

잡음회피 전송방식에 의한 DLC 통신에 관한 연구

최순만¹⁾, 노창주²⁾

A Study on the DLC Communication by Transmitting Data in Avoidance of Noises.

Soon-Man Choi, Chang-Ju Noh

Abstract

The distribution line carrier channels normally suffer from time variable noises, unpredictable variations in impedance and non-linear line loads. Especially, the periodic impulse noises synchronous with the 60 Hz power frequency are known to affect most in DLC communication compared to white gaussian noise or non periodic noises. From the spectral points, impulse noises can be divided into baseband type and modulation type the noise widths of which are shown to be quite different each other when are measured at the BPF output of DLC frequency band.

The impulse noise in the baseband type is typically caused from thyristor circuit running with low switching speed and the modulation type noise from the circuit of switching power supply. In this paper, the properties are analyzed from what base wave the modulation noises are originated and why the noise width is so wide with this type, and

1) 한국해양대학교 기관학과 박사과정 전기제어공학전공

2) 한국해양대학교 기관학과 교수

how the noises are located within the period of AC power wave. On the basis of such analysis, 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. For experiment system, a simplex modem device by BFSK modulation has been setup and the data format formed such that 4 data bits with 1 stop bit and 1 start bit are allocated between zero crossing signals. The noise intervals to be avoided are discriminated by timers triggered synchronous with zero crossing signal of AC power wave. The performance of data transmission by avoiding noise intervals has been evaluated on the demodulated waves at receiver end and also compared to the case of asynchronouse BFSK transmission.

The results of experiments show that the modulation noises can be effectively rejected by the proposed transmission method and the 480 bps of data transmission by simple BFSK is acquired in steady condition even while heavy electric loads such as personal computers and lights are in normal use.

1. 서론

배전선 반송식 데이터통신(DLC)은 기존의 배전선로를 통신선로로 그대로 이용하므로 통신망의 구축에 별도의 비용이 들지 않고 비상시에는 상용의 통신망을 대신하는 예비통신망의 역할도 가능한 것으로 Home Automation 이나 빌딩 제어시스템 및 전력관리시스템 등에서 활용도는 매우 높다고 할 수 있다^{1),3)}. 그러나 선로임피던스의 시변특성이 크고²⁾ 각종 부하로부터 발생하는 잡음신호가 범람하므로 DLC 의 통신성능은 크게 제한되며 특히 전원주파수에 동기된 주기적 임펄스잡음의 존재는 DLC 통신에 가장 지배적인 악영향을 미치는 것으로 나타난다^{4),5)}.

또한 근래들어 전기전자 제품의 종류가 보다 다양해지면서 이들 부하들로부터 발생하는 잡음은 배전계통의 임펄스잡음 특성에도 변화를 가져

왔으며 잡음강도도 증가되는 추세이므로 임펄스잡음에 대한 대책은 그 중요성이 새롭게 부각되고 있다. 이러한 잡음대책으로서는 우선 일반적으로 사용이 많은 대역확산 전송방식의 적용이 고려될 수 있으나 이 경우 송수신단간의 동기신호를 정하기가 어려울 뿐 아니라 회로의 구성이 복잡해지는 문제가 있으며³⁾ 따라서 배전계통이 갖는 임펄스잡음 자체의 특성을 기초로 하는 새로운 형태의 잡음대책을 필요로 하게 된다.

배전계통의 임펄스잡음은 시간적 강약이 분명하고 상용전원에 동기되어 나타나므로 잡음의 발생시점이 규칙적이고 정형적인 경우는 이를 토대로 하는 별도의 잡음대책이 모색될 수 있을 것이어서 만일 상용전원의 임펄스 잡음이 가지는 규칙성을 배경으로 하여 전원주기중 잡음이 약한 시점에서만 신호를 전송하도록 하고 잡음이 예상되는 일정구간에서는 선택적으로 신호전송을 회피시키는 것이 가능해지면 잡음영향은 크게 감소될 것으로 기대된다.

그러나 잡음과 신호의 겹침빈도가 최소가 되도록 신호를 전송하려는 이같은 잡음회피 전송방식이 적용되기 위해서는 잡음의 파형정보가 해석되어 발생시기와 잡음폭이 대체로 일정하고 분명하다는 것이 전제되어야 하므로 본 논문은 이러한 관점에서 주기적 임펄스잡음이 가지는 발생시기와 잡음폭 등의 기본특성을 해석하도록 한 후 이를 통하여 잡음회피 전송방식이 배전선 잡음의 여건에서 적용될 수 있는지의 여부를 알아 보기로 한다. 이와 함께 이 방식에 의한 실험장치를 구성하여 잡음회피 전송방식의 통신성과 데이터 전송특성을 실제로 확인하고 비동기 연속전송 방식의 경우와의 성능비교로 제안된 전송방식의 효용성을 최종적으로 나타내도록 한다.

2. 배전계통의 잡음특성

2.1 잡음의 종류

협대역필터의 출력에서 나타나는 잡음신호는 저주파 성분의 파형으로서 배전계통의 경우 상용전원에 동기된 임펄스성 잡음파형은 백색가우시안 배경잡음에 비해 매우 커서 잡음진폭은 20 dB 이상인 경우가 보통이다^{4), 5)}. 전원선 양단자를 DLC의 관심대역인 주파수대역 100 kHz 근처의 대역통과 여파기에 통과시켜 출력단에 나타나는 잡음파형을 측정하는 경우 전형적으로

Fig.1 과 Fig.2 와 같은 두 유형의 임펄스형상으로 나타나며 본 논문에서는 이들을 비변조성 임펄스잡음과 변조성 임펄스잡음으로 각각을 구분하여 잡음의 특성을 해석하기로 한다.

