.¹⁵⁾

2.3 최적 주파수대역

위의 측정결과를 보면, 저주파영역은 감쇄는 적지만 잡음에너지도 강력하여 신호전송용으로는 부적합하고, 고주파수영역은 잡음은 적지만 감쇄가 커서 역시 신호전송용으로는 부적합하다.

지금, 송신신호전력을 S_T 라 하고 전력선의 단위길이 손실을 L 이라고 할 경우, 수신기에의 입력신호전력(S_R)은 $S_R = S_T/L$ 이 되기 때문에, 수신기에의 전력선 입력잡음전력을 N 이라고 한다면 수신기 입력단에서의 SNR은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$(S/N) = S_T / (L \cdot N_R) \quad \text{또는}$$

$$(S/N)_{dB} = 10 \log S_T - (10 \log L + 10 \log N_R) \quad (2-1)$$

즉, 식 (2-1)의 우변 괄호내의 값이 가장 적은 주파수영역을 신호전송에 이용하면 된다. 그림 1로 부터, 이 주파수범위는 대체로 100~200 KHz 사이가 된다는 것을 알 수 있다.

III. 제안된 시스템의 해석

3.1 시스템의 구성

이 시스템은 data 신호를 의사잡음신호로 변조하여 확산 하고 이것을 100 KHz 근방의 반송파로서 변조하여 배전선의 최적전송대역으로 천이 시키되, 두 상이한 반송파를 비동기 FSK 형식으로 홉핑(hopping)

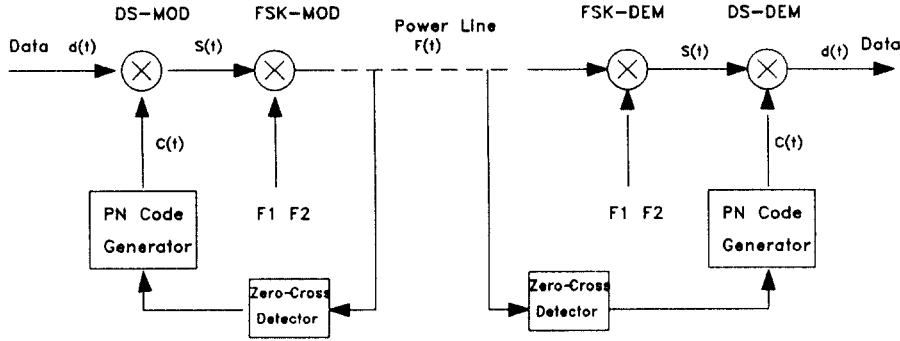


그림 2. 제안된 시스템의 블록도
Fig 2. Block diagram of proposed system

시켜서 송출하는 DSSS 방식으로서 그림 2와 같은 구성으로 되어 있다.

송신단말기는 디지털화된 원신호 $d(t)$ 를 받아서 PNG에서 발생하는 PN부호계열 $C(t)$ 와 승적하여 확산신호 $S(t)$ 를 만드는 DS-MOD와, $S(t)$ 를 다시 주파수 f_1 과 f_2 로 주파수편이변조(FSK)하여 송신출력 $F(t)$ 를 만드는 FSK-MOD로써 되어 있다. 이렇게 만들어진 출력신호는 선로변성기를 경유하여 전원선에 송출된다.

DS-MOD의 출력 $S(t)$ 는 데이터신호 $d(t)$ 와 PN 확산부호 $C(t)$ 를 승적함으로써 구해진다. 즉,

$$S(t) = d(t) \cdot C(t) \quad (3-1)$$

수신단말기는 전력선으로부터 $F(t)$ 를 수신하여, FSK-DEM에서 주파수를 판별하여 $S(t)$ 로 변환한다. 전송과정에서 잡음 $n(t)$ 가 혼입 되는 까닭에 SS-DEM에의 입력은 $s(t) + n(t)$ 가 되며 이것에 PN 부호 $C(t)$ 를 다시 승적하면 원신호 $d(t)$ 가 구해지고 잡음은 $n(t)C(t)$ 가 되어 더욱 넓은 대역으로 확산 되는 까닭에 원신호의 SNR은 대폭 개선 된다. 즉,

$$\begin{aligned} [s(t) + n(t)]C(t) &= C^2(t)d(t) + n(t)C(t) \quad (3-2) \\ &= d(t) + n(t)C(t) \quad \text{단 } C^2(t) = 1 \end{aligned}$$

