

10 Gigabit Ethernet을 위한 최소 대역폭 클럭리커버리 알고리즘

성충환, 전경규, 김환우, 김대영
충남대학교 정보통신공학부

Minimum Bandwidth Clock Recovery Algorithm for 10 Gigabit Ethernet

Choong Hwan Seong, Kyung Gyu Chun, Whan Woo Kim, Dae Young Kim
School of Information and Communication Eng., Chungnam National Univ.
E-mail : tntnn@dreamwiz.com

요 약

본 논문에서는 10Gigabit Ethernet 물리계층 전송 기술로서 IEEE 802.3 Higher Speed Study Group (HSSG)에서 검토했던 방법으로 선로부호화 방법이 있는데 그 중에서 국내 연구진에 의해 제안된 최소 대역폭 선로부호 MB810을 사용하여 10Gigabit Ethernet에서의 clock recovery 가능성에 대해 알아 본다. MB810 code를 사용하면 기존의 통신 시스템에서 필요로 하는 대역폭을 반만 사용하여 전송할 수 있기 때문에 대역 효율이 좋아지나 이전의 일반적인 square law 방법으로는 clock recovery가 어렵다. 본 논문에서는 4th power law 방법을 사용했을때의 이론적인 해석과 시뮬레이션 결과를 보인다.

1. 서 론

통신 전반에서의 일반적인 관심과 마찬가지로, 디지털 데이터 전송에 있어서의 중요한 기술적 관심사의 하나는 어떻게 하면 선로의 제한된 대역폭을 통해서 시간당 보다 많은 양의 데이터를 보낼 수 있겠는가 하는 것이다. 이러한 의문에 대하여 Nyquist [1]는 일찍이 1928년에 최소한의 대역폭에 대한 정

리를 증명한 바가 있다

그러나 정작 Nyquist가 제시한 이 최소 대역폭으로 동작하는 시스템은 1960년대 초반에 출현한 Duobinary 부호(혹은 시스템)가 그 최초이었다[2]. 그후 이 착상은 그 개념이 일반화되어 70년대 중반에 Partial-Response(PR) 시스템으로 정립되었다.

지난 수년간 국내의 연구팀은 PR시스템이 선형 최소 대역폭 시스템인 것에 주목하여 비선형 최소 대역폭 시스템을 포함하는 보다 일반화된 최소 대역폭 시스템의 발견에 주력하여 오던 중, 최소 대역폭 특성을 발견하여 정리로 정립하는 한편 일련의 비선형 대역폭 선로부호들을 설계하여 발표하기에 이르렀다.

이 새로운 최소 대역폭 선로부호들 중의 한 부호인 MB810이 10 Gigabit Ethernet 표준화회의에서 기존 1 Gigabit Ethernet에 적용되던 8B/10B 보다 더 나은 선로부호로서 국내 연구진에 의하여 제안된 바 있다. MB810을 포함한 이 최소대역폭 선로부호들이 실용화되기 위해서는 선결되어야 할 한가지 중요한 과제가 있다. 그것은 바로 비선형 최소 대역폭에 알맞은 새로운 동기복구(clock recovery) 방법의 발견이다.

동기복구의 방법은 오랫동안 데이터 전송분야의 중요한 연구과제로서 많은 연구가 있어 왔지만 그

대부분은 비최소 대역폭에만 적용이 가능한 것들이었다[3][4]. PR시스템의 출현이후로 최소 대역폭 시스템을 위한 동기복구 방법에 대한 연구가 주목을 받고 몇몇 중요한 연구결과가 있으나 이들은 모두 PR시스템과 같은 선형 최소 대역폭 시스템에만 적용이 가능한 방법들로서 비선형 최소 대역폭 선로부호에는 그 직접적인 응용이 불가능하다[5]. 따라서 본 논문에서는 일반적인 최소 대역폭 시스템에의 적용이 가능한 새로운 동기복구 방법을 발견하고 시뮬레이션을 통해 그 가능성을 확인한다.