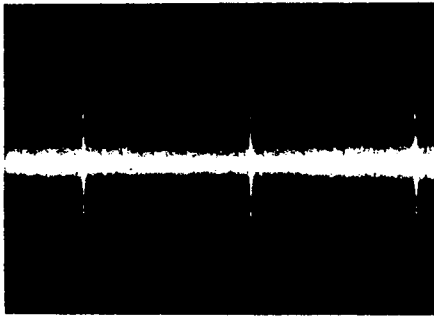


Fig.1 Baseband Type Noise after BPF
(X:2ms, Y:0.2V)



Fig.2 Modulation Type Noise after BPF(X:2ms, Y:0.2V)

Fig.1 과 Fig.2 에서 잡음 파형의 주기는 같으나 잡음폭 τ 는 변조성 경우가 비변조성에 비해 상당히 크게 나타나며 이러한 주기적 임펄스잡음의 진폭과 주기 및 폭은 DLC 의 전송에러율에 큰 영향을 미치게 된다⁵⁾.

2.2 잡음의 주파수특성

2.2.1 비변조성 잡음

비변조성 임펄스잡음은 다이리스터 위상제어 정류회로와 같은 저속 스위칭 전원회로에서 발생되며 스위칭 파형자체의 스펙트럼 성분에 의해 직접 DLC 대역까지 영향을 미치는 것으로 잡음의 폭은 매우 좁은 특징을 나타낸다. 비변조성 잡음파형의 주파수밀도는 단상 양파 스위칭 조건에서 전류각 90° 에서 푸리에 변환하는 경우 Fig.3 과 같이 나타나고 DLC 대역인 100kHz 근방에서 미치는 노이즈 세력의 정도를 짐작할 수 있으나 변조성 잡음에 비하여는 주파수분포가 매우 이산적인 것으로 비교가 된다.

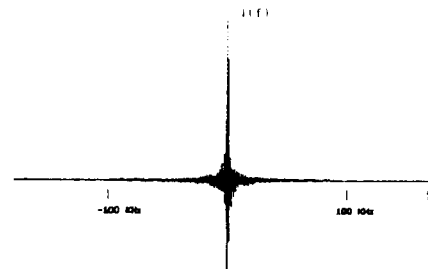


Fig.3 Spectrum Density of Baseband Impulse Noise

2.2.2 변조성 잡음

변조성 잡음은 스위칭방식 전원에서 비롯되는 것으로 이러한 스위칭전원은 동작형태에 따라 플라이백방식, 포워드방식, 푸쉬풀방식, 하프브리지방식, 풀브리지 방식으로 나뉘어진다. 이중 저용량 전원의 전자제품 대부분에는 RCC (Ringing Choke Converter) 전원으로 대표되는 플라이백 방식 스위칭전원이 주로 적용되므로 RCC전원은 근래 배전계통의 잡음특성을 주도하는 주요 부하로 작용하게 된다. 특히 이 방식은 자력식구동의 스위칭구조이므로 회로구성이 비교적 간단한 대신 스위칭주파수가 부하에 따라 가변적인 특성으로 인해 스위칭으로 생기는 발생잡음의 억압이 상대적으로 어려운 특징을 갖는다.

한편 스위칭동작에 필요한 직류전원은 대개 콘덴서 입력형의 브리지 양과정류회로에 의해 공급되며 이 때 브리지 다이오드로부터 1차 평활용 콘덴서에 흐르는 충전전류는 전원전압이 충전전압보다 커지는 최대치 부근에서 날카로운 펄스성 전류파형으로 흐르게 된다. Fig.4 는 실제 스위칭전원의 콘덴서 입력단에서 측정된 충전전류의 파형이며 충전전류의 전원전압에 대한 위상관계를 비교확인하기 위하여 전원 전압파형을 함께 나타내었다.

충전전류가 갖는 펄스폭은 부하변동시 영향을 받으나 그 변화는 매우 작으며 대략 1.7 ms 이내로 제한되어 나타난다. Fig.5 는 이러한 펄스성 전류파형을 변조성 잡음파형과 측정하여 서로를 대비시켜 나타낸 것으로 변조성잡음은 대역통과여과기 출력에서 측정되었다. Fig.5 에서 평활용 콘덴서의 충전전류파형과 변조성 잡음파형은 서로 주파수, 발생위상 및 펄스폭의 면에서 정확히 일치되는 관계를 보이며 이러한 시간적 상관성과 동기성으로부터 배전계통의 변조성 잡음은 스위칭 전원의 펄스성 충전전류에서 비롯되었음이 확인된다.

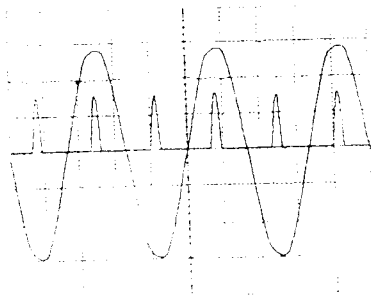


Fig.4 Pulsuatic Charging Current and AC Wave (X:5ms, Y:10V)

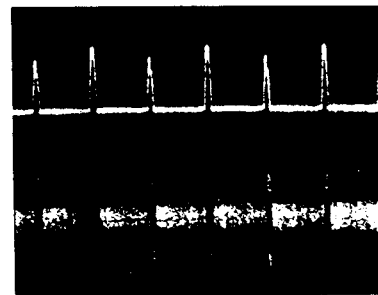


Fig.5 Pulsuatic Charging Current & Modu.Noises(X:5ms, Y1:2V, Y2:0.1V)

변조성 잡음의 변조신호로 작용하는 펄스상 충전전류파형 $f_1(t)$ 는 펄스폭과 주기를 각각 τ_1 과 T_1 이라 하면 이것의 푸리에 변환은 식(1)과 같아진다.

