

## 배전선 반송 데이터통신에서의 전원동기 위상대역한정 전송에 의한 주기적 노이즈신호 회피특성에 관한 연구

최 순 만\* · 노 창 주\*\*

A Study on the Characteristics of the Synchronous Data Transmission by the Phase Band Limit of AC Power Wave to Avoid the Periodic Noises in the Data Communication System of Distribution Line Carrier Method

S. M. Choi · C. J. Noh

**Key words** : Distribution line carrier(배전선 반송), Phase band limit(위상대역한정)

### Abstract

The location of periodic noises in phase of AC power wave reveals to be specific according to the noise kinds which can be generally classified into modulation and baseband types in DLC. The former noise type has constant noise phase which is originated from switching mode power supplies and the latter normally caused from thyristor circuit of low switching frequency is compared to be more dispersive than the other.

This study intends to confirm the characteristics of noise immunity by transmitting data only in the power phase period when no modulation type noises exist on the basis of the property of noise phase. The result of experiment shows the modulation noises can be completely avoided and the 480 bps of transmission speed by BFSK method is acquired in steady condition.

### 1. 서 론

배전계통의 비선형성 부하로 인해 발생하는 주기적 노이즈신호의 혼입은 배전선 반송식 데이터 통신에는 주요한 장애로 작용하므로 이를 억압하기 위한 신호전송 방법의 연구는 중요한 관심사항

이 된다<sup>1,2,3)</sup>. 내노이즈 특성의 개선에는 식(1)의 Shannon 정리에서

$$C = B \log(1 + S/N) \quad (1)$$

신호점유 주파수대역폭 B를 의사잡음으로 확장시켜 전송하는 확산대역방식이 일반적이나 신호

\* 정회원, 한국해기연수원

\*\* 정회원, 한국해양대학교 해사대학

처리 과정이 복잡하고 동기신호를 정하기가 어려운 문제가 따른다<sup>4,5)</sup>. 노이즈세력  $N$ 이 특히 크고 대역폭  $B$ 가 관제되지 않는 조건에서 식(1)의 전송용량  $C$ 는 근원적으로 제한될 수 밖에 없음을 나타내지만 이 경우 노이즈는 일반 가우시안 백색잡음을 전제로 하므로 DLC와 같이 일정 주기와 패턴의 임펄스 노이즈가 지배적인 노이즈환경은 예외적일 수 있게 된다. 이러한 확정적 신호로서의 노이즈를 회피하는 회로적인 수단의 하나로서 본 연구에서는 전원전압파형의 일정 위상대역에서만 데이터를 전송하는 전원동기 위상대역한정에 의한 전송방식을 적용하기로 하고 이에 대한 노이즈회피특성을 실험하도록 한다.

주파수특성에 따라 배전선계통의 주기적 노이즈는 비변조성 노이즈와 변조성노이즈로 크게 구분되어지나 이중 비변조성은 주파수 및 위상 대역특성이 큰 이산성을 보이는 반면 변조성은 양쪽 특성 모두 제한된 대역에서 나타나므로 위상대역필터에 의한 노이즈제거특성은 보다 효과적일 것임이 추정된다<sup>3,6)</sup>. 이들 노이즈들의 위상특성을 해석하고 노이즈가 발생하는 위상대역을 회피하기 위한 회로구성 및 전송포맷트를 제안하였으며 이것에 의한 BFSK 변조방식 송수신에 따르는 전송신호의 파형을 측정하여 기본적인 동작성능이 확인되도록 하였다.

## 2. 노이즈위상과 주파수특성

### 2.1 비변조성 노이즈

저속 스위칭 다이리스터회로의 전류파형은 넓은 주파수대역에 걸쳐 BPF 출력에서 날카로운 펄스형상의 비변조성 노이즈를 발생시킨다. 저항부하에서 전류각  $\alpha$ 로 양파스위칭된 전류파형의 푸리에 변환은 다음과 같으며

$$S(\omega) = \frac{2}{\omega_0^2 - \omega^2} \left[ \omega \sin \alpha \cos \frac{\omega \alpha}{\omega_0} - \omega_0 \cos \alpha \sin \frac{\omega \alpha}{\omega_0} + j \left( \omega \sin \alpha \sin \frac{\omega \alpha}{\omega_0} + \omega_0 \cos \alpha \cos \frac{\omega \alpha}{\omega_0} \right) - \omega_0 \sin \frac{\omega \pi}{2\omega_0} \right] \quad (2)$$