이렇게 하여 개선된 SNR 상태로서 SS 복조된 신호가 최종적으로 1 또는 0으로 판별되어 $d(t)$ 가 되어 출력 된다. 여기서 수신단말은 재래식의 FSK 시스템처럼 입력된 $F1, F2$ 의 비트가 주파수판별되어 $d(t)$

가 된후 SS 복조기에 인가 되는 것이 아니고, 일단 SS 복조기에서 두가지 상태의 $d(t)$ 즉, 신호(1) 또는 잡음(0)으로 합성된후 비로서 FSK의 진폭판별기에 인가되어 $d(t)$ 로 변환된다.

PN 부호계열 $C(t)$ 는 시프트레지스터(shift register)로서 구성된 PNG에서 최장계열부호(M-sequence)로 만들어진다. 이 계열의 트리거(trigger) 펄스는 전력선의 60 Hz 전압의 영교차점을 영교차점검지기(ZCD)로써 검지하여 얻고 있다. 송, 수신단말기의 위치가 동일한 배전선구역내에 있다면 두 단말기는 동일 위상의 60 Hz 전압에서 트리거 펄스를 얻게 됨으로 두 $C(t)$ 는 정확하게 동기하여 동작한다.

3.2 방식의 설계

확산용 PN 부호는 최장계열부호가 가장 자기상관수가 크기 때문에 이것을 사용하는 것이 바람직하다. 이 시스템에서는 동기의 편리를 위하여 PNG를 60 Hz로서 트리거하도록 되어 있기 때문에, 1/60초 동안에 한 주기가 끝나는 최장계열부호를 택할 필요가 있다.

실측결과에 의하면 상용 60 Hz 전원전압에는 평균 $\pm 10 \mu s$ 의 편차(jitter)가 있는 것으로 되어 있기 때문에, ³⁾¹⁰⁾ 이것을 고려하면 데이터전송에 사용할 수 있는 시간은 16 ms가 된다. 지금 7단 시프트레지스터로 구성된 PNG 면 127 chip의 길이를 지닌 M-계열이 되니 이 상태에서 최대의 G_p 를 얻으려면 펄스폭은 $T_c = 125 \mu s$ 가 된다. 이때 그 스펙트럼은 $1/T_c$ 의 대역에 분포 된다. 또 $d(t)$ 의 스펙트럼은 그 펄스폭을 T_d 라고 할때 $1/T_c$ 의 넓이에 분포한다. 원신호의 주파수대역과 확산신호의 주파수대역과의 사이에는

$T_d/T_c = G_p$ 의 관계가 있으므로 일반적으로 $T_d \gg T_c$ 가 되도록 설계 하는데, 여기서는 $1/T_c$ 의 동기신호(60 Hz)와 반송파(100-200 kHz)의 사정으로 4 KHz 16 KHz 범위내에서만 선택할 수가 있다. 따라서 비트속도를 120 bps-480 bps로 한다면 G_p 는 127 정도가 된다. 좀더 빠른 전송을 위해서는 G_p 의 감소를 감수하여야 하는데 예를 들어 2400 bps 면 PN 주파수 16 kHz에서 G_p 는 25.6이 된다.

위신신호는 디지털신호이기 때문에 Exclusive NOR Gate를 사용하여 간단히 PN 부호신호와 송신할 수 있다. 이때 신호 $S(t)$ 의 스펙트럼은 거의 $1/T_c$ 의 주파수범위를 지나게 된다.

확산된 신호 $S(t)$ 는 100 KHz-200 KHz 사이에 두 반송파를 택하여 비동기 FSK 하여 신호에 송출된다. 수신단말기에서는 이 두 반송파를 수신하여 각각 주파수변환회로를 지나 mark 및 space 신호로 되어 $S(t)$ 가 재생된다.

