

직접대역확산 기법을 적용한 전력선 모뎀의 구현

正會員 宋 文 圭*, 正會員 金 大 羽** 正會員 司空 石 鎭** 正會員 車 均 鉉*

Implementation of Power Line Modem Using a Direct Sequence Spread Spectrum Technique

Moon Kyou Song*, Dae Woo Kim**, Sug Chin Sakong**, Kyun Hyon Tchah* *Regular Members*

要 約

전력선을 통신선로로 이용시 전송신호는 전력선 채널특성인 주파수 선택적인 페이딩(fading)과 간섭 그리고 시변감쇠에 많은 영향을 받을 수 있다. 이러한 영향은 시변이며 임의의 주파수에서 일어나므로 예측하기 어렵다. 본 논문에서는 가정 혹은 소규모 사무실 내에서 비교적 저속 데이터를 안전하게 전송하는 전력선 모뎀을 구현하기 위해 대역확산 기법 중 직렬이 비교적 용이하고 잡음 특성이 우수한 직접확산 방식을 적용하였다.

대역확산 기법을 적용할 경우 PN(pseudo noise)부호 발생회로와 복잡한 동기회로 등의 부가적인 하드웨어가 요구되지만, 본 논문에서는 이러한 하드웨어의 일부를 시스템 자체에 내장된 프로세서를 이용한 소프트웨어로 처리하였고, 복잡한 동기회로 대신 60 Hz의 전력신호를 이용한 간단한 동기 회로를 구성하였다. 구현된 동기회로는 대역확산 기법에 본질적인 동기획득 시간의 소요 문제를 제거할 수 있으며, 아울러 60 Hz의 전력신호 자체의 영교차 지터의 영향을 피하도록 설계되었다. 결과적으로 본 논문에서는 대역확산 기법을 적용하면서도 대역확산에 필요한 일부 하드웨어를 소프트웨어화함으로써 소형, 경량화를 이루며, 전력선 상에서 데이터를 안전하게 전송하는 전력선 모뎀을 구현하였다.

ABSTRACT

A power line modem(PLM) which transfers data safely through power lines in houses or small offices is considered. When a power line is used for communications, transmitted signals could be affected by the channel characteristics such as frequency-selective fading, interference, and time-varying attenuation. In order to overcome these impairments, a direct sequence(DS) technique which is well known as an effective instrument against a variety of interferences and hostile channel properties is employed. Using a DS technique, however, requires more circuits such as PN code generator circuits, code modification circuits, and complicated synchronization circuits, and it also results in substantial acquisition delay.

*高麗大學校 電子工學科
Dept. of Electronic Eng., Korea University

**國民大學校 電子工學科
Dept. of Electronics Engineering, Kukmin Univ.
論文番號 : 93-24

In this paper, some of these circuits are implemented via software programmed in the system controller, and the complicated synchronization circuits are replaced by simple circuits utilizing a 60 Hz power signal for synchronization. The synchronization circuits used in this paper virtually eliminate the substantial acquisition delay, and is also designed to free the influence of 60 Hz zero crossing jitters which reside in a power signal. As a result, a PLM using a DS technique is realized in the form of wall-socket plug, and the PLM hardware would be very much simplified.

I. 서론

현대의 건물은 사무용 빌딩이나 공장용 건물 뿐 아니라 가정 주택에도 온도나 습도, 전력소모량 및 상수도, 도시 가스 등 수많은 센서(sensor)와 계측기가 장치되어 있으며, 이들로부터 얻어지는 각종 데이터의 처리, 교환 및 중앙 집중적인 제어를 위해서 뿐만 아니라, 사무자동화나 원격감시(security monitoring)를 위한 보안 장치 또는 건물 내의 환경 조절(environmental management)이나 컴퓨터 통신등 여러 가지 응용을 위하여 국부적인 통신망에 대한 수요가 계속해서 증가하고 있는 추세이다.

이러한 목적으로 일반적으로 설치되고 있는 통신망의 경우 본질적으로 설비 비용과 설치시 외관 상의 문제 및 설치 장소에 대한 제약성이나 기타의 불편함 등 여러가지 문제점을 내포하고 있는 유선 링크를 사용하게 된다. 이러한 유선 링크에 대한 대안으로서 무선(radio)이나 적외선(infrared) 채널을 생각해 볼 수 있지만, 무선의 경우 당국의 허가(licencing)가 요구될 뿐 아니라 간섭의 발생이 문제가 되며, 적외선의 경우는 가시선 전송(line of sight transmission)이 요구되는 문제점이 존재한다.

이상에서 고려된 문제점을 해결하기 위하여 모든 건물에 이미 설치되어 있는 전력 배전망을 합리적인 통신 링크로서 고려하게 되었고, 벽면의 소켓에 플러그를 접속함으로써 간단히 통신이 가능하게 되는 잇점이 있다.

하지만 전력선은 본래 상용 전력신호를 전송하기 위한 매체이고, 고주파 전송 특성의 품질에 대한 보증은 없다. 즉, 부하잡음이 상당히 크고 전력선에서 전력공급을 받고 있는 기기의 접속 상태에 따라 고주파 전송특성은 크게 변동한다. 그러므로 저속도 전송에는 적합하지만 고속도 전송에는 적합하다고 볼 수 없다. 또한 케이블이나 또는 광케이블 링크에 비해 제한된 대역이나 높은 잡음 레벨 뿐만 아니라 임피던스, 감쇠, 잡음레벨 등의 불확실성과 시변성 등으로

인해 전력선의 채널특성을 정확히 알기란 쉽지 않다 [1,2,3,4,5,6,7,8].

본 논문에서는 가정 혹은 소규모 사무실 내의 전력선 전송에서 비교적 저속 데이터를 안전하게 전송하는데 주안점을 두었다. 기존의 통신기법을 이용한 전력선 통신^[9]의 주요 결점은 전력선의 주파수 선택적인 페이딩과 간섭 그리고 시변하는 감쇠의 영향을 심하게 받을 수 있다는 것이다. 이러한 전력선의 주파수 선택적인 페이딩, 간섭, 시변감쇠는 임의의 주파수에서 일어나므로 이를 예측하기는 어렵다^[1,7]. 그러므로 이 문제점을 보완하기 위해 전송특성의 변동에 강한 변조방식으로 직접대역확산 방식(direct sequence /spread spectrum; DS/SS)을 적용하기로 한다.

DS/SS방식은 전력선의 주파수 선택적인 페이딩, 간섭, 시변감쇠 같은 전송로 특성의 변동에 대한 적절한 대책이 되며^[1,2,7,8,13], 피크전력에 대한 제한이 존재하는 상황 하에서도 높은 수신 SNR을 제공하여 준다^[10,11,12]. 더우기 PN코드를 적절히 선택함으로써 보안성이 제공될 수 있고 다중 통신(multiple access)도 가능하다. 또한 DS/SS방식에서는 정보신호가 확산되기 때문에 전송신호의 스펙트럼 크기가 저하하므로 접속되어 있는 전자기기에 미치는 영향도 감소하게 될 것이다^[2].