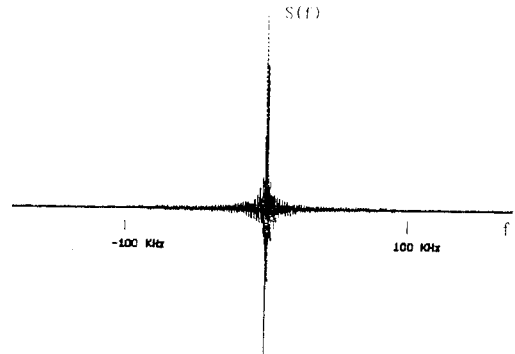


Fig. 1 The Spectrum Density of Thyristor Switching( $\alpha = \pi/2$ ).

이것의 스펙트럼밀도를 주파수축인  $S(f)$ 로 나타내면 Fig. 1이 되어 DLC 대역인 100KHz 근방에서도 그 세력이 적지 않아 영향을 미치고 있음을 보인다.

다이리스터 전류파형을 DLC 대역 BPF를 통할 때 출력은 필터의 중심주파수를  $c$ , 대역폭을  $b$ 라고 하면 식(3)으로 나타낼 수 있으며

$$n(t) = \sum_{k=c-b/2}^{c+b/2} (a_k \cos 2\pi k f_0 t + b_k \sin 2\pi k f_0 t) \quad (3)$$

식(3)은 필터출력의 시간함수파형을 각 주파수성분의 합으로 나타낸 것이므로 대역폭 6KHz, 중심주파수 120KHz, 전류각 90도인 경우 Fig. 2와 같은 파형으로 합성되어진다.

주파수성분 합성에 의한 시뮬레이션파형에서 비변조성 노이즈의 임펄스 크기는 대역폭에 비례하는 증가를 볼 수 있으며 임펄스노이즈의 폭은 필터의 대역폭에 별 영향을 받지 않고 거의 일정한



Fig. 2 The Calculated Noise Wave from Thyristor Circuit.  
(band width=6 KHz, center freq=120 KHz)

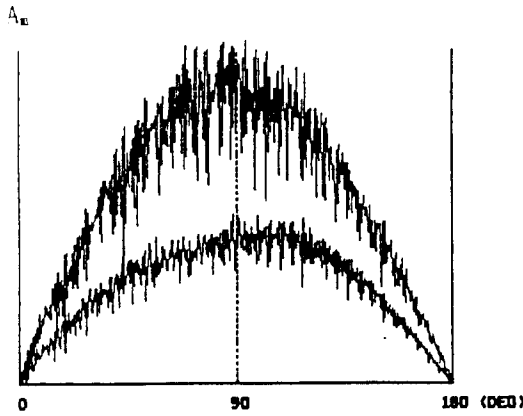


Fig. 3 The Impulse Amplitude according to Switching Phase Angle  $\alpha$ .

것으로 나타난다. 전류위상각 변화에 대한 임펄스 크기를 같은 대역폭에서 구하면 Fig. 3과 같으며 위의 형상은 중심주파수 60KHz일 때이고 아래가 120KHz일 때이다.

전원 위상에 대한 비변조성 임펄스크기는 전류 위상각에 따라  $\sin \alpha$ 에 비례하며 전원파형의  $0 - \pi$  간 모든 위상대역에서 위치한다는 것을 보인다.

## 2.2 변조성 노이즈

### 2.2.1 충전전류의 위상과 폭

변조성 노이즈는 스위칭 전원회로 입구단의 1차 콘덴서에 충전되는 충전전류파형이 이후단의 고주파 스위칭 파형에 의한 변조로 발생하는 것이므로 노이즈의 폭과 위상관계는 직접적으로 충전전류 파형자체에 의해 정해지는 특성을 갖는다<sup>6)</sup>.

