

DCT를 이용한 잡음 발생 시스템

태 기철, 유 경주, 정 진균

전북대학교 정보통신공학과

Tel : (063) 270-2466 / Fax : (063) 270-2461

Noise Generation System Using DCT

Ki-Cheol Tae Kyung-Ju Yoo Jin-Gyun Chung

Dept. of Electronics & Information Engr., Chonbuk Nat'l Univ., 561-756

E-mail : jgchung@moak.chonbuk.ac.kr

요약

모뎀이나 통신장비는 선로잡음이나 기타 노이즈의 영향을 고려하여 시스템을 측정하고 평가해야 한다. 그러나 실제의 노이즈환경을 구현하고 측정하기란 매우 어렵고, 비용 또한 무시할 수 없기 때문에 잡음이나 노이즈를 인위적으로 발생시켜 시스템을 측정하게 된다. 그러나 시스템이 고속으로 동작하고 스펙트럼 복잡하면 잡음을 원하는 스펙트럼에 만족하도록 구현하기가 어렵다. 본 논문에서는 DCT를 이용한 필터계수 생성과, 의사잡음(Pseudo Noise)을 이용한 잡음발생 알고리즘을 제안하며 시스템의 속도와 사용 주파수에 관계없이 스펙트럼을 만족하는 잡음발생 장치를 제안한다.

I. 서 론

통신 시스템을 측정할 때는 신호에 영향을 미치는 요소들을 인위적으로 만들어 실제 전송되는 신호를 가정하게 되는데, 이때 필요로 하는 것이 잡음 발생기이다. 본 논문에서는 VDSL(Very high speed Digital Subscriber Line) 선로잡음의 예를 들어 시스템 테스트에 필요한 잡음신호를 발생시키는 알고리즘을 제안한다.

고속모뎀의 테스트에 사용하는 VDSL의 선로 잡음은 그림1과 같다[1]. 기존에는 잡음발생을 위해 디지털 필터를 사용하는 Yule-Walker equation을 사용하였다 [2,3]. 그러나 기존의 방법을 VDSL에 적용하여 필터 계수를 구한다면, VDSL 잡음 스펙트럼의 오차가 심하여 잡음 신호로서 부적합한 경우가 발생한다. 이러한 문제점을 보완하기 위하여 Yule-Walker equation을 이용하는 대신 DCT를 이용하여 잡음신호를 발생시키는 알고

리즘을 제안한다.

본 논문의 II절에서는 Yule-Walker equation을 이용하여 필터계수를 구하는 방법과 CLT(Central Limit Theorem)를 요약하고 III절에서는 IFFT 및 DCT를 이용한 잡음 발생 알고리즘을 소개한다. 마지막 IV절에서는 기존의 방법과 제안한 방법을 비교 분석하고 결론을 맺는다.

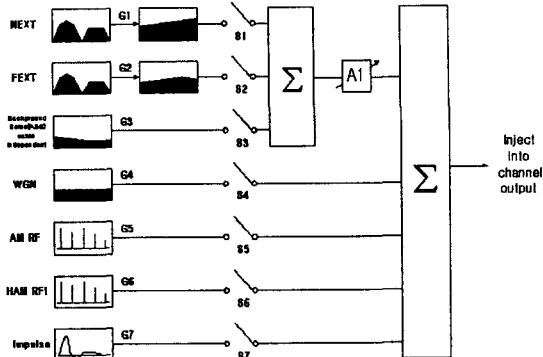


그림1. VDSL의 잡음발생과 측정을 위한 구성도

II. Yule-Walker equation과 CLT

II-1. Yule-Walker equation을 이용한 잡음발생

광의의 정상랜덤과정(Wide-sense stationary random process) $w(n)$ 이 전력 스펙트럼 밀도가 σ_w^2 인 백색잡음(white noise) 신호일 때 그림2(a)와 같은 시스템 구조에서 출력 $x(n)$ 은 광의의 정상 랜덤 과정이며, $x(n)$ 의 PSD는 다음과 같이 정의된다.

$$P_{xx}(\omega) = \sigma_w^2 |H(\omega)|^2 \quad (1)$$

역으로 PSD가 $\Gamma_{xx}(f)$ 인 $x(n)$ 을 $1/H(z)$ 인 시스템에 입력 값으로 주면 출력은 백색잡음 신호가 된다. 이때 $1/H(z)$ 를 noise whitening 필터라고 한다. 그림2와 같이 stationary stochastic process $x(n)$ 은 white noise sequence $w(n)$ 이 IIR필터 $H(z)$ 를 통과한 출력으로 표현 가능하다, 이를 Wold representation이라 한다[4].