이러한 DS/SS방식의 주요 단점은 PN코드 발생 회로와 PN코드의 동기회로 등이 부가적으로 요구되는 점이다. 특히 수신기에서는 고속 PN 부호의 동기를 이루기 위해 동기포착(acquisition) 회로와 DLL(delay lock loop)과 같은 PN 동기 추적(tracking) 회로가 요구되므로 수신기가 더욱 복잡해진다^[2,7]. 하지만 본 논문에서는 요구되는 하드웨어의 많은 부분을 소프트웨어로 처리하고, 60 Hz 전력신호를 이용하여 간단한 동기회로를 구성함으로써 회로의 간략화를 이루면서 성능향상을 이루고자 한다.

II. PLM구현을 위한 고려사항

본 논문의 PLM은 가정 혹은 소규모 사무실 내에서 상용전력선을 이용하여 비교적 저속의 데이터를 안전하게 보내는 것이 주목적이다. 전력선에서 전송 신호의 주파수 변화에 따른 신호감쇠는 부분적으로 리액턴스성(reactive)부하와 전송선 효과에 의해 생긴다. 한 연구 결과에 의하면 100 kHz 이하의 주파수에서는 비교적 일정한 감쇠를 보이며, 100 kHz와 200 kHz 사이에서는 감쇠가 0.25 dB/kHz의 기울기로 선형적으로 증가함을 알 수 있다^[7,8]. 빌딩 내부의 전력선에서는 100 kHz 이하의 주파수와 400 m 이하의 거리에 대해 전송선 영향은 크게 받지 않는다^[7]. 그림 2.1은 100 kHz 이하에서 전력선의 등가 회로를 보인 것이다^[7,8].

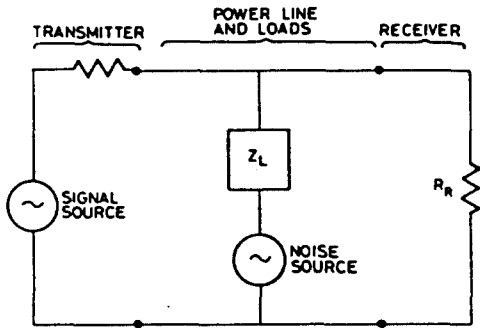


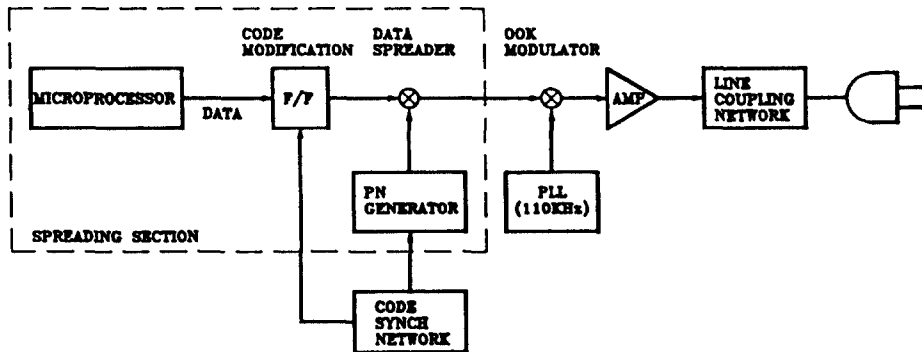
그림 2.1 100 kHz 이하에서 단순화된 전력선 회로 모델
Fig. 2.1 Simple model for an electric power distribution circuit below 100 kHz

그림 2.1에서 임피던스 Z_L 은 모든 네트워크 부하의 병렬 임피던스를 나타내며 전력선 자체는 낮은 직렬 임피던스를 가지므로 무시한 것이다^[7,8]. 전력선에 연결된 부하는 보통 10 Ω 이상의 병렬 임피던스를 가지는데 송신기와 수신기의 임피던스는 수신된 통신 신호레벨을 가능한 한 크게 하기 위해 작아야 한다. 그래야만 출력 신호대 잡음비를 최대화할 수 있다. 그림 2.1은 본 논문에서 쓰이는 통신계의 전체 모델이 된다.

전력선 채널특성을 연구한 참고문헌[1, 2, 3, 4, 5, 7, 8, 13, 14]에 따르면 수신된 신호대 잡음비는 변화가 심하고 예측이 불가능한 평균 잡음레벨에 의해 변하며 송신기와 수신기의 상대적인 위치와 절대적인 위치에 따라 영향을 받게 된다. 수신 신호의 레벨은 전체 네트워크에 들어오고 나가는 신호전력의 커플링(coupling)과 네트워크에서의 감쇠에 따라 가변하며, 수신기의 잡음레벨은 주로 인접한 부하의 영향을 받을 것이다.

본 논문에서는 이러한 통신계통을 고려하여 PLM을 설계하고자 한다. 그림 2.2는 본 논문에서 구현하고자 하는 DS/SS를 적용한 PLM의 블록도를 보인 것이다.

본 논문에서는 단일칩 마이크로프로세서인 μ p-8751H를 사용하며, 이 마이크로 프로세서는 CPU, RAM, 타이머, ROM, I/O 포트, 시리얼 통신 기능을 가진 시리얼 포트가 한개의 칩 안에 모두 내장되어 있으며 제어응용분야의 제어회로에 널리 사용되



(a)

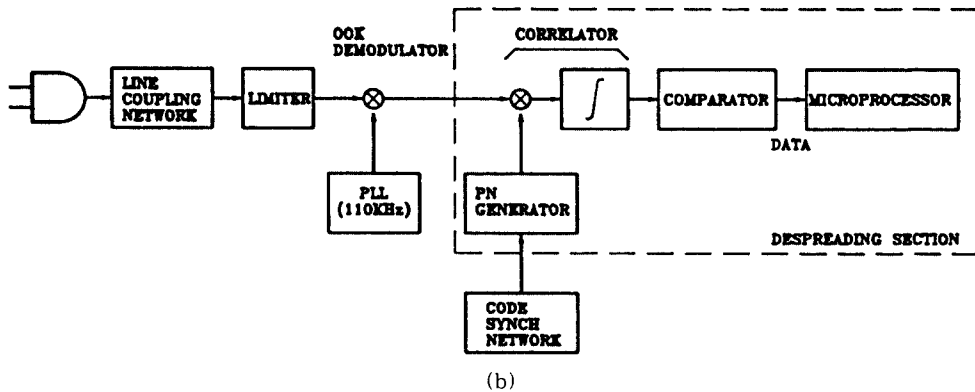


그림 2.2 DS/SS를 적용한 PLM 블럭도
 Fig. 2.2 Block diagram of PLM using DS/SS
 (a)DS/SS를 적용한 송신기 블럭도
 (a)Transmitter section diagram
 (b)DS/SS를 적용한 수신기 블럭도
 (b)Receiver section diagram