즉, 이 시스템은 DS 시스템의 전송신호의 위치에 $S_1(t)$ 와 $S_2(t)$ 를 각각 입력과 출력으로 하여, FSK 시스템을 전송신호로 하는 DS 시스템이라 할 수가 있다.

3.3 시스템 어려움의 추정

이상과 같이 설계된 그림 2의 시스템에서 어려움을 추정해 본다. 이 시스템은 f_1 f_2 의 두 신호만이 송출되는 가짐에 신호를 전송되어 온 수신신호는 다음과 같이 표시할 수가 있다.

$$F_1(t) = A \cos(\omega_1 t + \phi_1) + n(t) \quad S(t) = 1 \text{ 일때} \quad (3.3)$$

$$F_2(t) = A \cos(\omega_2 t + \phi_2) + n(t) \quad S(t) = 0 \text{ 일때}$$

여기서 A는 반송파의 진폭이고, ω_1 과 ω_2 는 각각

mark 시와 space 시의 송출 반송파의 주파수, ϕ 는 전송시간에서 발생하는 랜덤위상, $n(t)$ 는 평균잡음밀도 $N_0/2$ 의 양측전력 스펙트럼밀도를 지닌 수신잡음이다.

이 시스템의 보조회로는 그림 3과 같은 구성으로 되어 있다.

즉, 신호 $F_1(t)$ 와 $F_2(t)$ 는 각각 f_1 과 f_2 의 통과대역을 지닌 BPF1과 BPF2를 통과 하여 포락선검파된후, 각각 V_A 과 V_B 의 크기의 양극성 펄스 $S(t)$ 가 되어 SS-DEM 회로에 입력 된다. SS-DEM 회로에서는 PNG에서 발생된 PN 부호신호 $C(t)$ 와 승적 되는데, 이때 V_A 과 V_B 속에 포함 되어 있는 신호 성분 $d(t)$ 는 그대로 복원 되어 출력 되지만 잡음성분 $n(t)$ 는 $C(t)$ 의 대역만치 확산 되어 $d(t)$ 의 대역을 지나고 있는 BPF3를 지나면 $1/T_d$ 의 넓이의 잡음만 통과 된다. 즉, 실질적으로 잡음 전력은

$$G_p = T_d/T_c \quad (3.4)$$

배로 감소 된다. 따라서, 재생된 신호의 SNR은

$$(S/N) = G_p(S/N)_0 \quad (3.4a)$$

가 된다. 여기서 $(S/N)_0$ 는 DS 역확산이전의 SNR 이다.

먼저, 어려움을 구하기 위하여 $d(t) = 1$ 일때를 고찰 한다. 이때는 두 포락선 검파기의 출력은 다음과 같이 된다. 즉,

$$V_A = S_A(t) + n_A(t) \quad (3.5)$$

$$V_B = n_B(t)$$

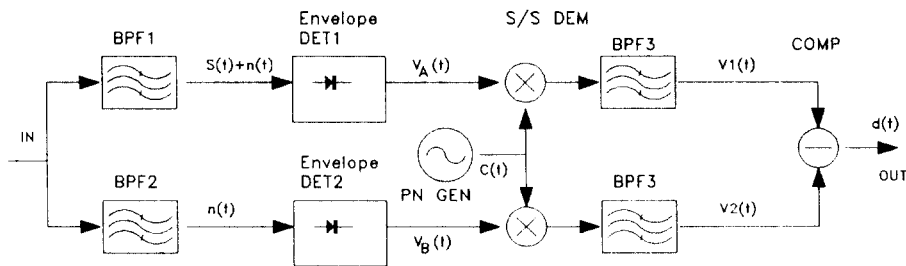


그림 3. 수신부의 기능도
Fig 3. Functional diagram of DEM part

이 신호는 SS-DEM의 입력에 P-P로 인가 되고, 각기 C(t)가 승적 되어 다음과 같은 신호로 변환 된다. 즉,

$$V_1 = d(t) + n_1(t) \quad (3-5a)$$

$$V_2 = n_2(t)$$

여기서 $n_1(t) = n_1(t)/G_p$, $n_2(t) = n_2(t)/G_p$

출력은 $V_1 - V_2$ 가 되는데 $V_1 - V_2 > 0$ 일 때 1로 판정하고 $V_1 - V_2 < 0$ 일때는 -1로 판정한다.