$$F_1(\omega) = \frac{A_1 \tau_1}{\pi^2 - \tau_1^2 \omega^2} \cos \frac{\tau_1 \omega}{2} \quad (1)$$

식(1)로부터의 주파수감쇠는 -40 dB/dec 가 되므로 DLC 반송주파수 대역에서의 충전전류파형 자체에 의한 잡음영향은 매우 작다. 식(1)로부터 횡축과의 첫 교차점이 되는 ω_a 의 값을 구하면 π/τ_1 가 되며 펄스폭을 1.7 ms 로 보면 충전전류 파형이 갖는 주파수 대역폭은 약 294 Hz 이 된다. 충전전류 파형은 저주파 영역에 한정되나 이후단에서 발생하는 고속스위칭 동작에 의해 이러한 충전전류 파형은 고주파 변조될 것이므로 스위칭 펄스파형 $f_2(t)$ 를 주기 T_2 라 하고 펄스폭 τ_2 와의 관계를 $T_2 = 2\tau_2$ 로 놓으면 변조성 잡음파형 $n_m(t)$ 의 스펙트럼 성분은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$n_m(t) = F^{-1} \left[\frac{1}{2\pi} F_1(\omega) * 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{n2} \delta(\omega - n\omega_2) \right] \quad (2)$$

$$= F^{-1} \left[\frac{1}{2} F_1(\omega) + \frac{1}{\pi} F_1(\omega \pm \omega_2) - \frac{1}{3\pi} F_1(\omega \pm 3\omega_2) + \dots \right] \quad (3)$$

식(3)으로부터 스펙트럼밀도 $N_m(\omega)$ 가 나타내는 형상은 관심되는 DLC 대역에 한정시키는 경우 Fig.6 과 같아지고 이는 기본파가 스위칭주파수 ω_2 를 중심으로 주파수 천이된 형태가 되므로 변조성 잡음과 충전전류 파형의 고주파 변조된 관계를 나타낸다.

또한 이로부터 변조성 잡음의 주파수대역은 협대역 특성임이 확인되며 변조성 잡음이 갖는 주파수 대역폭은 Fig.6 으로부터 $2\omega_a$ 의 관계가 되므로 약 600 Hz 로 나타난다.

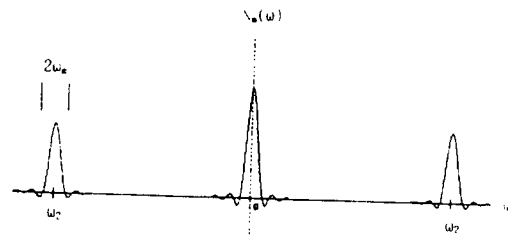


Fig.6 The Spectrum of Modu. Noise.

3. 잡음폭과 위상특성

3.1 잡음의 폭

DLC 수신과정에서 나타나는 잡음들의 잡음폭은 잡음신호가 가지는 스펙트럼밀도 형상과 일정한 관계가 있다. DLC 대역의 BPF 를 통한 잡음신호는 필터의 중심주파수를 cf_0 , 대역폭을 bf_0 라고 하면 식(4)로 나타낼 수 있다.

$$n(t) = \sum_{k=c}^{c+bf_0/2} (a_k \cos 2\pi k f_0 t + b_k \sin 2\pi k f_0 t) \quad (4)$$

다이리스터 전류파형과 스위칭 충전전류파형이 갖는 스펙트럼밀도를 DLC 사용대역인 일정폭으로 한정시켜 각각의 스펙트럼 형상을 비교하면 Fig.7 및 Fig.8 과 같아지고 이로부터 다이리스터 전류파형의 스펙트럼밀도는 충전전류파형의 것에 비해 매우 조밀한 형상임을 알 수 있다. 주파수대역폭과 시간파형에서의 펄스 잡음폭의 관계는 서로 역수로 나타낼 수 있으며 시간파형에서 나타나는 잡음파형의 잡음폭은 이러한 영교차 대역폭의 차이로부터 Fig.8 의 폭이 상대적으로 더 커지게 될 것이 예상된다.

각 잡음이 갖는 영교차 대역폭과 잡음폭 관계는 주파수합성에 의해 구해지는 시간파형의 결과로 비교확인이 되며 비변조성 잡음에 대해서 먼저 다이리스터 전류각 90° 에서의 전류파형이 갖는 주파수성분을 통과대역 중심주파수 100 kHz, 대역폭 2 kHz 로 한정하여 시간함수로 합성하면 Fig.9 와 같은 파형의 결과가 얻어진다. 동일한 대역조건에서 변조성 잡음을 일으키는 충전전류에 대한 파형의 합성은 Fig.10 과 같으며 이로부터 스펙트럼밀도가 갖는 형상의 정보로부터 합성된 시간함수 파형에서의 잡음주기와 잡음폭의 특징이 그대로 재현됨을 알 수 있고 특히 Fig.10 의 파형에서는 합성된 파형의 잡음폭이 충전전류 파형의 펄스폭과 동일한 1.7 ms 의 폭으로 나타나고 있다. 변조성 잡음은 결국 충전전류 파형의 기본파 스펙트럼이 고주파대역으로 천이변조되는 주파수변환과정에 의해 만들어지는 잡음이므로 DLC 대역에서도 충전전류의 이러한 스펙트럼형상은 그대로 답습되며 따라서 스펙트럼 이산특성과 펄스폭에 대한 특징 역시 대역의 위치에 관계없이 그대로 존속되는 것으로 해석될 수 있다.

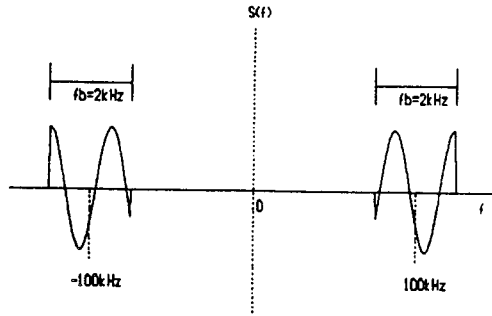


Fig. 7 Spectrum of Baseband Type Noise near 100kHz.