고 있는 프로세서이다. $\mu\text{p-8751H}$ 는 내장된 시리얼 통신 기능을 이용하여 가정 자동화(home automation)용으로 사용하기에 적절한 프로세서이지만, 기존의 통신 방식을 적용한 PLM^[9]을 구성할 경우 전력선 채널의 특성에 의해 많은 영향을 받게 될 것이다. 그림 2.2는 $\mu\text{p-8751H}$ 의 디지털 신호를 직접대역확산 방식을 적용하여 전력선상에서 데이터를 안전하게 전송하는 시스템에 대한 전송 송·수신기의 블럭도를 나타낸 것이다. 그림 2.2에 보인 바와 같이 직접대역확산 방식을 적용할때 많은 하드웨어가 추가된다^[1,2,3,7,8]. 특히, 기존의 DS/SS 수신기의 PN코드 동기 회로는 동기포착회로, 동기추적회로^[11] 등과 같은 복잡한 구조를 가지는 회로가 필요하다. 본 논문에서는 DS/SS를 적용하면서 $\mu\text{p-8751H}$ 의 기능을 이용하여 그림 2.2에 점선으로 둘러싸인 DS/SS에 필요한 별도의 하드웨어 부분을 모두 소프트웨어로 대체하였고, 대역확산 수신기에서 보통 가장 큰 부분을 차지하게 되는 동기회로는 전력선상의 60 Hz의 전력선 신호를 이용함으로써 대폭 간소화하였으며^[7,8], 이에 대해 보다 구체적으로 설명하기로 한다.

송신기에서는 데이터 발생 외에 PN코드 발생기, 데이터와 PN부호 간의 동기를 위한 부호 수정 회로 및 데이터를 확산하기 위한 2진 가산기 등 DS/SS에 필요한 부분을 모두 $\mu\text{p-8751H}$ 에 소프트웨어로 구현하였고, 60 Hz 영교차 검출기를 이용해 데이터와 PN코드 간의 동기에 이용하였다. 수신기에서도 $\mu\text{p-}$

8751H 내에 DS/SS에 필요한 PN코드 발생기, 상관기 및 임계치 비교기 등의 기능도 소프트웨어화 하였고, 60 Hz 영교차 검출기를 이용해 수신된 신호에 PN코드의 동기를 맞추게 하였다.

본 논문의 PLM의 $\mu\text{p-8751H}$ 의 한 포트를 통신 기능으로 프로그래밍하여 60 bps의 디지털 신호를 1.92 kcps(chip per second)의 PN부호로 확산하여 전송하는 시스템이다. R_b 를 데이터 율(data rate)이라 하고, R_c 를 칩율(chip rate)이라 하면 직접확산 시스템에서의 확산 전송대역폭 W_{ss} 는 근사적으로 R_c 이 된다. 또한 처리이득 G_p 는 다음 식

$$G_p = R_c / R_b \quad (2-1)$$

에 의해 약 15 dB가 된다.

이제 확산된 신호는 110 kHz 반송파로 ASK 변조되어 전력선에 실리게 된다. 유럽지역 표준인 CENELEC에 의하면 전력선 통신으로 95 kHz~148.5 kHz의 주파수 범위가 허용되며, 일본에서는 40 kHz~450kHz의 주파수대역이 할당되어 있다. 이러한 이유로 반송파를 110 kHz로 쓰는 것은 적절하다. 60 Hz 영교차 검출기로 PN코드와 데이터 그리고 송·수신기의 동기를 맞추기 때문에 설계시 고려사항은 다음과 같다. 그림 2.3에 60 Hz 전력선 신호를 나타내었다.

이상적인 60 Hz 전력신호는 한 주기가 약 16.67

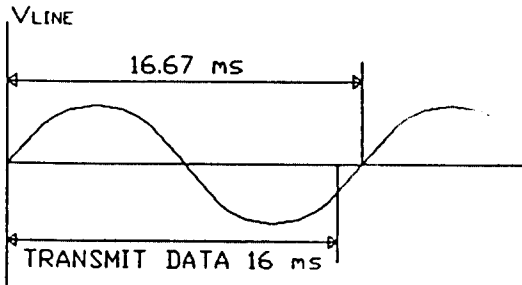


그림 2.3 60 Hz 전력선 주기와 데이터 전송시간
Fig. 2.3 Period of 60 Hz power line and data transmission time

ms이다. 하지만 실제 전력선상의 신호는 양방향 영교차점이 60 Hz 값에 대해 랜덤한 변화를 나타낸다. 이러한 양 방향 영교차 지터는 전력선 상의 진폭잡음(amplitude noise), 발전기 속도 변화, 부하 임피던스의 변동 및 부하의 접속 스위칭 등으로부터 생긴다. 한 연구조사에 의하면 $\pm 10 \mu s$ 지터가 나타난다^{7, 8}. 본 논문의 PLM에서는 부호의 칩을 500 μs 로 하였으므로 32 칩의 부호를 사용한다면 확산 신호의 전송시간은 16 ms가 된다. 그러므로 이상적인 60 Hz 전력신호의 한 주기 시간에 대해 약 670 μs 의 여유가 생긴다. 이는 60 Hz 전력신호의 한 주기 시간의 약 4%에 해당되는 시간으로 이렇게 함으로써 $\pm 10 \mu s$ 인 영교차 지터의 영향을 충분히 피할 수 있다. 그 결과 60 Hz 영교차 검출기로 데이터와 PN코드의 동기 및 1/60 sec 주기마다 PN코드를 초기화하여 송·수신기의 PN코드를 동기되도록 하면서도 영교차 지터의 영향을 받지 않게 하였다.

또한, 본 실험에서는 송신한 데이터와 복구된 데이터의 비교·확인을 용이하도록 하기 위해 00~FF까지 256개의 데이터를 전송하고 송신기 및 수신기에서 각각 송신데이터와 수신데이터를 디스플레이하도록 $\mu p-8751H$ 에 프로그램하였다.

III. PLM 설계 및 구현

3.1. 소프트웨어 알고리즘

[1]PN부호 발생기 설계^[10,12].

PN부호 발생기는 무한주기의 이론적 랜덤 시퀀스를 유한주기의 실제적 PN 시퀀스로 대체하기 위한 장치이다. 대역 확산용 PN코드는 LFSR(linear feedback shift register)방식으로 쉽게 실현되며 LFSR

중 최대의 주기를 가지도록 하는 궤환 레지스터를 선 택하여 MLLFSR(maximal length linear feedback shift register)방식으로 PN코드를 발생시킨다. N단(stage) LFSR로 만들 수 있는 m-시퀀스(maximal length sequence)의 길이는 $2^N - 1$ 칩이다. 이 LFSR로 m-시퀀스를 만드는 최장탭(maximal tap)은 이미 연구되어 있다^[10,12].

본 논문에서는 PN코드 발생을 위해 주기가 63 칩인 6개의 레지스터로 구성된 MLLFSR 방식을 택하였다. 총 6단의 레지스터에서 궤환되는 레지스터를 다음과 같이 선택할 경우 PN코드는 최대의 주기를 가지며 이들을 최장탭(maximal tap)^[10]이라 한다.

$$[6, 1], [6, 5, 2, 1], [6, 5, 3, 2]$$

본 논문에서는 최장탭 [6,1]로 구성된 MLLFSR PN코드 발생기를 구성하였으며 그 구성도는 그림 3.1과 같다. 그림 3.1과 같은 기능을 하드웨어 대신 소프트웨어로 구현하여 발생시킨 PN부호를 $\mu p-8751H$ 의 내부 ROM에 저장하였다. 이렇게 함으로써 비용 및 하드웨어를 감소시킬 수 있다.