정상 랜덤과정 $x(n)$ 의 전력 스펙트럼 밀도가 다음과 같이 주어진다고 하자.

$$\Gamma_{xx}(z) = \sigma_w^2 \frac{B(z)B(z^{-1})}{A(z)A(z^{-1})}, \quad r_1 < |z| < r_2 \quad (2)$$

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{\sum_{k=0}^q b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=0}^p a_k z^{-k}} \quad (3)$$

식(3)의 $H(z)$ 의 계수 a_k, b_k 를 Yule-Walker equation을 이용하여 구할 수 있다. 그러나 Yule-Walker equation을 이용하여 주어진 PSD를 갖는 잡음신호를 발생시키고자 할 경우 PSD의 종류에 따라 만족스러운 결과를 얻지 못할 경우가 발생한다. 그림3은 임의의 PSD스펙을 갖는 잡음신호를 발생하기 위한 IIR필터를 Yule-Walker equation을 이용하여 디자인한 결과이며 오차가 큼을 알수있다. 그림4는 HDSL이 VDSL의 누화 소스로서 작용할 때의 영향을 고려하기 위한 샘플링 주파수가 40MHz일 때의 MATLAB을 이용한 시뮬레이션 결과이다. 그림4에서 보는바와 같이 Yule-Walker equation을 이용하여 설계한 IIR필터는 주어진 스펙과 많은 차이가 남을 알 수 있다.

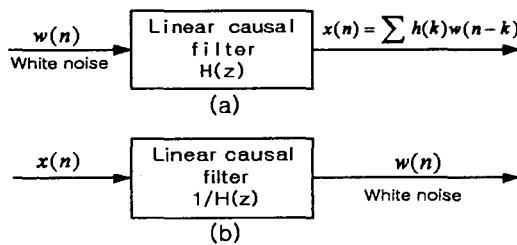


그림2. 신호 발생을 위한 필터. (a) 백색잡음에 의한 랜덤 프로세스. (b) 역 필터.

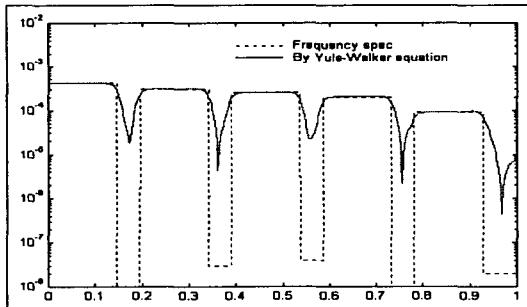


그림3. 임의의 주파수 스펙에 Yule-Walker Equation 적용

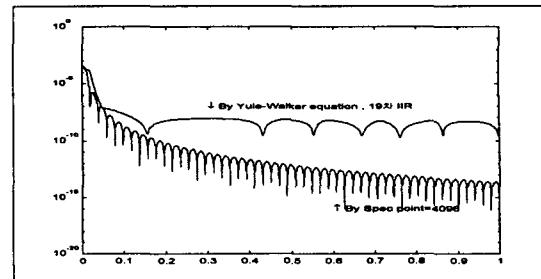


그림4. HDSL noise signal filter using VDSL

II-2. Central Limit Theorem(CLT)

통신시스템을 테스트하기 위한 노이즈신호는 종종 가우시안 분포를 가져야한다[1]. [3]에서는 PN시퀀스를 가우시안 분포를 갖는 신호로 변환시키기 위해 Box-muller equation을 사용하고 이의 구현을 위해 sin, cos, log 테이블의 ROM을 이용하였다.

서로 독립인 m 개의 RVs (Random Variables) $X_i, i=1, 2, \dots, m$ 가 있고 m 이 충분히 클 경우, 이 신호들의 합 $X=X_1+\dots+X_m$ 은 가우시안 분포(Gaussian distribution)를 가지는 신호를 만들어낸다[5].