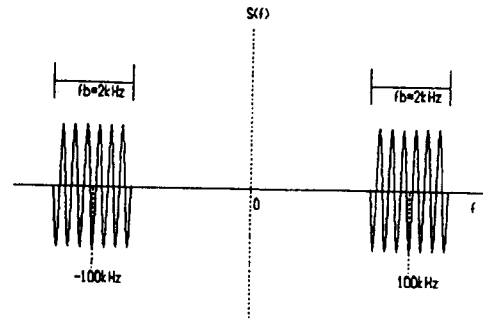


Fig. 8 Spectrum of Charging Current near 100 kHz.

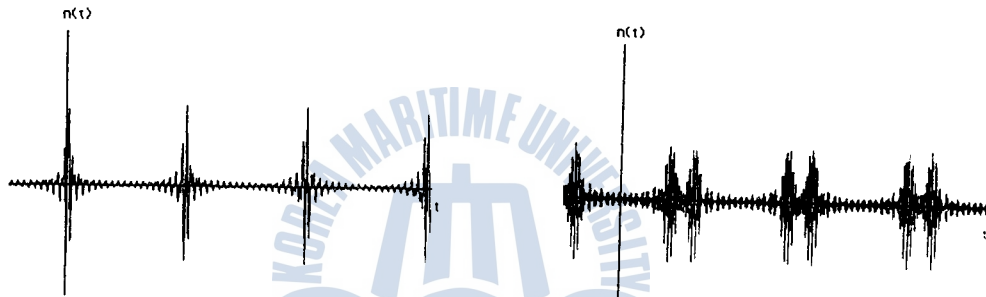


Fig. 9 Calculated Wave of Baseband Noise (BW=2kHz, $f_0=100\text{kHz}$)

Fig. 10 Calculated Wave of Modu.Noise (BW=2kHz, $f_0=100\text{kHz}$)

3.2 잡음의 발생위상

비변조성 임펄스잡음은 다이리스터의 스위칭 위상각에 따라 잡음발생 위상도 함께 달라지므로 전원주기 T 내에서 나타나는 잡음발생의 이산성이 크며 또한 계통내의 비변조성 잡음원 각각은 전원주기 T 내에 임펄스잡음을 서로 독립적으로 위치시키게 된다. 전류위상각 α 에 따른 비변조성 잡음의 진폭크기를 같은 주파수합성 방법에 의해 구하면 Fig. 11 과 같이 나타나며 이로부터 DLC 대역에서의 임펄스크기는 전류위상각 α 의 싸인함수에 비례되므로 전원위상에 대한 잡음발생의 연속적인 분포관계를 확인할 수 있다. 비변조성 잡음은 잡음폭이 좁으므로 잡음폭에 의한 영향은 그만큼 작아지나 잡음발생 위치가 이산적이므로 잡음회피 구간의 설정이 상대적으로 어려운 점이 있으며 결국 변조성과 비변조성 양 잡음은 잡음폭과 잡음발생 위치의

면에서도 서로 상반된 특성의 관계를 나타낸다.

스위칭전원에서 발생하는 변조성 잡음의 잡음발생 위상은 부하크기에 관계없이 전원의 최대치 부근으로 한정됨은 이미 언급되었으나 다수의 잡음발생원을 동시에 작동시킨 상태에서 나타나는 발생위상 관계의 확인이 또한 필요로 하게 된다. Fig.12 는 3개의 RCC 전원부하를 단상전기에 연결하여 작동되도록 한 상태에서 적절히 떨어진 지점으로부터 인출된 전원선을 중심주파수 100 kHz 인 대역여파기에 통과시켜 출력파형을 측정한 파형이다. 파형의 변화는 잡음원의 개수를 단계적으로 증가시켜 나가는 경우 잡음진폭이 증가되는 것외에 잡음발생 위상은 잡음원의 개수에 관계없이 단일 잡음원일 때와 구별되지가 않으며 따라서 전원 3개로부터의 변조성 잡음 모두는 최대치 부근의 위상구간에서 서로 중복되고 있음을 나타낸다

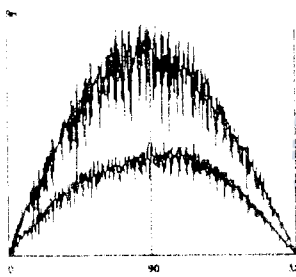


Fig. 11 Impulse Amplitude according to Switching Angle

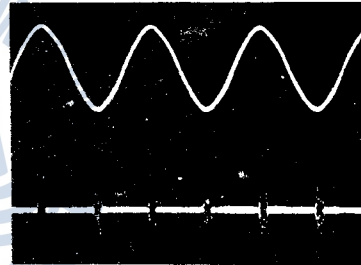
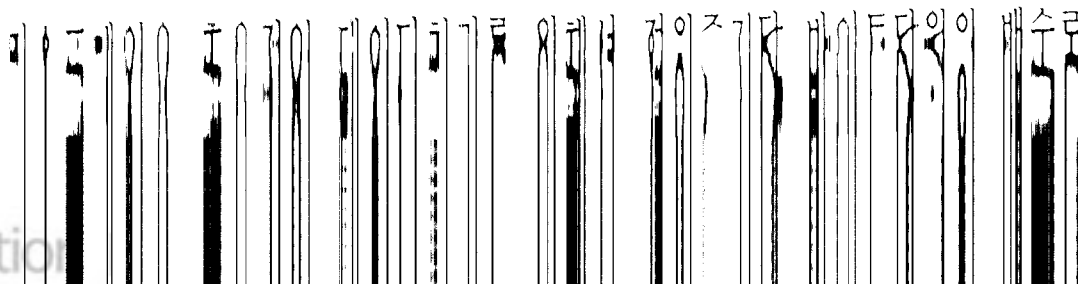