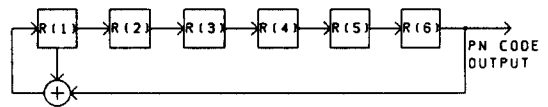


그림 3.1 최장탭이 [6,1]인 MLLFSR PN코드 발생기의 블록도

Fig. 3.1 Block diagram of MLLFSR PN code generator with maximal tap [6, 1]

[2]DS/SS를 적용한 송신부 알고리즘

$\mu p-8751H$ 는 외부 12 MHz 크리스탈 발진기를 내부에서 12 분주하여 1 MHz의 동작 속도를 가진다. 본 시스템의 송신부 알고리즘은 그림 3.2에 보인 바와 같다. 본 시스템에서는 00~FF까지의 8 비트 단위의 데이터를 1 비트 씩 전송한다.

$\mu p-8751H$ 의 DS/SS 처리를 위한 초기화 및 외부 인터럽트를 가동시키고, 수신기와의 데이터 비트동기를 위한 60 Hz 영교차 검출기로부터 zero 신호가 들어오면 60 Hz 외부 인터럽트 처리 루틴으로 들어간다. 60 Hz 외부 인터럽트 처리 루틴에서는 우선 60 Hz 외부 인터럽트의 가동을 멈추게 한 후 데이터와 PN부호 간의 동기를 위한 타이머 0을 동작시켜 500 μs 간격으로 내부 인터럽트를 발생시키도록 한다. 또한 전송을 1비트의 데이터를 추출하고 전송 데이터 비트수 카운터를 증가시킨다.

타이머 0에 의해 내부 인터럽트가 발생하면 500 μ s 간격으로 전송할 데이터를 PN부호와 2진 가산하여 총 32칩(chip)을 차례로 전송데이터 포트 TXD로 사용하는 포트 P1.7에 출력한다. 이렇게 하여 32칩 시간인 16 ms 동안 1비트의 데이터를 확산하여 전송하게 된다. 그 다음엔 다시 처음으로 돌아가서 60 Hz 외부 인터럽트를 가동 상태로 하고 다시 60 Hz 외부 인터럽트가 들어오면 8 비트의 데이터 중 다음 비트를 전송한다.

이와 같이 60 Hz 외부 인터럽트를 이용하여 송·수신기 간의 동기를 이루도록 하고 타이머0 내부 인터럽트를 이용하여 60 bps의 데이터와 1.92 kcps의 PN부호 간의 동기를 이루도록 하였다.

한편 60 Hz 외부 인터럽트와 타이머0 인터럽트가 발생되지 않은 상태에서는 전송 데이터의 값을 디스플레이하는 일을 수행하는데 전송데이터의 디스플레이를 위해 전송데이터를 반복해서 전송하도록 프로그램하였으며 일정시간이 지난 후에는 00~FF까지의 데이터 전송을 위해 데이터 값을 증가시키도록 하였다.

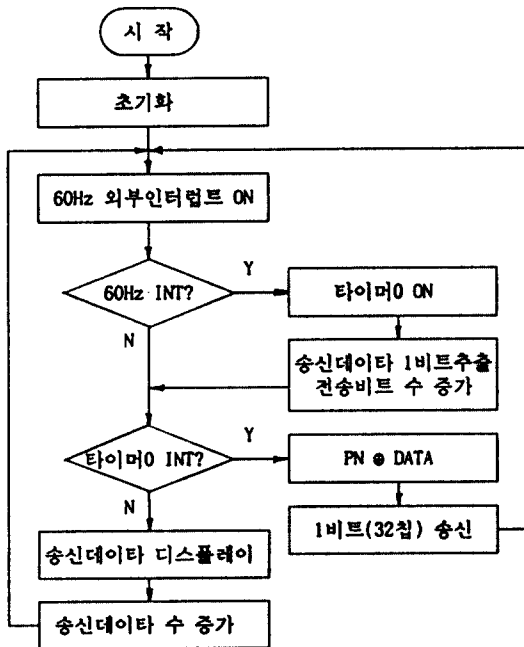


그림 32 송신부의 흐름도
Fig. 3.2 Flow chart of transmitting section

[3]DS/SS를 적용한 수신부 알고리즘

그림 3.3은 본 논문에서 구현된 수신부 알고리즘을 보인 것이다. 수신부의 초기화 루틴은 송신부와 같으며 60 Hz 외부 인터럽트 처리 루틴을 통해 송신기와 수신기 데이터 간의 60 Hz 비트동기를 이루도록 한다.

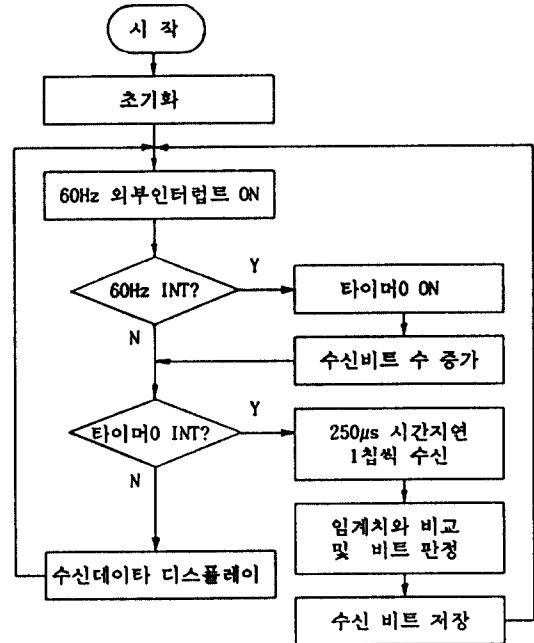


그림 33 수신부의 흐름도
Fig. 3.3 Flow chart of receiving section

수신된 PN부호와 기준부호 간의 동기를 위한 수신기 타이머0 내부 인터럽트 처리 루틴에서의 각 칩시간(chip time) 500 μ s의 중간에서 값을 취하기 위해 약 250 μ s의 시간지연(delay)을 주었으며, 수신된 확산 전송데이터에서 데이터를 복구하기 위해 60 Hz 송신기와 동기된 PN코드로 역확산하였다. 역확산된 32 칩의 부호에 대해 "1"의 갯수를 세어 "1"의 갯수가 15보다 커야 "1"의 비트로 판정하도록 하였으며, 15보다 작을 때에는 "0"으로 하게 각 데이터 비트를 복원하였다. 본 논문에서는 이러한 상관기와 비교기 기능을 소프트웨어로 처리하였다. 그리고 복구된 데이터는 디스플레이 되도록 하여 송신된 데이터와 수신된 데이터를 쉽게 비교할 수 있도록 하였다.