충전전류의 상용전원에 대한 위상은 전압최대치 부근에 고정적이며 노이즈폭을  $t$ , 전원 주기를  $T$ 라 놓으면 충전전류는 전원에 동기된 주기적인 파형으로서 식(4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$f_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_m u\left(t - k\frac{T}{2} + \frac{T}{2}\right) u\left(k\frac{T}{2} + \frac{T}{2} - t\right) \cos \frac{\pi}{T} t \quad (4)$$

충전전류가 갖는 펄스폭은 콘덴서용량과 부하 전류 및 전압전압 크기에 영향을 받으나 부하변화에 대해서는 펄스폭 보다 펄스진폭이 주로 증감되어 변화분을 충당하므로 그 영향은 매우 작다고 할

수 있다. 또한 콘덴서의 용량은 리플율을 줄이기 위한 목적에서 충분히 큰 용량의 것이 사용되므로 충전펄스폭은 대략 1.7ms 정도로 제한되게 되고 전원주기의 약 1/10에 해당하는 위상을 갖게 된다<sup>6)</sup>.

### 2.2.2 스펙트럼밀도

변조성 노이즈의 변조신호로 작용하는 펄스상 충전전류  $f_1(t)$ 은 펄스폭을  $\tau_1$ , 주기를  $T_1$ 이라 하면 푸리에급수는

$$f_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2\pi A_1 \tau_1}{T_1(\pi^2 - n^2 \omega_1^2 \tau_1^2)} \cos \frac{n\omega_1 \tau_1}{2} e^{j\omega_1 t} \quad (5)$$

이고 이것의 푸리에 변환은

$$F_1(\omega) = \frac{A_1 \tau_1}{\pi^2 - \tau_1^2 \omega^2} \cos \frac{\tau_1 \omega}{2} \quad (6)$$

이므로 변조신호가 갖는 스펙트럼밀도는 Fig. 4와 같이 나타난다.

Fig. 4에서  $\tau_1$ 은 1.7ms로 계산되었으며 횡축과 첫 교차점인  $\omega_m$ 은  $\pi/\tau_1$ 이 되므로 주파수로는 약 294Hz의 값을 나타내며 이를 충전전류 파형이 갖는 대역폭으로 생각할 수 있다.

스위칭전원의 펄스상 고주파 스위칭 파형  $f_2(t)$ 의 주기와 펄스폭을 각각  $t_2, T_2$ 라고 하면 푸리에급수는

$$f_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{A_2 \tau_2}{T_2} Sa\left(\frac{n\omega_2 \tau_2}{2}\right) e^{j\omega_2 t} \quad (7)$$

이 되므로 변조성 노이즈파형  $n_m(t)$ 의 스펙트럼 성분은 다음 식과 같다.

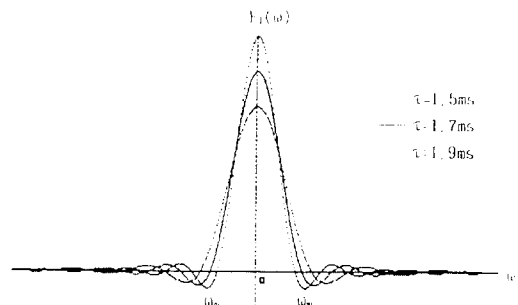


Fig. 4 The Spectrum Density of Charging Current.

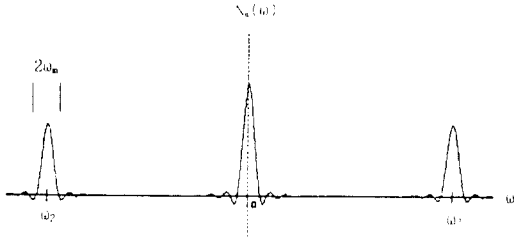


Fig. 5 The Spectrum of Modulation type Impulse Noise.

$$n_m(t) = L^{-1} \left[ F_1(\omega) * 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \delta(\omega - n\omega_2) \right] \quad (8)$$

$$= L^{-1} \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{A_2 \tau}{T} \text{Sa} \left( \frac{n\omega_2 \tau}{2} \right) F_1(\omega - n\omega_2) \right] \quad (9)$$

식(9)의 스펙트럼밀도  $N_m(\omega)$ 는 기본파와 스위칭주파수  $\omega_2$ 를 중심으로 Fig. 5와 같은 분포를 보이며 이로부터 변조성 노이즈가 갖는 주파수대역 폭은 약 600Hz로 나타낼 수 있다.