본 논문에서는 m 개의 독립적인 신호를 PN 시퀀스를 이용하여 만들었으며 CLT를 이용하여 이 신호들의 합이 가우시안 분포를 가지도록 하였다. 그림5에서는 uniform 분포를 가지고 서로 독립적인 m 개의 신호를 만드는 과정을 도식화하였다. M 개의 XOR게이트의 출력은 M -bits 레지스터($R_M(1)$)에 저장되고 M -clk동안 쉬프트되면서 MUX(1)의 선택(select)신호로 사용된다. 그 후 $R_M(1)$ 의 데이터는 $R_M(2)$ 로 이동되고 새로운 XOR게이트의 출력이 $R_M(1)$ 에 저장된다. $R_M(2)$ 의 데이터는 M -clk동안 MUX(2)의 선택신호로 사용된다. 즉, $R_M(i)$ 의 데이터는 $R_M(i+1)$ 으로 이동되고 각 $R_M(i)$ 의 데이터는 MUX(i)의 선택신호로 사용된다. 실선을 입력으로 갖는 XOR게이트는 primitive polynomial을 발생시키기 위한 것이며, 점선을 입력으로 갖는 XOR게이트는 서로 독립적인 uniform분포를 가지는 신호를 만들어내기 위한 것이다. 이때 XOR게이트에 입력되는 신호는 서로 각기 다른 패턴을 가져야 한다.

III. IFFT와 DCT를 이용한 잡음 발생

III-1. IFFT를 이용한 알고리즘

IFFT를 이용한 알고리즘은 주어진 주파수 스펙트럼을 만족하는 필터를 디자인하여 시간영역 신호를 얻는

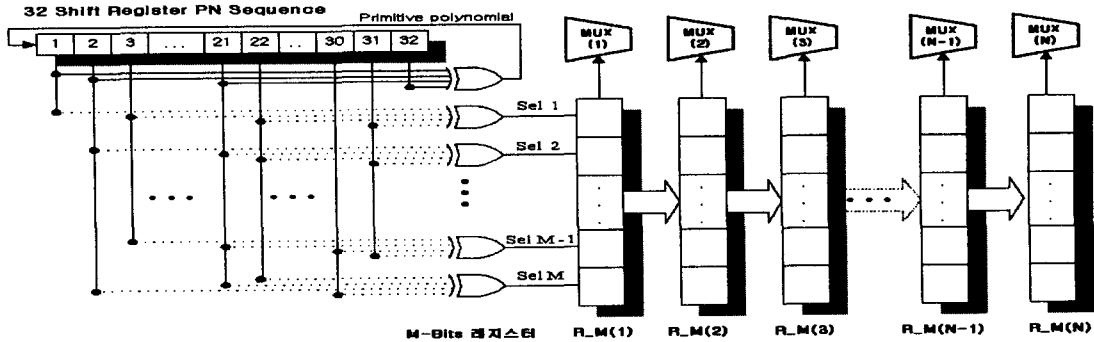


그림5. PN Sequence를 이용한 MUX Select 신호 발생회로

대신 주어진 스펙을 $(N/2+1)$ -point에서 샘플하여 real 시간 영역 신호를 갖도록 N -point IFFT를 수행하는 것이다. N -point IFFT를 이용하여 얻은 시간영역 신호가 real값을 갖기 위해서는 다음 조건을 만족해야한다.

$$X(k) = X(N-k)^*$$

따라서, 주어진 주파수 스펙의 샘플값 $X(0), X(1), \dots, X(N/2)$ 들을 식(4)를 만족하도록 배열한 후 N -point IFFT를 수행하면 주어진 특성을 만족시키는 real 시간 영역 신호 $x(n)$ 을 얻을 수 있다.

PSD가 1인 PN발생기를 위해 32개의 shift register를 사용했으며, 그림6과 그림7에서 사용된 멀티플렉서의 select신호 발생회로는 그림5와 같다. 이상을 종합하여 IFFT를 이용한 잡음발생 시스템의 구성도는 그림6과 같으며 알고리즘은 다음과 같다.