3.2. 하드웨어 설계 및 제작

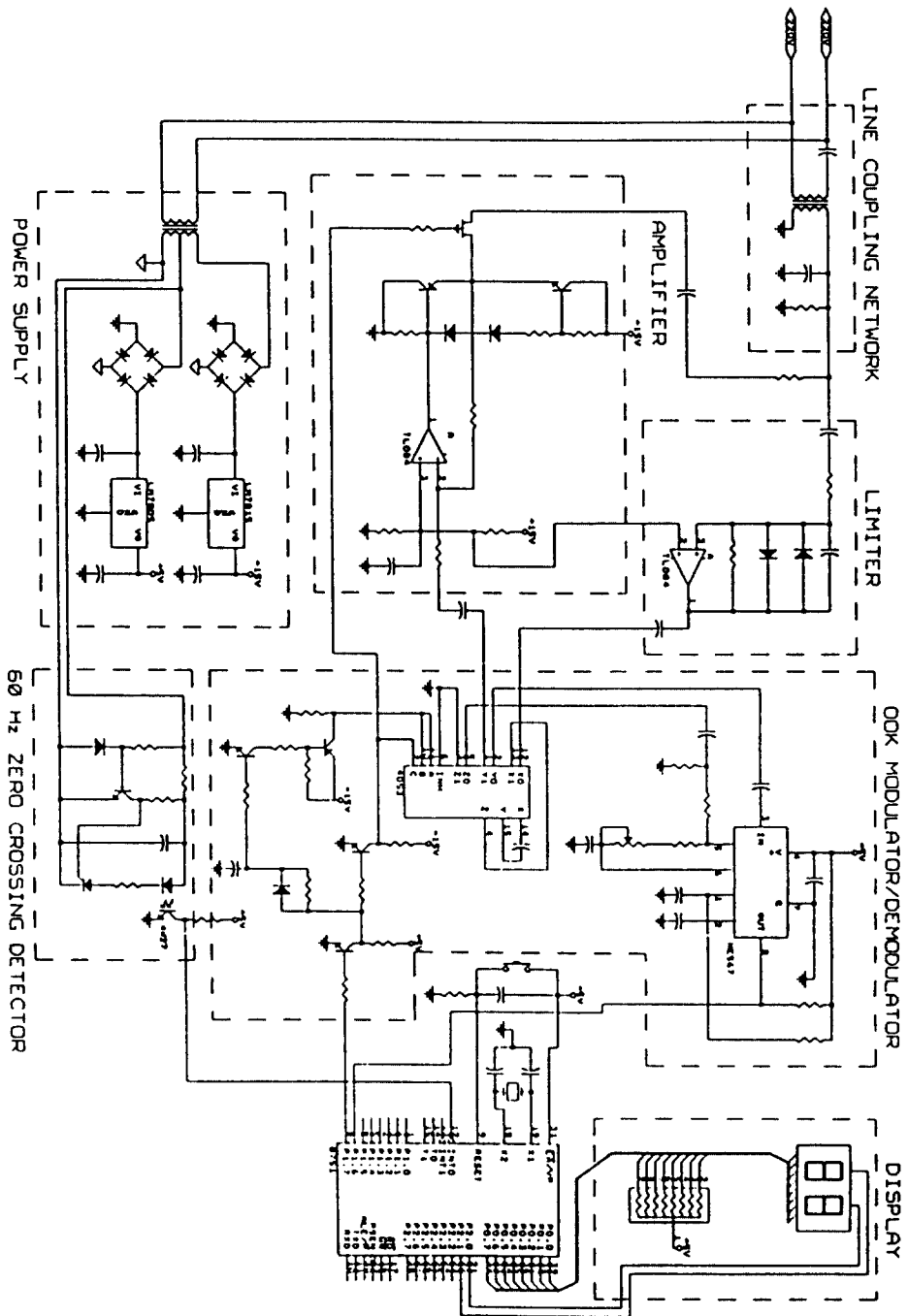


그림 3.4 소프트웨어로 구현된 DS/SS를 적용한 PLM의 전체 회로도

Fig. 3.4 Overall circuit of PLM using DS/SS implemented by software

그림 3.4는 본 논문에서는 그림 2.2(a), (b)의 블럭도에 따라 구현된 DS/SS를 적용한 PLM 시스템의 전체 회로도로서 송신기와 수신기^[9] 기능을 함께 설계하였다.

[1]송신기

먼저, 그림 2.2(a)에 나타난 송신기의 블럭도에 따라 송신기를 구성한다. 송신기에서 $\mu\text{p-8751H}$ 포트 1의 P1.7을 TXD로 사용한다. $\mu\text{p-8751H}$ int0 핀에서 60 Hz 영교차 검출기로 부터 저레벨 엣지 트리거 (low level edge trigger)가 감지되면 디스플레이된 데이터는 확산된 전송데이터로 P1.7에 출력된다. 이때 P1.7에서 출력된 단극성(unipolar) NRZ +5 V의 확산 전송신호는 아날로그 스위치 4053으로 구현된 믹서에서 NE567 PLL IC의 CCO(current controller oscillator)에서 출력되는 110 kHz 반송파로 ASK 변조된다. ASK 변조된 신호는 라인 커플링 회로로 전달된다. 이 때 본 논문의 시스템에서는 확산 정보 0 신호에 대해서 110 kHz를 싣는다. 라인 커플링 회로는 TOKO사 제품 HF 변압기를 사용하였으며, 이 HF 변압기는 60 Hz 전력신호를 걸연하면서 110 kHz OOK(on-off keying) 신호를 통과시킨다. 또한, 송·수신기의 임피던스를 낮추는 역할을 한다. 이로써 송·수신기의 임피던스를 작게 해야 하는 조건을 만족하도록 한다.

+5 V 및 +15 V 전원회로는 LM7805 및 LM7815를 사용하여 마이크로프로세서와 PLL IC 및 연산증폭기등의 전원을 AC 전력선으로부터 직접 공급하도록 설계하였다. 60 Hz 영교차 검출기^[7]는 전원회로에 사용한 변압기에서 강압된 AC 9 V로부터 양방향 영교차 접에서 zero가 되게 하였다. 이 회로에서 4N25는 전원 회로들과의 절연을 위해서 사용하였다.

디스플레이는 마이크로프로세서의 포트 0가 개방드레인(open drain)이므로 캐소우드(cathod)공통 7 세그먼트를 이용하여 포트 0로 디스플레이 데이터를 내보내고 포트 2의 P2.0과 P2.1로 7 세그먼트를 제어하였다.

[2]수신기

그림 2.2(b)에 나타난 수신기 블럭도에 따라 수신기를 구성한다. 전력선 상에 실린 확산 전송 OOK 신호는 라인 커플링 회로를 통해 들어온다. 들어온 확산 전송 OOK 신호는 각종 부하 등에 따른 전력선 채널특성 변동에 따라 레벨의 변동이 심하므로 이 영향

을 제거하기 위해 연산 증폭기와 다이오드 회로로써 리미터를 구성하여 그 레벨을 제한 증폭한다. 이 때 수신기 모드로 동작하고 있는 PLM에서 TXD단으로 쓰고 있는 P1.7은 high 상태로 하여 아날로그 스위치 4053은 리미터를 거친 확산 전송 OOK 신호를 PLL IC 입력단에 보내어 OOK 복조를 이루게 하여 단극성 NRZ의 확산 전송데이터를 복구한다.