### 3. 실험

#### 3.1 변조성 노이즈위상

비변조성 노이즈위상은 부하에 따른 가변성이 크고 각 노이즈원은 독립된 노이즈위상으로 위치하므로 이산적인 위상분포를 나타내는 것에 대해 변조성 노이즈의 위상은 그 특성상 부하크기에 관계없이 모든 노이즈파형은 전원의 최대치 위상위치에 고정적으로 나타날 것이다. 변조성 노이즈의 이러한 위상관계는 여러 개의 변조성 노이즈원들을 동시에 작용시켰을 경우 나타나는 각각의 노이즈위상을 DLC 대역에서 측정하여 확인할 수 있다.

Fig. 6은 3개의 노이즈원을 전원의 R-S 상간에 작용시키고 발생된 노이즈파형을 같은 R-S 상간에서 측정한 결과이며 아래파형은 전원전압의 파형을 같이 나타내고 있다.

노이즈원으로는 3개의 RCC 방식 스위칭전원이 사용되었으며 RCC 방식에서의 스위칭주파수가 부하에 따라 가변적인 점을 감안하여 여러 부하단

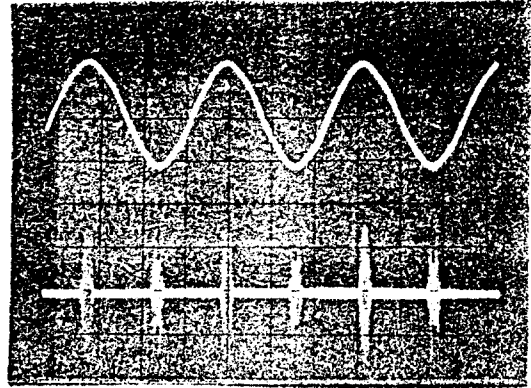


Fig. 6 The Noise Waves from Multiple Noise Sources in the Same Power Phase(X div : 5ms).

계로 실험되었다. 노이즈 크기는 노이즈원의 배전계통내 위치와 스위칭전원의 부하 및 BPF의 수신대역에 따라 큰 변화를 보였으나 어느 경우에도 노이즈위상은 Fig. 5와 같은 동일한 모양으로 전원전압의 최대치부근에서만 일정 폭으로 위치함을 나타낸다. 노이즈원의 개수를 단계적으로 증가시켜나가는 경우 노이즈크기는 집중되었으나 노이즈위상은 노이즈원의 개수에 관계없이 단일 노이즈원을 작용시켰을 때와 구별이 되지 않으며 따라서 각 노이즈원의 위상은 모두 최대치부근의 위상구간에 서로 중첩되었음을 말해 준다.

변조성노이즈의 이러한 특성으로부터 3상 전원에서 타상간의 변조성 노이즈위상은 각 상으로부터 발생하는 노이즈원의 상대적 위상위치는 일정하게  $\pi/6$ 의 규칙적인 위상편이를 보일 것이며 이 관계는 두 개의 노이즈원을 각각 R-S와 S-T간에 작용시키고 노이즈를 R-S 상에서 수신하여 측정 한 Fig.7의 결과에서 확인이 된다.

실험의 노이즈원으로는 2개의 RCC 방식 스위칭전원이 사용되었으며 스위칭주파수가 동일조건이 되도록 모두 무부하 상태에서 측정하였다. 파형중 세력이 강한 노이즈열은 R-S의 동상 노이즈신호를 나타내는 것으로 수신측 전원파형의 최대치에 동기되어 있으나 이보다  $\pi/6$  진상으로 나타나는 S-T간의 이상 노이즈파형은 크게 감쇠된 상태로 나타난다. 변조성 노이즈는 협대역의 주파수특성을 가지므로 비변조성에 비해 배전계통 자체의

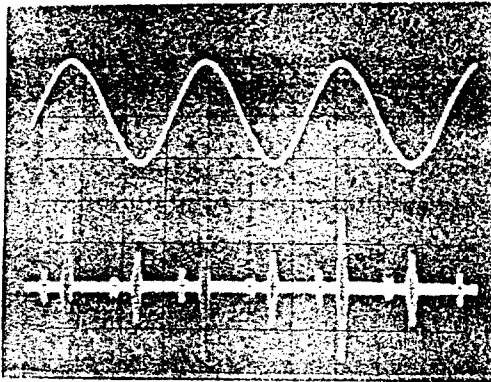


Fig. 7 The Noise Waves of Noise Sources in Different Phases(X div : 5ms).

전달임피던스에 의한 감쇠기회가 커지며 타상간의 노이즈간섭도 비변조성에 비해 작아지는 경향으로 보인다.