V_1 은 신호와 잡음의 합인 포락선이나 Rice 분포를 지니서 다음식과 같은 확률분포가 된다. 즉,

$$P(V_1) = V_1/\delta^2 \exp\{(-V_1^2 + A^2)/2\delta^2\} \cdot I_0(V_1A/\delta^2) \quad (3-6)$$

단 여기서 $\delta^2 = \sigma^2/G_p$ 이다.

한편 V_2 는 잡음만으로 되어 있으니 그 포락선의 확률 분포는 Rayleigh 분포가 되어 다음과 같이 된다.

$$P(V_2) = V_2/\delta^2 \exp(-V_2^2/2\delta^2) \quad (3-7)$$

특정치 V_2 에 대한 에러율은

$$\begin{aligned} P_{E1} &= \int_0^\infty P(V_2) dV_2 \\ &= \int_{V_1}^\infty (V_2/\delta^2) \exp(-V_2^2/2\delta^2) dV_2 \\ &= \delta a^2 \exp(-V_1^2/2\delta^2) \end{aligned} \quad (3-8)$$

모든 값에 대하여 평균 하면

$$\begin{aligned} P_E &= \int_0^\infty P_1 P(V_1) dV_1 \quad (3-9) \\ &= \int_0^\infty \delta^2 \exp(-V_2^2/2\delta^2) \cdot V_1/\delta^2 \\ &\quad \exp\{-V_1^2 + A^2\}/2\delta^2 \cdot I_0(V_1A/\delta^2) dV_1 \end{aligned}$$

여기서 $\alpha = \sqrt{2} V_1$, $\beta = A/\sqrt{2}$ 라고 둔다면 윗식은

$$\begin{aligned} P_E &= (1/2) \exp(-A^2/4\delta^2) \\ &= \int_0^\infty (\alpha/\delta^2) \exp(\alpha^2 + \beta^2)/2\delta^2 \cdot I_0(\alpha\beta/\delta^2) d\alpha \quad (3-10) \end{aligned}$$

와 같이 되어 피적분함수가 Rice 분포와 같아진다. 따라서 전구간을 적분한 값은 1이 되는 까닭에 윗식은 다음과 같이된다.

$$P_E = (1/2) \exp(-A^2/4\delta^2) \quad (3-11)$$

그런데 $\delta^2 = \sigma^2/G_p$ 이고 A는 신호의 진폭이니 선로 상에서의 SNR를 ρ 로 한다면 다음과 같은 식으로 표시될 수 있다.

$$P_E = (1/2) \exp(-A^2 G_p/4\sigma^2) \quad (3-12)$$

신호 $F_1(t)$, $F_2(t)$ 는 정현파이고 잡음은 Gauss 잡음이나 그 신호대잡음비는 $S/N = A^2/2\sigma^2$ 이 된다. 그림 4는 PN 주파수를 4 kHz와 16 kHz의 두가지로 하였던 경우의 에러율을 계산한 결과이다. 비교를 위하여 기존 비동기 FSK방식의 에러율도 함께 도시 하였다.

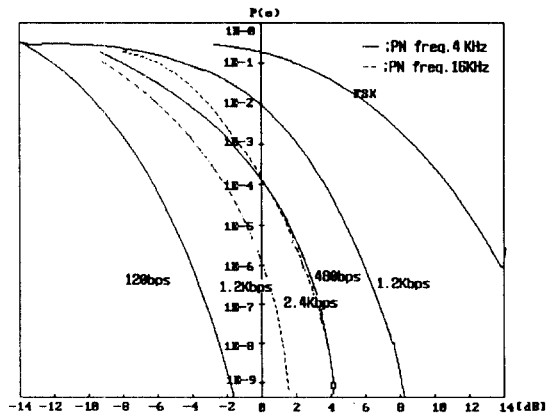


그림 4. 선로 SNR에 대한 에러율 이론치
Fig 4. Theoretical error rate vs. SNR of proposed system

IV. 實 驗

4.1 실험 시스템의 구성

위에서의 검토결과를 기초로 하여 그림 5와 같은 실험 시스템을 설계하였다.