본 논문에서 마이크로프로세서의 P1.6을 RXD로 사용하므로 P1.6으로 확산 전송데이터를 받아들여 외부인터럽트 int 0핀에 들어오는 60 Hz 영교차 검출기의 zero 신호에 따라 마이크로프로세서의 내부에서 소프트웨어로 처리되어 확산 전송데이터는 협대역 원래 전송데이터로 복구되어 디스플레이 된다.

이와 같이 송신기와 수신기를 함께 설계하여 아날로그 스위치 4053으로 각 동작에 따라 송신기와 수신기 기능으로 전환하게 하였다.

IV. 실험 및 결과

그림 4.1에서 60 Hz의 양방향 영교차가 정확히 검출됨을 확인할 수 있다. 이 결과는 디지털이징 오실로스코프 HP54502A를 사용하여 측정된 것이다. 그림 4.2에 측정된 부호의 처리 과정은 실제적으로 $\mu\text{p-8751H}$ 내부에서 처리되므로 관측할 수 없으나 데이터, PN, PN \oplus DATA를 각각 여분의 포트출력하도록 프로그램함으로써 측정하였다. 그림 4.2에서 60 Hz 영교차의 저 엣지(low edge)에 의해 $\mu\text{p-8751H}$ 의 int 0가 트리거됨으로써, 데이터와 PN코드가 동기되어 PN \oplus DATA인 확산 전송데이터가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 또한 PN코드와 PN \oplus DATA를 비교해 볼 때 데이터 1에 의해서 PN코드가 반전되며, 데이터 0에서는 PN코드의 위상이 불변함을 알 수 있다. 이것은 PN코드와 데이터 간의 위상이 적절히 동기됨을 나타낸다. 한편 60 Hz 영교차 검출 후 약간의 시간지연이 있는 다음에 데이터, PN, PN \oplus DATA의 파형이 발생됨을 알 수 있는데 이는 내부 명령 수행 시간에 소비되는 시간 때문이며 32 칩의 칩시간 이후에도 파형이 나오는 것은 각 포트가 출력된 마지막 값을 유지하기 때문이다. 이상의 파형은 논리회로 분석기 HP1651B를 사용하여 측정하였다. 그림 4.3은 확산 정보데이터의 0신호가 110 kHz 반송파에 의해 OOK 변조된 것을 보인 것이며 역시 HP54502A로 측정하였다.

그림 4.4(a)에서 60 bps 전송데이터를 110 kHz 반

송파로 OOK 변조하여 스펙트럼을 측정한 이유는 대역확산된 실제 전송데이터의 스펙트럼과의 비교를 용이하게 하기 위한 것이다. 그림 4.4의 (a)와 (c)에서 보는 바와 같이 60 bps 데이터 스펙트럼의 null-to-null과 PN코드에 의해 대역확산된 데이터 스펙트럼의 null to null 대역폭을 비교해 보면 60 bps 데이터가 이론적인 값에 가깝게 PN코드에 의해 대역확산되어 있는 것을 알 수 있다. 또한 그림 4.4의 (b)와 (c)를 비교해 보면 PN코드와 PN⊕DATA의 스펙트럼이 거의 같은 것을 알 수 있는데 이는 PN코드에 의해 정보데이터가 잘 숨겨졌음을 의미한다. 그림으로써 보안을 필요로 하는 통신에서도 대역확산 기법이 적절함을 알 수 있다. 그림 4.4의 파형은 스펙트럼 분석기 HP3585A로 측정하였다.

그림 4.5와 그림 4.6은 실제 전력선 상에 본 논문에서 구현한 송·수신기를 연결하여 실측한 파형을 보인 것이다. 그림 4.5는 라인 커플링 회로를 통과하기 직전의 송신 OOK 신호와 라인 커플링 회로를 통해 수신된 OOK 신호의 파형을 보인 것으로, 오실로스코프 Tek7704A로 측정한 파형이다. 전력선의 길이가 길어질수록 신호의 감쇠량은 커지고, 유입되는 잡음은 전력선의 길이보다는 전력선에 함께 연결되어 있는 부하에 의해 주로 영향을 받게 된다. PLM의 최대

전송거리는 PLM의 입출력 임피던스와 송신 신호의 레벨 및 수신 신호에 대한 감도에 의해 좌우될 것이다.

그림 4.6(a), (b)는 송신 데이터와 PN⊕DATA이고, (c)와 (d)는 수신된 PN⊕DATA와 복구된 데이터이다. (c)의 파형에서 그림 4.5의 수신된 OOK 신호가 적절히 복조되고 있으며, (d)는 복구된 데이터 파형으로, 이 때 발생한 15.6 ms 만큼의 시간지연의 마이크로프로세서의 내부에서 처리되는 역확산과정에 소요되는 시간이다. 그림 4.6은 그림 4.2와 마찬가지로 데이터를 여분의 포트에 출력하게 하여 HP 1651B로 측정하였다.

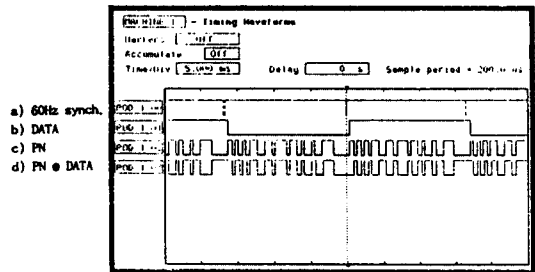
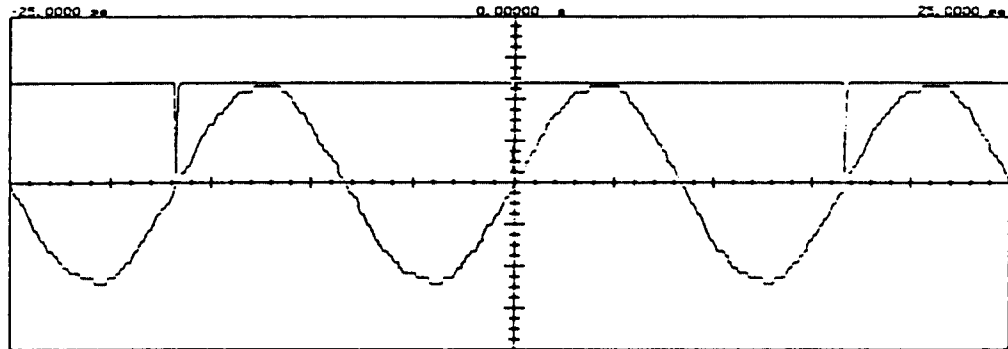