- ① 주어진 PSD 스펙으로부터 $N/2+1$ 포인트 샘플하여 $X(0), X(1), \dots, X(N/2)$ 의 값을 구한다.
- ② $X(k) = X(N-k)^*$ 를 만족하도록 $X(k)$ 값을 설정한

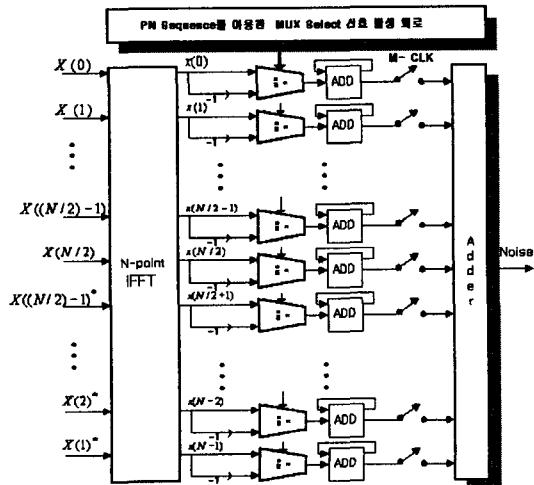


그림6. IFFT를 이용한 잡음 발생 블럭도

후 N -point IFFT를 수행한다.

- ③ ②로부터 구한 N 개의 신호에 의사잡음 신호를 그림 6과 같이 실행한 후 모두 더하여 최종 시간영역 신호를 구한다.

위의 ③의 의사잡음 신호는 '1'또는 '0'의 값만을 가지는 시간 영역 신호이므로 곱셈기를 사용하는 대신에 멀티플렉서만을 가지고 최종잡음신호를 생성하게 된다.

III-2. DCT를 이용한 알고리즘

그림6에서 필터의 계수를 구하기 위한 샘플값 $X(k)$ 는 모두 실수이므로 $X(N/2-k) = X(N/2+k), k=1, 2, \dots, N/2-1$ 가 된다. 따라서 $N/2=L$ 이라고 할 경우 다음의 관계가 성립한다[6].

$$\begin{aligned} Lx(n) &= \sum_{k=0}^L a_k X(k) \cos \frac{\pi}{L} kn \\ a_k &= \frac{1}{2}, \quad k=0, L \\ a_k &= 1, \quad \text{for } k \neq 0, k \neq L \end{aligned} \quad (5)$$

따라서, N -point IFFT를 수행하는 대신 그림7과 같이 $(N/2+1)$ -point의 DCT를 이용한 효율적인 구현이 가능해진다. 필터계수를 구함에 있어서 IFFT의 경우 $(N/2) \log_2 N$ 의 complex곱셈기가 필요하지만, $(N/2+1)$ -point DCT의 경우 $(N/4) \cdot \log_2 N/2$ 의 real 곱셈기만 필요하다. 따라서, $N = 2^a$ 인 경우 IFFT를 사용한 경우에 비해 $N/4 \cdot (3a+1)$ 개의 real 곱셈기가 절약된다. 그림6과 그림7에서 사용된 멀티플렉서의 select신호는 각각 M 개의 4-input XOR 게이트로 이루어진 신호이다. 스위치가 'on'되기 전 (M -clock동안)까지는 각각의 멀티플렉서의 출력단의 ADD블록에서 값을 더하게 된다. M -clock이 지나면 스위치는 'on'이 되며 나머지 N 개의 신호와 마지막 Adder블록에서 더하면 최종 1-point 잡음신호가 생성된다.