### 3.2 위상대역한정 송수신장치

DLC 통신의 수신 데이터는 변조성 노이즈 영향으로 전원위상의 일정구간에서 규칙적인 위상패턴으로 손상되므로 이러한 노이즈 위상구간에서의 데이터전송을 선택적으로 회피하는 방식으로 전송하기로 하고 이를 위한 실험장치를 구성하였다. 위상한정 전송에 필요한 노이즈 회피위상구간을  $\tau$ 라고 할 때 동상조건에서 통과위상대역  $\theta_b$ 는 다음과 같아야 한다.

$$\theta_b(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u\left\{\omega\left(t+kT-\frac{\tau}{2}\right)\right\} u\left\{\omega\left(kT-\frac{\tau}{2}-t\right)\right\} \quad (10)$$

Fig. 9는 송신부 블록다이어그램이며 전원파형

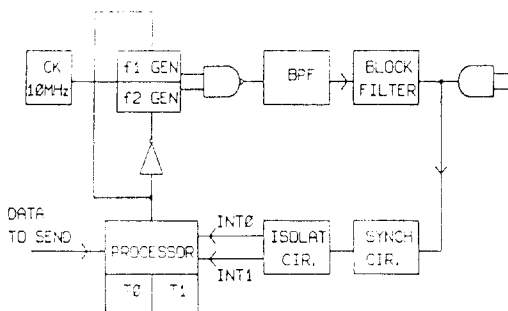


Fig. 8 Schmatic Diagram for Transmitter

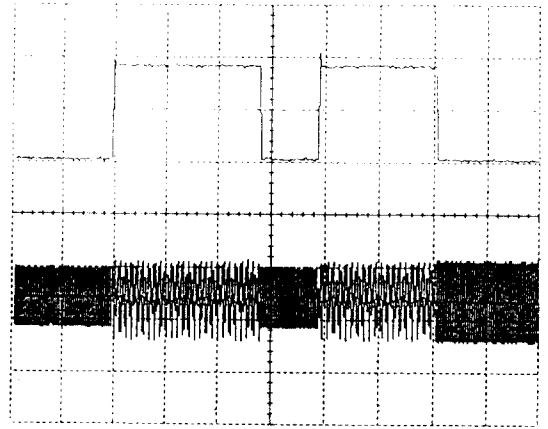


Fig. 9 The BFSK Wave at Transmitter (X : 1ms, Y : 5V).

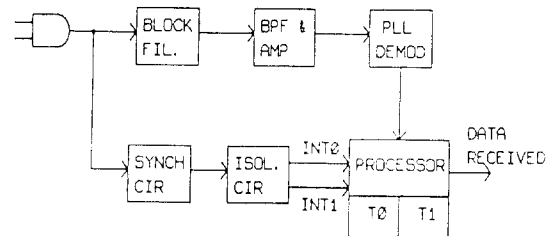


Fig. 10 Schematic Diagram for Receiver

으로부터 상승영교차신호와 하강영교차신호로부터 2개의 인터럽트 트리거신호를 발생시켜 노이즈 위상대역을 타이머  $T_0$ 에 의해 구별하고 데이터의 비트폭은 타이머  $T_1$ 의 작동으로 얻도록 한다.

전송포맷을 구성하는 모든 과정은 마이크로프로세서에 의해 프로그램방식으로 처리하였으며 BFSK 변조 주파수는 10MHz의 클럭주파수를 50h 및 52h로 분주시켜 110KHz와 112 KHz를 각각 0과 1로 설정하였으며 Fig. 9는 그 변조파형을 보인다.

Fig. 10은 수신부의 회로구성이며 비트판정에 필요한 시간은 송신부와 마찬가지로 인터럽트 트리거신호에 의한 타이머 구동으로 처리하고 BFSK 신호의 복조회로서 4046 PLL IC가 이용되었다.

### 3.3 전송방식

전송데이터의 단위 비트폭은 전원파형 한 주기의 12 등분인 약 1.4ms로 하고 매 노이즈구간마다

의 회피대역으로 2비트의 폭을 할당하도록 한다. 변조성 노이즈의 폭이 약 1.7ms이고 영교차신호의 지터분은 10ms정도로 보아지므로<sup>4,5)</sup> 2비트에 해당되는 2.8ms의 회피위상대역폭의 설정에 의해 노이즈위상의 변동분은 안정적으로 흡수될 수 있다.