송신부는 Exclusive-NOR 회로로 된 SS-MOD와 이 출력을 F1과 F2의 두 반송파로 변환하는 FSK-MOD

로서 되어 있다. 송신용 반송파 F1과 F2는 100 KHz-200 KHz 사이에서 임의로 조정이 가능한데, 실험에서는 113 kHz와 130 kHz를 사용 하였다. 이 주파수는 수정진동자를 내장한 PLL에 의하여 10^{-6} 수준으로 안정 되어 있으며 출력은 Line coupler를 통해서 송신 된다.

수신부는 FSK-DEM와 SS-DEM으로 구성 되어 있다. FSK-DEM은 내부에 F1과 F2의 통과대역을 지닌 BPF₁, BPF₂, 포락선검파기 그리고 $1/T_d$ 를 통과 시킬 BPF₃를 내장하고 있어서 Line Coupler를 통하여 수신된 F1과 F2신호를 검출하여 V₁과 V₂의 형태로서 SS-DEM에 송출 한다.

C(t)를 발생 하는 PN Generator는 7단, 및 9단의 shift register로서 구성되어 있으며 최장계열부호를 발생 하도록 구성 하였다. 이 출력은 SS-DEM와 SS-MOD 부에 다 같이 공급 되어 신호를 확산 또는 역확산 하는데 사용 된다. PN Generator를 동작시킴 clock 펄스는 2 MHz 수정진동자의 발진기출력을 1/256로 분주하여 사용 하였다. reset 시점은 Zero-cross Detector로서 전원 60 Hz의 영교차점을 검출 하도록 하고 있다. 따라서 송수신단말기가 동일 배전선에 접속 되어 있는 경우면 언제나 PN 부호는 동기가 된다.

4.2 시작 MODEM의 측정 및 결과

제한된 시스템의 특성을 확인하기 위하여 그림 6과 같은 측정 시스템을 구성하였다. 이 시험은 전송특성의 측정을 목적으로 한 것이기 때문에 전송선로로서는 실지의 AC 전력선을 사용하지 않고 10 ohm의 저항으로 된 모의전력선을 사용하였다. 따라서 동기신호원은 별도로 60 Hz 전원을 접속하여 PNG를 트리거하도록 하였다.