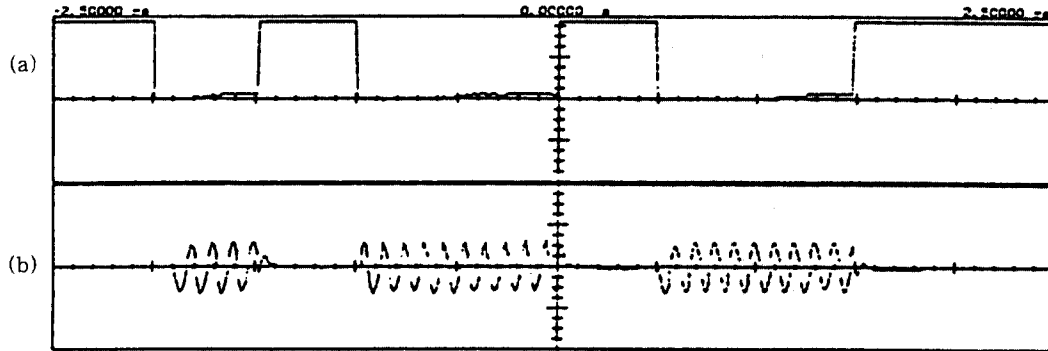
그림 4.2 60 Hz 영교차 검출기, 데이터, PN, PN⊕DATA의 파형
Fig. 4.2 Waveforms of 60 Hz zero crossing detection, data, PN, and PN⊕DATA



Main	Timebase	Delay/Pos	Reference	Mode
	5.00 ns/div	0.00000 ns	Center	Repetitive
Channel 1	Sensitivity	Offset	Probe	Coupling
	2.00 V/div	0.00000 V	10.00 : 1	dc (1M ohm)
Channel 2	5.00 V/div	0.00000 V	10.00 : 1	dc (1M ohm)

Trigger mode: Edge
On Positive Edge Of Chan1
Trigger Level
Chan1 = 3.31000 V (noise reject OFF)
Holdoff = 40.000 ns

그림 4.1 60 Hz 파형과 양방향 영교차 검출 파형
Fig. 4.1 Waveforms of 60 Hz power signal and positive-going zero crossing detection



Unit	Timebase	Delay/Pan	Reference	Mode
	500 us/div	0.00000	Center	Repetitive
Channel 1	Sensitivity 2.00 V/div	Offset 0.00000 V	Probe 10.00 :1	Coupling ac 5V :is (:M chnl)
Channel 2	100 mV/div	0.00000 V	1.000 :1	ac (:M chnl)

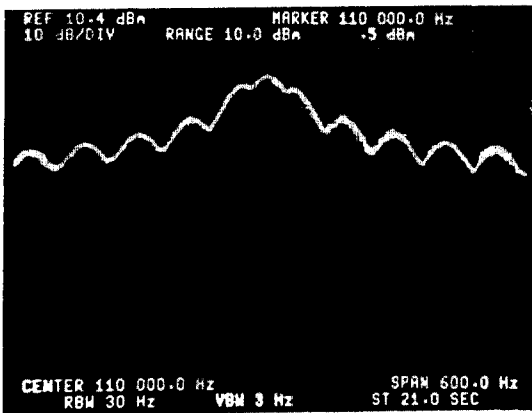
Trigger mode : Edge
 On Positive Edge Of Chan1
 Trigger Level
 Chan1 = 2.00000 V (noise reject OFF)
 Holdoff = 40.000 ns

(a)PN ⊕ DATA

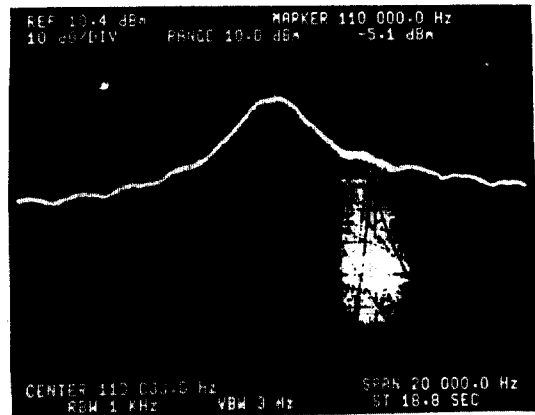
(b)PN ⊕ DATA의 OOK 변조신호

그림 4.3 PN ⊕ DATA가 110 kHz 반송파로 OOK 변조된 파형

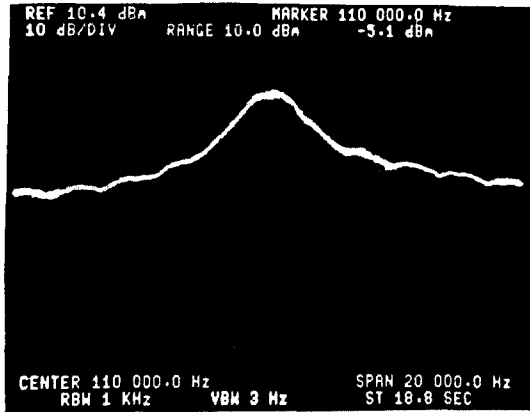
Fig. 4.3 Waveform of PN ⊕ DATA OOK-modulated by 110 kHz carrier



(a)



(b)



(c)

그림 4.4 110 kHz 반송파로 OOK 변조된 데이터, PN코드, PN⊕DATA의 스펙트럼

Fig. 4.4 Spectra of data, PN code, and PN⊕DATA OOK-modulated by 110 kHz carrier

- (a) 110 kHz 반송파로 OOK 변조된 60 bps 데이터 스펙트럼
- (a) Spectra of 60 bps data OOK-modulated by 110 kHz carrier
- (b) 110 kHz 반송파로 OOK 변조된 1.92 kcps PN코드의 스펙트럼
- (b) Spectra of 1.92 kcps PN code OOK-modulated by 110 kHz carrier
- (c) 110 kHz 반송파로 OOK 변조된 PN⊕DATA의 스펙트럼
- (c) Spectra of PN⊕DATA OOK-modulated by 110 kHz carrier

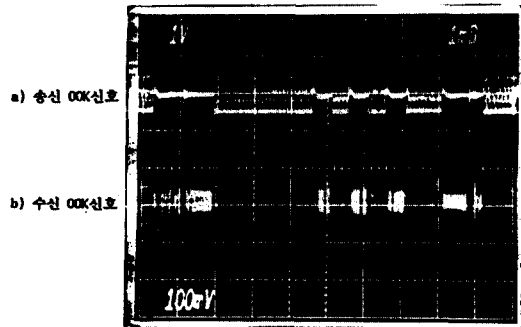


그림 4.5 송신 OOK 신호와 전력선을 통해 수신된 OOK 신호
Fig. 4.5 The transmitted OOK signals and the received OOK signals through power line

- a) 송신 OOK 신호 b) 수신 OOK 신호

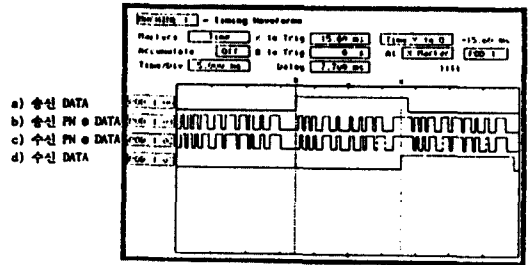


그림 4.6 송신 데이터, 송신 PN⊕DATA, 수신 PN⊕DATA, 수신 데이터의 파형

Fig. 4.6 The waveforms of transmitted data, transmitted PN⊕DATA, received PN⊕DATA, received data

이상의 결과로부터 소프트웨어로 구현된 DS/SS를 적용한 PLM의 송신기에서 PN코드 발생 및 데이터와 PN코드 간의 동기 및 승적 변조가 적절하게 수행되며, 송·수신기 간의 동기가 수신기에서의 PN코드 발생, 상관기, 비교기 등의 기능도 제대로 수행되며, 1.92 kcps의 데이터를 성공적으로 송수신할 수 있음을 확인할 수 있다. 그림 4.7은 본 논문에서 구현한 PLM의 실제도이다.