따라서 정해진 포맷에 의해 전원파형의 한 주기당 1바이트의 데이터가 전송되어 480bps의 전송속도를 갖게 된다. 바이트단위의 전송데이터는 전원전압파형의 상승 영교차신호에 의해 트리거된 후 전원의 반주기동안 Low Nibble이 보내지고 하강 영교차신호에 의해서는 High Nibble이 나머지 반주기에 전송되게 하는 2중 동기방식을 취함으로써 신호분별력이 보다 향상될 수 있도록 하였다.

Fig. 11은 전송포맷의 구성을 나타낸다. 데이터는 바이트당 하위니블부터 1비트의 스타트비트(로직 '0')로 시작하여 하위비트부터 4비트가 보내진 후 1비트의 스톱비트(로직 '1')로 종료되며

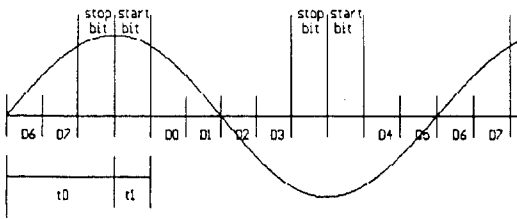


Fig. 11 Data Format for Transmitting.

따라서 노이즈구간은 스톱 및 스타트의 2비트에 의한 회피구간으로 대응이 된다.

영교차신호로부터의 인터럽트처리로 타이머  $t_0$ 를 트리거시켜 시간  $t_0$ 에 의해 전원 전압 최대치 지점을 확인하고 매 비트의 폭  $t_1$ 은 타이머  $t_1$ 으로 정해진다. 정해진 포맷에 의한 송신부로부터의 전송파형을 장치로부터 측정하면 16진수의 데이터 35h인 경우 Fig. 12와 같이 나타난다.

#### 4. 실험결과와 고찰

송신부에서 보내진 전송데이터가 수신부 복조 회로 출력에서 각 비트 파형의 형상이 어떻게 나타나는지를 살펴보는 것은 본 실험에서 의도하고 있는 위상대역제한 전송방식의 동작성능을 알아보기 위한 기본적인 관심사항이 된다. 노이즈 위상대역에서의 비트파형 손상상태를 확인하고 데이터 구간인 정상위상대역에서 나타나는 비트파형의 로직판정에 대한 안정성이 확인되어야 한다.

Fig. 13의 아래파형은 로직처리전인 수신부의 PLL 변조출력신호를 측정된 것이며 위의 파형은 비교대비를 위해 송신부에서 보내고 있는 시리얼 데이터신호를 함께 나타낸 것으로 전송되고 있는 데이터는 16진수 35h임을 보인다.

Fig. 13의 파형에서 스톱 및 스타트비트인 노이즈발생구간에서 이들 더미비트들은 변조성 노이즈의 혼입에 의해 모두 손상되어 있는 모습이고 데

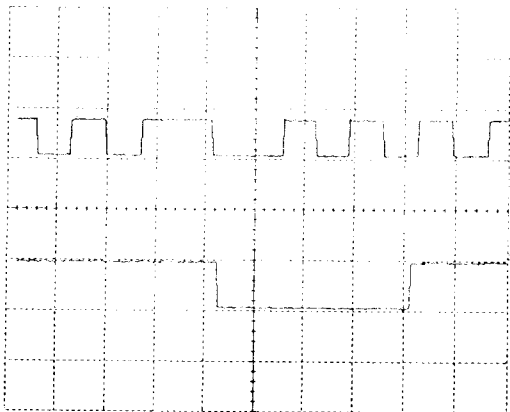


Fig. 12 The Wave of Serial Data Synchronized with AC power (X : 2ms, Y : 5V).

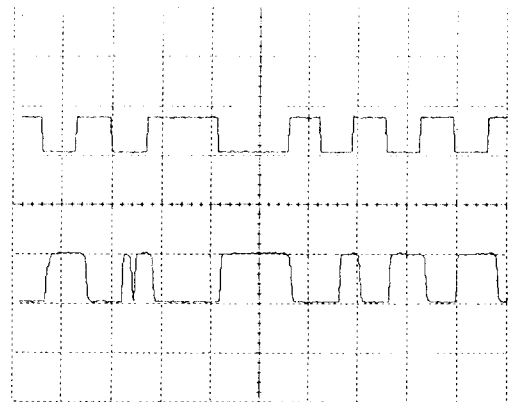


Fig. 13 The Comparison of Waves between Tx and Rx (X : 2ms, Y : 5V).