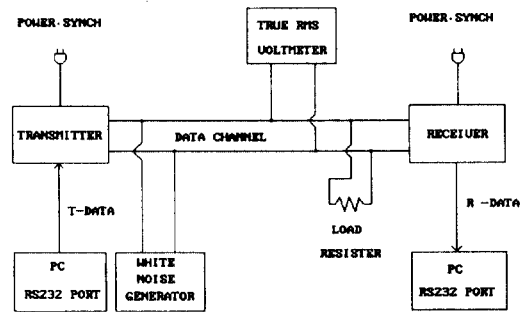


그림 6. 에러율측정을 위한 시스템구성
Fig 6. System setup for the error rate measurement

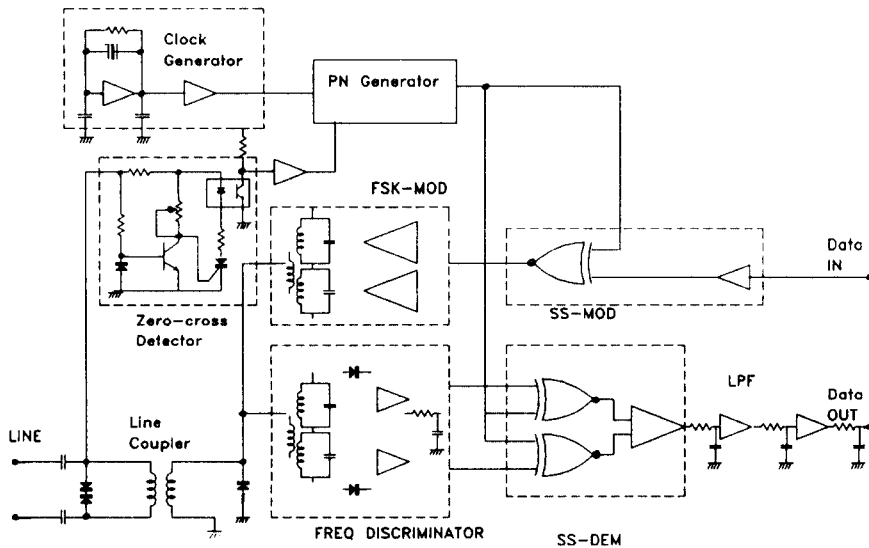


그림 5. 제안된 MODEM의 시스템구성
Fig 5. System configuration of proposed MODEM unit

에러율의 측정은 모의부하에 시험 MODEM을 접속하고 송신 MODEM의 입력단자에 RS-232C로서 인터페이스된 PC를 접속하여 word U를 송신후, 수신MODEM에 접속된 PC에 나타나는 에러율을 기록 통계 하는 방법을 적용 하였다. 잡음원으로는 백색잡음발생기(white noise generator)를 사용하였는데, 부하 임피던스가 낮기 때문에 특별히 제작한 전력증폭기를 접속하여 사용하였다.

제작한 시스템의 에러율을 측정한 결과는 그림 7과 같았다. 즉, PNG를 127 bit로 한 시스템에서는 120 bps 신호를 전송할때, 선로상에서의 SNR가 -5 dB 일 때라도 에러율은 10^{-5} 이하를 얻을 수가 있었다. 또, 1200 bps 신호에서는 SNR가 5 dB 일때 같은 에러율을 얻을 수가 있었다. 그러나 PNG를 9단으로 하여 511 비트로 한다면 2400 bps 신호라도 SNR 0 dB 에서 10^{-4} 까지 얻을 수가 있는데 이 결과는 해석결과와 대체로 일치한다.

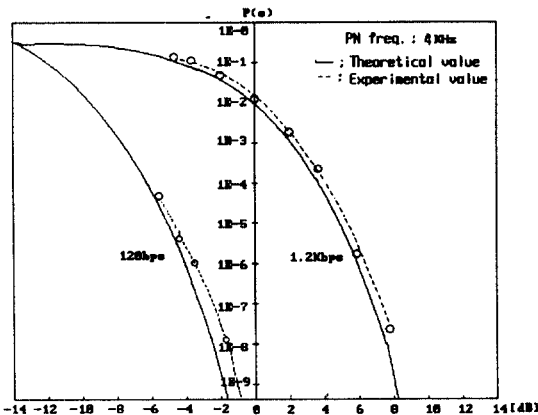


그림 7. 신호대잡음 전력에 대한 에러율
Fig 7. Error rate vs. line noise level

V. 결 론

전력선을 이용한 H.A. F.A용 데이터 통신시스템을 위한 2 반송파 DSSS 시스템을 설계하고 그 특성을 측정하였다.

먼저, 배전용 전력선의 감쇄특성과 잡음특성을 고찰한 결과, 가장 좋은 SNR을 기대할 수 있는 범위가

대체로 100 KHz~200 KHz 범위가 된다는 것을 알았다.

시스템의 간편성을 위해서 데이터신호를 PN에 직접 삽입하는 방식을 택하고, 그 출력을 113 KHz와 137 KHz의 두 주파수로 변환하여 전력선에 송출하도록 하였다.

해석결과는 SNR이 5 dB이상인 전력선에서도 속도 1200 bps 이하의 데이터 신호이면 10^{-5} 이하의 에러율로서 송신이 가능하다는 것을 알았으며 PNG의 비트수를 증가 시켜서 511까지 한다면 2400 bps 신호도 0 dB SNR만 있으면 충분히 전송이 가능하다는 사실을 확인 하였다. 이것은 재래적인 FSK 단독 전송방식에 비해 볼때, 동일한 에러율을 가정 한다면 선로의 SNR이 10 dB 이상 개선 된것에 해당 된다.