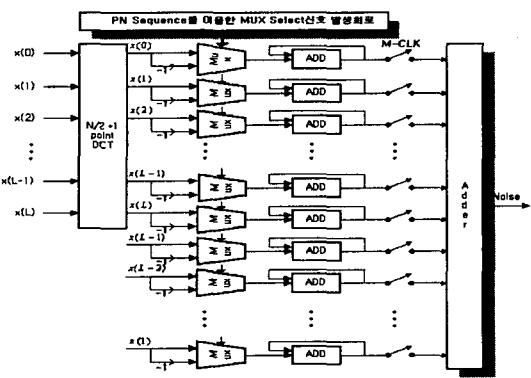


그림7. DCT를 이용한 잡음 발생 블럭도

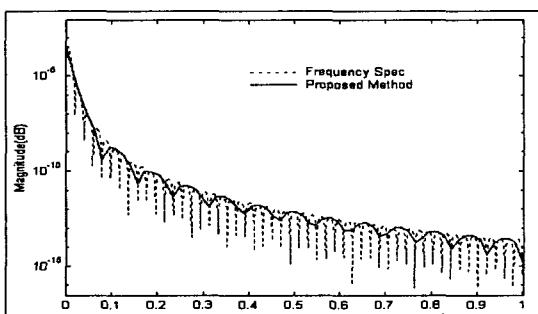


그림8. 그림4의 스펙에 제안한 알고리즘 적용결과

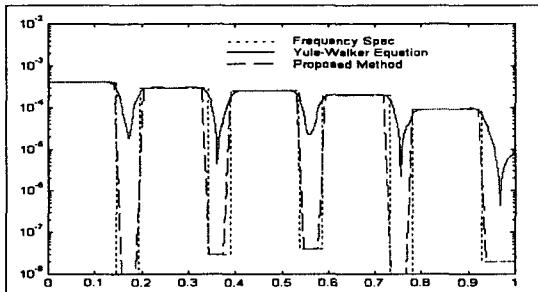


그림9. 그림3의 스펙에 제안한 알고리즘 적용결과

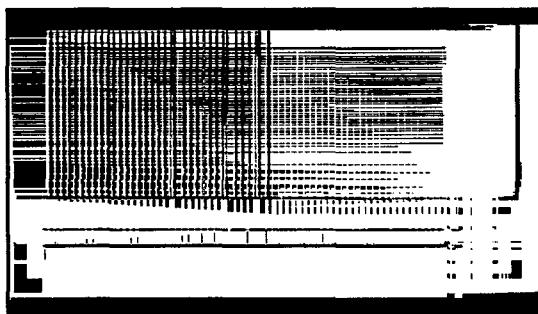


그림10. DCT 방법을 Sysnopsis를 이용하여 설계

그림8은 DCT알고리즘을 적용하여 나온 최종 잡음신호를 주파수 영역에서 비교한 것이며, 그림9는 제안한 알고리즘이 그림3에서 주어진 스펙을 Yule-Walker equation에 의한 방법보다 훨씬 정확하게 만족함을 보인 것이다. 그림10은 DCT를 이용한 잡음발생 시스템을 synopsys를 이용하여 설계한 것이다. 이상의 결과에서도 볼 수 있듯이 복잡한 주파수 스펙을 만족하는 필터를 구현하기란 쉽지 않다. 그러나 제안한 알고리즘에 의한 방법은 주파수 스펙의 형태에 영향을 받지 않고 시간영역 신호를 만들어 낼 수 있다. 단, DCT를 구현하기 위한 포인트(L)값에 따라 요구되어지는 주파수 스펙을 만족하는 정도가 결정되므로 주파수 스펙의 변화가 클수록 L 값도 증가 해야한다.

VI. 결 론

DCT를 이용하여 필터 계수를 구하는 방법이 기존의 방법보다 오차가 적은 잡음신호를 생성할 수 있으며, 의사잡음을 이용하여 잡음생성 시스템을 구현하는 것이 곱셈기를 대신하여 멀티플렉서를 사용함으로서 하드웨어를 줄일 수 있음을 보였다. 또한 필터 계수를 구할 때 샘플된 주파수 스펙값만을 DCT블럭에 입력시켜 줌으로써 복잡한 형태의 주파수 스펙이 주어지더라도 잡음신호를 생성할 수 있음을 보였다.

Reference

- [1] J. Cioffi, "Very-high-speed Digital Subscriber Lines-System Requirements", Committee T1-Tele communications, Nov. 30. 1998.
- [2] Chow, Jacky S., "Finite-Length Equalization for Multi-Carrier Transmission Systems", Ph.D Thesis, Stanford University, 1992.
- [3] James L. Dixon, J. Scott Yeomans and Jeffery M. goldthrop, "NEXTNOISE-A Programmable Noise Generating System for Testing Wire-Based Loop Transmission Systems," IEEE, pp. 1319-1324
- [4] J. J. Proakis, C. M. Rader, F. Ling, C. L. Nikias, *Advanced Digital Signal Processing*. Macmillan New York, 1992.
- [5] Papoulis, *Probability Random Variable and Stochastic Processes.*, McGraw-Hill, 1991.
- [6] Douglas F. Elliott, *Digital Signal Processing*. Academic Press, Inc. 1986.