Fig. 12 Noise Waves from Multi Noise Sources (X: 5ms, Y1: 10V, Y2: 0.2V)

4. 송수신장치

4.1 전송포맷의 결정

수신부 복조신호파형으로 나타나게 될 변조성 임펄스잡음의 특성은 2장과 3장에서 해석된 바와 같이 전원 전압파형에 대한 잡음의 발생위상과 주기 및 잡음폭은 모두 확정적이므로 잡음발생구간을 단속적으로 회피해서 데이터를 불연속으로 전송처리하는 잡음회피 전송방식의 적용이 가능해진다



조건으로 정해져야 하며 따라서 τ_b 는 1.66 ms 보다 작아야 하고 잡음구간이 비트폭의 배수로 할당되도록 하는 경우 적정 배수 k 는 $\tau_b = T/(8+k)$, $k\tau_b > 2\tau_n$ 의 두 조건에서 얻어진다. 이를 모두 만족하는 최소 k 값은 $\tau_n = 1.7$ ms 일 때 4 가 되며 따라서 비트폭 τ_b 는 주기 T 의 12 등분인 약 1.4 ms 로 된다.

이러한 비트폭으로 구성되는 전송프레임은 480 bps 의 전송속도를 갖게 될 것이며 바이트단위의 데이터는 전원 반주기마다 1/2 바이트씩 나뉘어 불연속적으로 보내진다. 이를 위한 구체적인 전송형태는 전압파형의 상승 영교차에 동기되어 얻어지는 1/2 주기의 시점에서 먼저 Low Nibble 을 전송하고 하강 영교차신호에 의해서 정해지는 남은 반주기 동안에 High Nibble



면에서도 서로 상반된 특성의 관계를 나타낸다.

스위칭전원에서 발생하는 변조성 잡음의 잡음발생 위상은 부하크기에 관계없이 전원의 최대치 부근으로 한정됨은 이미 언급되었으나 다수의 잡음발생원을 동시에 작동시킨 상태에서 나타나는 발생위상 관계의 확인이 또한 필요로 하게 된다. Fig.12 는 3개의 RCC 전원부하를 단상전기에 연결하여 작동되도록 한 상태에서 적절히 떨어진 지점으로부터 인출된 전원선을 중심주파수 100 kHz 인 대역여파기에 통과시켜 출력파형을 측정한 파형이다. 파형의 변화는 잡음원의 개수를 단계적으로 증가시켜 나가는 경우 잡음진폭이 증가되는 것외에 잡음발생 위상은 잡음원의 개수에 관계없이 단일 잡음원일 때와 구별되지가 않으며 따라서 전원 3개로부터의 변조성 잡음 모두는 최대치 부근의 위상구간에서 서로 중복되고 있음을 나타낸다.

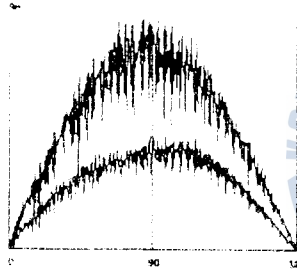


Fig.11 Impulse Amplitude according to Switching Angle

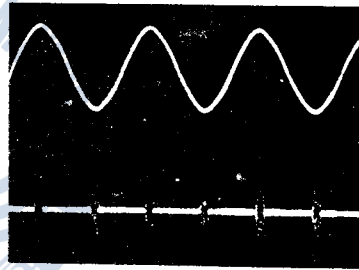


Fig.12 Noise Waves from Multi Noise Sources (X:5ms, Y1:10V, Y2:0.2V)

4. 송수신장치

4.1 전송포맷의 결정

수신부 복조신호파형으로 나타나게 될 변조성 임펄스잡음의 특성은 2장과 3장에서 해석된 바와 같이 전원 전압파형에 대한 잡음의 발생위상과 주기 및 잡음폭은 모두 확정적이므로 잡음발생구간을 단속적으로 회피해서 데이터를 불연속으로 전송처리하는 잡음회피 전송방식의 적용이 가능해진다. 전송프레임은 효율적인 데이터처리를 위해서 전원주기당 바이트단위의 배수로 전송할 필요가 있으며 실험에서는 1 바이트 전송을 기본으로 하기로 한다. 이 경우 데이터비트가 잡음구간에 포함되지 않기 위한 비트폭 τ_b 는 $\tau_b < \tau_b T/8$ 의

조건으로 정해져야 하며 따라서 τ_b 는 1.66 ms 보다 작아야 하고 잡음구간이 비트폭의 배수로 할당되도록 하는 경우 적정 배수 k 는 $\tau_b = T/(8+k)$, $k\tau_b > 2\tau_n$ 의 두 조건에서 얻어진다. 이를 모두 만족하는 최소 k 값은 $\tau_n = 1.7$ ms 일 때 4 가 되며 따라서 비트폭 τ_b 는 주기 T 의 12 등분인 약 1.4 ms 로 된다.

이러한 비트폭으로 구성되는 전송프레임은 480 bps 의 전송속도를 갖게 될 것이며 바이트단위의 데이터는 전원 반주기마다 1/2 바이트씩 나누어 불연속적으로 보내진다. 이를 위한 구체적인 전송형태는 전압파형의 상승 영교차에 동기되어 얻어지는 1/2 주기의 시점에서 먼저 Low Nibble 을 전송하고 하강 영교차신호에 의해서 정해지는 남은 반주기 동안에 High Nibble 을 전송하는 2중 동기 방식을 취하도록 하고 Fig.13 은 설정된 전송프레임의 구성을 나타낸다.