위에서의 해석결과를 확인 하기 위하여 실험 시스템을 제작 하였는데 확산변조기로는 Exclusive NOR Gate를 사용하고 PN 부호발생기는 7단 및 9단 플립플롭으로서 127 chip 및 511 chip의 M 계열을 발생 시키도록 하였으며 송수신단말기의 동기는 전원선의 60 Hz를 이용하도록 영교차점 검지기를 설계 및 제작 하였다.

모의전력선을 전송선으로 하고 백색잡음발생기로서 잡음을 인가하여 측정 한 시작기의 오류확률은 해석결과와 잘 일치하였으며, 일반 H.A. F.A를 위한 통신망으로서 충분히 실용화될 수 있음을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

1. Robert C. Dixon, Spread Spectrum System, John Wiley & Sons, 1984.
2. G. R. Cooper, C.D, Mcgillum "Modern Communications and Spread Spectrum" Mc Graw Hill, 1986
3. Peter K. Vam Der Gracht and Robert W. Donalson, "Communication Using Pseudonoise Modulation on Electric Power Distribution Circuits," IEEE Trans. on Communication, Vol. COM-33, pp964-975, September 1985.
4. 陣 年康, "아날로그와 디지털 통신" pp 583~616
5. Morgan H. L., Chan and Robert W. Donalson, "Amplitude, Width, and Interarrival Distributions for Noise Impulse on Intrabuilding Power Line Communication Networks," IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 31, No. 4, August 1989.

6. Morgan H.L., Chan and Robert W.Donason, "Attenuation of Communication Signals on Residential and Commercial Intrabuilding Power Distribution Circuits," IEEE Trans. on Electro magnetic Compatibility, Vol. EMC-28, No. 4, November 1986.
7. 李東郁, 邊建植, 金明起, "전원동기를 이용한 스펙트럼 확산 전원선 장치의 구성" 한국통신학회 논문지 90-6 Vol.15 No.6 pp.475-483
8. トリケツプス, スペクトラム 擴散 通信技術の 基礎と 應用
9. 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, pp16-168, 1984.
10. 宋文圭, 金大羽, 司空 石鏞, 車均鉉, "직접대역 확산 기법을 적용한 전력선 모델의 구현" 한국통신학회 논문지 93-2 Vol. 18 No.2 pp.218-230
11. Peter K. Van Der Gracht and Robert W. Donalson, "Pseudonoise Signalling for Power Line Carrier Applications," IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. PWRD-1, No.1, January 1986.
12. Albert A. Smith, Jr., "Power Line Noise Survey," IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Feb. 1972
13. H.Oschner, "Data Transmission on Low Voltage Power Distribution Lines using Spread Spectrum Techniques," Proc. Can. Commun. power Conf, Monfreal, P.Q., Canada, Oct. 15-17, 1980, pp.236-239
14. 井口潤 "家庭用 電燈線 搬送通信" 信學技報 EMCJ85-108, pp.37-42
15. 허영, 김인수, 오상기, 김관호, 김요희, "전력선의 신호전송 특성에 관한 연구" 한국전기 연구소 [14-1] pp.849-853

金 仁 泰(In Tae Kim) 正會員
 1980년 : 영남대학교 공과대학 전자공학과(공학사)
 1983년 : 영남대학교 대학원(공학석사)
 1989년 : 영남대학교 대학원 박사과정 수료
 1989년 ~ 현재 : 경북전문대학 전자통신과 교수
 ※주관심분야 : SS통신, 디지털 이동통신 등

李 茂 永(Moo Young Lee) 正會員
 1960년 : 한양 대학교 공과대학 전자공학과(공학사)
 1972년 : 캐나다 BC주립대학 대학원(공학석사)
 1975년 : 영남대학교 대학원(공학박사)
 1973년 ~ 현재 : 영남대학교 전자공학과 교수