이타위상 구간에 위치하는 정상적인 비트 부분은 로직판단이 분명한 파형으로 나타난다. 이 결과에서 480bps의 전송속도에서 데이터의 비트부호간 간섭은 문제시되지 않음을 알 수 있고 특히 노이즈 강도를 변화시키는 조건에서도 파형의 형상은 거의 영향을 받지 않고 안정된 상태를 유지하였다.

따라서 동상의 조건에서 위상대역 전송방식은 특성상 계통내의 노이즈강도 변화에 둔감하고 간단한 회로구성에 의해서도 480bps 전송속도의 데이터통신이 안정되게 이루어지므로 실용성이 높다고 할 수 있으며 이상간의 통신경우나 비변조성 노이즈의 영향이 매우 강한 특수한 노이즈환경에서는 전송포맷의 조정과 전송속도의 감소로 능동적인 대응이 가능한 구조적인 장점을 갖게 될 것이다.

## 5. 결 론

주기적 임펄스노이즈가 상용전원의 전압기본파에 대하여 갖는 노이즈위상특성을 기초로 하여 위상대역한정에 의한 전송방식이 제안되었고 이에 대한 실험과 해석을 통하여 다음과 같은 결론을 얻을 수 있다.

1) 변조성 노이즈는 스위칭전원의 스위칭주파수를 중심으로 600Hz 정도의 협대역 주파수대역특성을 가지며 전원파형에 대한 노이즈발생 위상대역도 최대치 전후한 일정폭으로 국한되므로 단상에서의 변조성 노이즈위상은 모두 같은 구간에 중첩이 된다.

2) 위상대역한정방식에서 변조성 노이즈는 노이즈원의 개수와 강도에 관계없이 모두 회피될 수 있으며 통과위상대역의 조정에 의해 모든 주기적 노이즈신호에 대한 회피가 가능해진다.

3) 실험에서 제시된 위상대역한정 전송방식의 포맷에 의해 480bps 전송속도의 안정된 통신이 BFSK 방식에서 확인되었으며 비트부호간 간섭영향이 발생되지 않았다.

4) 영교차신호로부터 2중 동기 위상확인에 의해 데이터를 전송함으로써 비트변동분을 감소시키고 비트관정오류를 줄이는 효과를 확인하였다.

이상의 결론을 통해 위상대역한정 전송방식은 DLC에서의 변조성 노이즈 영향을 제거할 수 있는 매우 효과적인 수단임을 알 수 있으며 본 실험 결과를 토대로 좀 더 구체적인 이 방식의 전송특성과 통신성능에 대한 계속된 연구는 차후의 과제로 남겨 두기로 한다.

## 참고문헌

- 1) R. M. Vines, H. J. Trussell, L. Gale, and J. B. O'Neal, Jr., "Noise on Residential Power Distribution Circuits", *IEEE Trans. Electromagnet. Compat.*, Vol. EMC - 26, No. 4, p. 161 - 168, November 1984.
- 2) H. J. Trussell and J. D. Wang "The effect of Hard Limiters on Signal Detection in Harmonic Noise Using Adaptive Noise Cancellation", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. PWRD - 1, No. 1, Jan 1986.
- 3) Morgan H. L. Chan and Robert W. Donaldson, "Attenuation of Communication Signals on Residential and Commercial Intrabuilding Power Distribution Circuits", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility Vol : EMC 28 No. 4*, November 1986.
- 4) Peter K. Van Der Gracht and Robert W. Donaldson, "Pseudonoise Signalling for Power Line Carrier Applications", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. PWRD - 1, No.1, January 1986.
- 5) Peter K. Van Der Gracht and Robert W. Donaldson, "Communication Using Pseudonoise Modulation on Electric Power Distribution Circuits", *IEEE Trans. on Communication*, Vol. COM - 33, p. 964 - 975, September 1985.
- 6) 노창주, 최순만, "배전선반송 데이터통신에서의 주기적 임펄스노이즈의 발생특성", *한국박용기관학회지*, 제18권, 제2호, 1994.