4.2 송신부

Fig.14 는 송신부 회로의 구성도이고 실험에서의 데이터 변조방식은 프로그램으로 변조처리가 용이한 BFSK 방식이 사용되었다. BFSK 신호가 갖는 스펙트럼밀도는 데이터신호의 대역폭을 BW_b , 마크 주파수를 f_2 , 스페이스 주파수를 f_1 이라 하면 Fig.15 와 같아지고 점유대역폭 BW_f 는 $BW_f = f_2 - f_1 + 2BW_b$ 가 된다. 데이터신호의 대역폭 BW_b 는 펄스폭으로 정해지므로 앞서 설정된 포맷트의 구성으로부터 1.4 ms 의 비트폭을 기준으로 하는 경우 변조파신호의 대역폭은 714 Hz 로 나타낼 수 있다. f_2 와 f_1 을 각각 120 kHz 와 125 kHz 로 정하는 경우 요구되는 통과대역폭은 약 6.4 kHz 로서 L-C 수동필터의 BPF 를 이용하여 이에 맞는 대역폭이 되는 회로상수와 Q 값이 조정되었다.

동기신호 발생회로는 절연트랜스를 통한 전원 전압파형으로부터 상승 및 하강 영교차신호를 얻은 후 다시 OP 앰프에 의한 비교회로를 통해 Fig.16 과 같은 구형파 파형으로 나타나며 정부 영교차 인터럽트 발생때마다 바이트단위의 데이터는 하위 4비트와 상위 4비트로 나누어 순차적으로 분할전송된다. 영교차 인터럽트신호는 우선 타이머 T0 를 트리거시키고 시간 T0 후 2차적으로 발생하는 타이머 인터럽트 신호는 전원전압 최대치 위치를 확인하는 기준시점으로 이용되며 동시에 전원주기의 1/12 에 해당하는 기본 데이터비트폭은 매번 타이머 T1 인터럽트 신호발생에 의한 처리로 만들어진다.

전송프레임은 프로그램방식으로 구성되어 Fig.17 의 플로우차트와 같은 과정으로 신호가 전송된다. 마크주파수와 스페이스주파수는 비교적 전달감쇠가 적은 120 kHz 와 125 kHz 로 설정하였으며 Fig.18 은 8254 로부터 발생된 BFSK 신호가 버퍼를 거쳐 대역필터 출력단에서 정현파로 변환된 상태의 파형이다

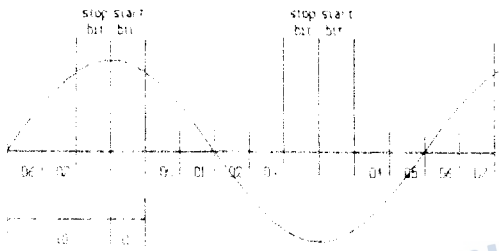


Fig.13 Data Format

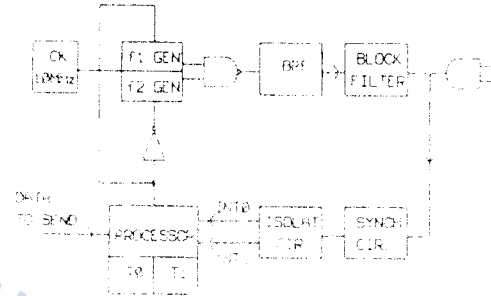


Fig.14 Block Diagram of Transmitter

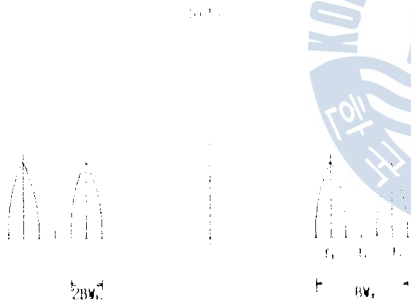


Fig.15 Spectrum of BFSK Wave

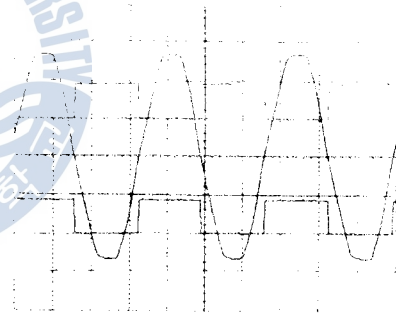
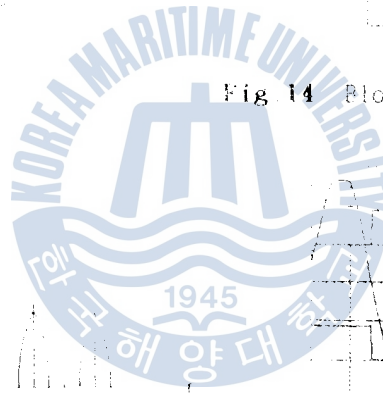


Fig.16 Lead Lag Sync Waves and AC Power Wave. (X:5ms, Y:5V)



Fig.17 Flow Chart (Transmit)

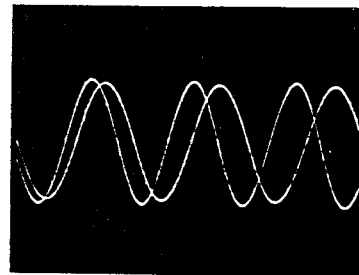


Fig.18 FSK Modulated Wave after BPF (X:2μs, Y:2V)

4.3 수신부

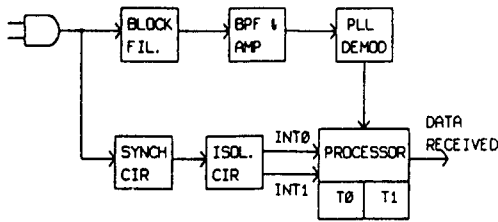


Fig.19 Block Diagram of Receiver

Fig.19 는 수신부 회로의 구성도이다. BFSK 수신신호의 복조에는 4046 PLL IC 가 이용되었고 BPF 로서의 통과대역 설정과 복조된 비트파형의 적절한 형상을 얻을 수 있는 PLL 저역여파특성을 정하였다.