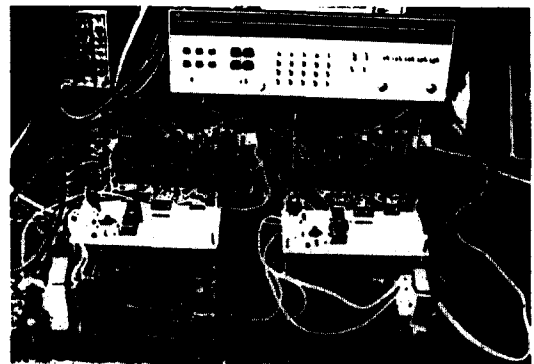


그림 4.7 구현된 PLM의 실제도
Fig. 4.7 Picture of implemented PLM

V. 결 론

본 논문에서는 지속 데이터를 전력선 상에서 안전하게 전송하기 위해 직접대역확산 방식을 적용하면서도 이에 필요한 일부 하드웨어를 소프트웨어로 처

리하여, 반이중(half-duplex) 방식의 전력선 모델을 구현하였다. 구현된 시스템은 60 bps의 데이터를 1.92 kcps로 확산하여 DS/SS 처리이득이 약 15 dB가 되도록 하였으며, DS/SS에 필요한 하드웨어가 별도로 추가되지 않으므로 DS/SS를 적용한 PLM의 소형, 경량화를 이룰 수 있었다. 또한 60 Hz 전력신호를 동기에 이용함으로써 동기회로를 간략화하였고, 아울러 대역확산 데이터의 전송이 전력신호의 60 Hz 영교차 지터의 영향을 받지 않도록 설계하였다.

이와 같이 전력선 통신에 DS/SS를 적용함으로써 사용 가능한 대역의 유효 이용, 전력선 전송 특성 변동과 잡음에 대한 안정한 통신의 확보 및 DS/SS 변조 신호의 전력스펙트럼밀도가 낮기 때문에 얻을 수 있는 타기기에의 영향 경감 등의 효과를 얻을 수 있으며, 더우기 본 논문에서 구현된 시스템은 DS/SS 과정을 모두 소프트웨어로 수행하기 때문에 회로의 간략화는 물론 PN 부호의 수정이 용이하여, CDMA와 특정 가입자의 지정 통화 및 도청 방지 등의 대역확산 기법에서 얻을 수 있는 기능을 손쉽게 구현할 수 있다.

그리고 본 논문에서 μ p-8751H에서 제공되는 여러 개의 포트 중 한 포트를 통신기능으로 프로그래밍하여 사용하므로 프로그램을 다소 수정하여 PLM에 수신된 데이터의 내용에 따라 사용하지 않는 포트들로 가정 혹은 소규모 사무실 내에서 on-off 제어 및 각종기기를 제어하는데 사용할 수도 있으며, 현재 사용하지 않고 있는 μ p-8751H 자체의 시리얼 통신 기능을 이용할 경우 RS-232C 인터페이스를 통한 PC와의 접속이 가능하므로, PLM을 사용한 PC간의 통신도 고려해 볼 수 있다.

본 시스템은 단점은 ASK변조부의 스위칭 속도가 저속이어서 고속의 데이터 전송이 불가능한 점인데, 이를 개선하기 위해서는 ASK 변조부의 개선 또는 다른 디지털 변조 방식을 고려해야 할 것이다. 또한, 최대 전송 거리의 확장을 위해서는 PLM의 입출력 임피던스에 대한 고찰 및 보완이 요구되며, 이에 대한 연구가 수행되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

1. 宮崎, 飯田, “電力平行 2線を用いた スペクトラム 擴散方式による 信號 傳送の 統計的性質,” 信學技報, CS 85-98, 1985.
2. 長谷川, 小林, 廣崎, “スペクトラム 擴散方式な 用いた 電燈線 テ-タ 傳送,” 信學技報, IN 83-67, 1983.
3. 中野, 宮崎, “電力線を用いた スペクトラム 擴散 通信方式におよるテ-タ 電送特性,” 信學技報, EMCJ 86-79, 1986.
4. Morgan H.L., Chan and Robert W. Donalson, “Attenuation of Communication Signals on Residential and Commercial Intrabuilding Power-Distribution Circuits,” IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-28, No. 4, November 1986.
5. Morgan H. L., Chan and Robert W. Donalson, “Amplitude, Width, and Interarrival Distributions for Noise Impulses on Intrabuilding Power Line Communication Networks,” IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 31, No. 4, August 1989.
6. 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.
7. Peter K. Van 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.
8. 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.
9. 송문규, 사공석진, “전력선을 이용한 ASK통신모델에 관한 연구,” 한국통신학회논문지, 제 17권, 제 9호, pp.951-962, 1992년.
10. Robert C. Dixon, *Spered Spectrum System*, John Wiley & Sons, 1984.
11. Marvin K. Simon, Jim K. Omura, Robert A. Scholtz, and Barry K. Levitt, *Spread Spectrum Communication, Vol. I*, Computer Science Press, 1985.
12. Ziemer and Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum Systems*, Macmillan, 1985.
13. Klaus M. Dostert, “Frequency Hopping Spread Spectrum Modulation for Digital Commun-

ication Over Electrical Power Lines," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.8, No.4, May 1990.

14. Albert A. Smith, Jr., "Power Line Noise Survey," IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Feb. 1972.



宋文圭(Moon Kyou Song) 正會員
1988年 2月:高麗大學校 電子工學
科 卒業(工學士)
1990年 2月:高麗大學校 大學院 電
子工學科 卒業(工學碩
士)
1990年 3月~現在:高麗大學校 大
學院 電子工學科 博士
課程

金大羽(Dae Woo Kim) 정회원
1990年 2月:國民大學校 電子工學
科 卒業(工學士)
1992年 8月:國民大學校 大學院 電
子工學科 卒業(工學碩
士)

司空石鎮(Sug Chin Sakong)
제17권 제10호 참조

정회원



車均鉉(Kyun Hyon Tchah) 正會員
1939年 3月 26日生
1965年:서울大學校 工學士
1967年:美國 일리노이大學校 工學
碩士 學位取得
1976年:서울大學校 工學博士 學位
取得
1977年~現在:高麗大學校 工科大
學 電波工學科 教授

※主關心分野:CAD 및 通信시스템 等