BPF 는 송신부와 동일한 L-C 수동 필터로 되어 있고 필터출력신호는 CMOS 버퍼를 통해 증폭된 후 PLL 복조회로의 입력으로 작용된다. Fig.20 은 버퍼출력단에서의 파형을 나타낸다. 비트판정에 필요한 동기신호는 송신부에서와 마찬가지로 전원전압 파형으로부터 정부 영교차 구형파신호에 의하여 정부 영교차신호는 독립적으로 인터럽트처리로 타이머를 구동시켜 잡음위상구간을 분별함과 동시에 비트판정시기를 정하게 된다. 4046 IC 를 통해 복조된 비트파형은 비교회로를 거쳐 TTL 로직신호로 변환된 후 프로세서에 의해 전원주기 12등분마다 샘플링되어 로직상태가 판정되면서 비트단위의 데이터로 읽혀지며 이러한 과정은 Fig.21 의 흐름도와 같은 프로그램 방식으로 이루어진다. 또한 프로세서는 바이트 단위로 데이터값이 모아질 때마다 RS232 인터페이스를 통해서 1200 bps 의 전송속도로 퍼스널컴퓨터에 데이터를 전송하게 되고 연결된 퍼스널컴퓨터에서는 별도의 프로그램에 의해 8250 SART IC 를 직접 액세스하여 시리얼데이터를 읽어들이며 수신데이터의 정상여부를 확인한 후 전송오율을 산정하고 결과는 모니터에 표시된다.

PLL 복조회로의 입력으로 작용된다.

비트판정에 필요한 동기신호는 송신부에서와 마찬가지로 전원전압 파형으로부터 정부 영교차 구형파신호에 의하여 정부 영교차신호는 독립적으로 인터럽트처리로 타이머를 구동시켜 잡음위상구간을 분별함과 동시에 비트판정시기를 정하게 된다. 4046 IC 를 통해 복조된 비트파형은 비교회로를 거쳐 TTL 로직신호로 변환된 후 프로세서에 의해 전원주기 12등분마다 샘플링되어 로직상태가 판정되면서 비트단위의 데이터로 읽혀지며 이러한 과정은 Fig.21 의 흐름도와 같은 프로그램 방식으로 이루어진다. 또한 프로세서는 바이트 단위로 데이터값이 모아질 때마다 RS232 인터페이스를 통해서 1200 bps 의 전송속도로 퍼스널컴퓨터에 데이터를 전송하게 되고 연결된 퍼스널컴퓨터에서는 별도의 프로그램에 의해 8250 SART IC 를 직접 액세스하여 시리얼데이터를 읽어들이며 수신데이터의 정상여부를 확인한 후 전송오율을 산정하고 결과는 모니터에 표시된다.

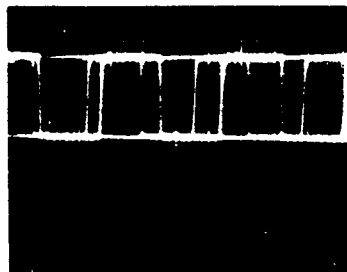


Fig.20 Amplified Wave before Demod. Circuit (X:2μs, Y:2V)

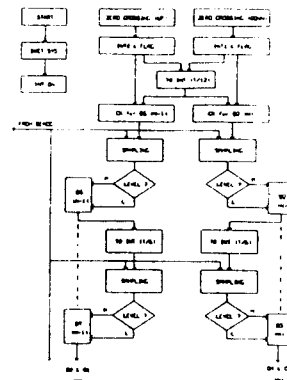


Fig.21 Flow Chart (Receiving)

5. 실험결과와 고찰

Fig. 22 는 전원부하가 적고 잡음이 심하지 않은 상태에서 전송데이터 35h 일 때 수신된 복조파형이고 Fig. 23 은 잡음이 심한 조건에서 측정된 것으로 모두 전원파형과의 동기상태는 양호함을 알 수 있으며 Fig. 23 의 아래파형은 비교회로를 거쳐 로직신호로 변환된 파형을 나타내며 잡음구간을 제외한 데이터구간에서의 각 비트들은 정상적으로 복구된 상태를 보인다.



Fig. 22 Demod. Wave & AC Wave(35h) Fig. 23 Demod. Wave (35h) in High in Low Noise Condition(X:5ms, Y:5V) Noise Condition (X:2ms, Y:5V)

Fig. 24 는 데이터 00h 인 때의 파형이고 또한 Fig. 25 는 잡음회피 전송방식이 아닌 비동기 연속전송 방식의 경우를 비교평가를 위하여 같은 잡음조건과 전송거리에서 측정된 것이다. Fig. 25 의 비동기 전송프레임은 스톱비트 및 스타트비트가 각 1 비트씩이고 데이터부분은 8비트이며 200 bps 의 전송속도일 때이며 이 파형은 데이터구간에서도 120 Hz 의 변조성 잡음이 일정 펄스폭으로 심하게 나타나고 있고 따라서 변환된 로직신호에서도 데이터손상이 심함을 보인다. 같은 방법으로 데이터 35h 일 때의 잡음회피 전송방식일 때의 복조파형은 Fig. 26 과 같으며 Fig. 27 은 비동기 연속전송인 경우를 나타내며 여러 데이터값에서의 경우에서 같은 결과를 확인할 수 있다.

또한 이와 함께 측정된 수신측에서의 전송오율은 사무용 건물의 동일 층에서 전원부하가 크지 않은 야간의 경우에는 0.0001 이하로 양호한 결과로 나타났으며 사용부하가 크게 증가하는 주간에는 0.002 정도를 나타내었다. 같은 방법과 부하조건에서 비동기 연속전송방식 경우의 전송오율은 더욱 커져서 100 bps 의 낮은 전송속도하에서 측정결과는 야간의 경우 0.1 정도이고 특히 주간에는 0.5 이상이 되어 수신측에서의 데이터판독은 거의 불가능한

상태를 보였다.

실험으로부터 잡음회피 전송방식은 480 bps 전송속도하에서 데이터의 비트부호간 간섭이 문제되지 않고 송수신간의 동기상태도 양호할 뿐 아니라 특히 잡음이 비교적 심한 부하 조건에서도 데이터 전송은 매우 안정적임을 나타내며 이 결과는 비동기 연속전송의 경우와 큰 대조를 보이는 것으로 잡음회피 전송방식의 구조적인 성능개선을 잘 나타내 준다.

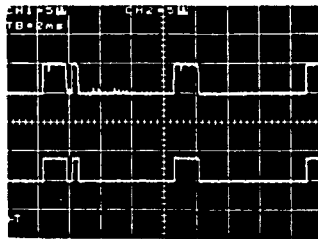


Fig.24 Demod. Wave (00h) by Noise Avoid Transmission (X:2ms, Y:5V)

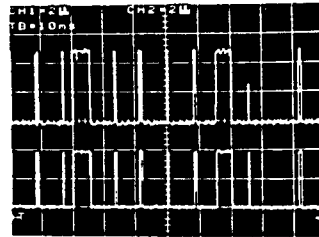


Fig.25 Demodulated Wave (00h) by Asynch. Transmission (X:5ms, Y:2V)

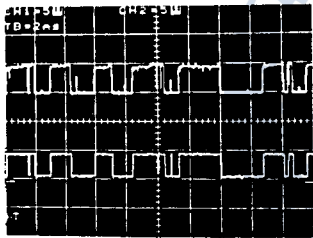


Fig.26 Demod. Wave (35h) by Noise Avoiding Transmission (X:2ms, Y:5V)

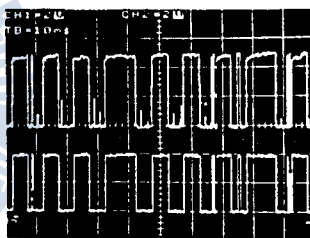


Fig.27 Demodulated Wave (35h) by Asynch. Transmission (X:5ms, Y:2V)

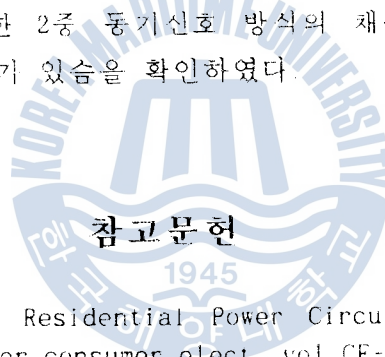
6. 결론

스펙트럼특성을 토대로 배전계통의 주기적 임펄스잡음은 변조성 유무에 따라 크게 저속 스위칭회로에서 비롯되는 비변조성 잡음과 스위칭 전원회로에서 비롯되는 변조성 잡음의 두 유형으로 구분될 수 있었으며 이를 기초로 한 각 잡음에서의 발생원인과 잡음위상 그리고 잡음폭의 특성이 해석되었고 전송실험이 행해진 결과 다음과 같은 결론이 요약되어진다.

- 1) 비변조성 잡음의 스펙트럼밀도는 이산적이나 변조성 잡음은 스위칭주파수를 중심주파수로 하는 600 Hz 정도의 협대역성 잡음으로 나타나며 특히 RCC 전원의 경우 동작 주파수대역은 가변적임을 나타낸다.
- 2) 대역여파기 출력에서 나타나는 변조성과 비변조성 잡음의 잡음폭 차이는

잡음이 가지는 스펙트럼밀도의 형상으로부터 원인을 설명할 수 있었다.

- 3) 변조성 잡음이 발생하는 위치는 상용전원 전압파형의 최대치부근에 고정적이며 따라서 단상에서의 변조성 잡음위상은 모두 같은 구간에 중첩이 되고 이상간의 경우 일정한 위상차이로 나타난다.
- 4) 잡음 회피 전송방식의 변조성 잡음에 대한 억제특성은 매우 양호한 것임을 알 수 있으며 비동기 연속전송 방식에 비해 뚜렷한 성능상의 개선이 확인된다.
- 5) 설정된 전송프레임을 통해 BFSK 잡음 회피 전송방식은 전원부하로부터 강한 잡음이 발생하는 조건에서도 480 bps 의 데이터전송이 안정적으로 이루어졌으며 또한 동기성과 전송오율의 결과가 양호하고 비트부호간 간섭이 없으므로 보다 높은 전송속도의 실현 가능성을 확인하였다.
- 6) 정부 영교차신호에 의한 2중 동기신호 방식의 채용으로 비트판정 시기의 정확도가 개선되는 효과가 있음을 확인하였다.



- 1) J.B.O'Neal Jr., "The Residential Power Circuit as a Communication Medium," IEEE trans. for consumer elect. vol.CE-32, pp.567-577, 1986
- 2) Roger M.Vines, H.Joel Trussell, Kenneth C.Shuey and J.B.O'Neal JR., "Impedance of the Residential Power Distribution Circuit," IEEE transactions on electromagnetic compat Vol.EMC-27, pp.6-12, 1985
- 3) Robert A. Piety, "Intrabuilding data transmission using power line wiring," Hewlett Packard Journal, May, 1987
- 4) 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, p161-168, November 1984.
- 5) 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.
- 6) Peter K. Van Der Gracht and Rovert W. Donalson, "Pseudonoise Signalling for Power Line Carrier Applications", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. PWRD-1, No.1, January 1986.