II. Timing Recovery for MB810

본 절에서는 Nyquist 대역폭으로 제한된 최소대역폭 시스템에서 네제곱회로를 비선형회로로 사용할 경우 클럭성분 생성이 가능함을 이론적으로 증명하고 네제곱회로를 이용한 클럭추출회로에 관해 기술한다.

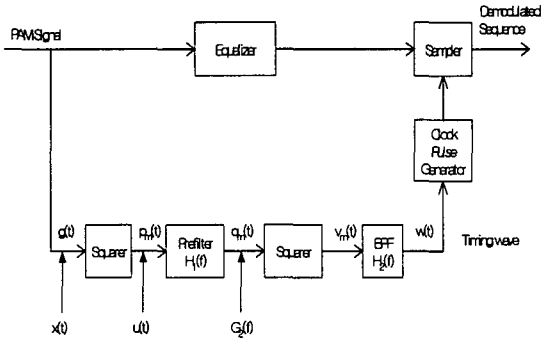


그림 1. 네제곱회로를 이용한 최소대역폭 시스템

클럭추출 회로

그림 1에서 제곱회로의 출력 $u(t)$ 는 (1)과 같다

$$\begin{aligned} u(t) &= \sum_m \sum_k a_k a_{k+m} g(t-kT)g(t-kT-mT) \\ &= \sum_m \sum_k a_k a_{k+m} p_m(t-kT) \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \text{where, } p_m(t-kT) &= g(t-kT)g(t-kt-mT) \end{aligned}$$

그리고 Prefilter의 출력 $v(t)$ 는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} v(t) &= [h_1 \otimes u]^2(t) \\ &= \left[\sum_m \sum_k a_k a_{k+m} p_m(t-kT) \otimes h_1(t) \right]^2 \\ &= \left[\sum_m \sum_k a_k a_{k+m} q_m(t-kT) \right]^2 \\ &= \sum_m \sum_k \sum_j \sum_l a_k a_{k+m} a_{k+j} a_{k+j+l} q_m(t-kT)q_l(t-kT-jT) \end{aligned}$$

네제곱회로의 출력 $w(t)$ 와 $w(t)$ 의 평균 $E\{w(t)\}$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} w(t) &= [h_2 \otimes v](t) \\ &= \sum_m \sum_k \sum_j \sum_l a_k a_{k+m} a_{k+j} a_{k+j+l} q_m(t-kT)q_l(t-kT-jT) \otimes h_2(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E\{w(t)\} &= [h_2 \otimes v](t) \\ &= \sum_m \sum_k \sum_j \sum_l E\{a_k a_{k+m} a_{k+j} a_{k+j+l}\} q_m(t-kT)q_l(t-kT-jT) \otimes h_2(t) \end{aligned}$$

식들을 정리하면 네제곱회로 출력의 평균 $E\{w(t)\}$ 는 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} E\{w(t)\} &= \sum_k \overline{a^4} \cdot q_0^2(t-kt) \otimes h_2(t) \\ &+ \sum_k \alpha_0^2 \cdot q_m^2(t-kt) \otimes h_2(t) \\ &+ 2 \sum_k \sum_m \alpha_0^2 \cdot q_m^2(t-kt) \otimes h_2(t) \\ &- 3 \sum_k \alpha_0^2 \cdot q_0^2(t-kt) \cdot \otimes h_2(t) \\ &= \sum_k \overline{a^4} - 3\alpha_0^2 \cdot q_0^2(t-kt) \otimes h_2(t) \\ &+ 3 \sum_k \sum_m \alpha_0^2 \cdot q_m^2(t-kt) \otimes h_2(t) \end{aligned} \quad (2)$$

식 (2)의 첫번째 항과 두번째 항을 Poisson's formula를 이용하여 주파수 영역으로 표현하여 나타내면 식 (3)과 (4)가 된다.

$$\sum_k q_0^2(t-kt) \otimes h_2(t) = \frac{1}{T} \cdot \sum_r M\left(\frac{r}{T}\right) e^{j\frac{2\pi r t}{T}} \quad (3)$$

$$\sum_k \sum_m q_m^2(t-kt) \otimes h_2(t) = \frac{1}{T} \sum_r N\left(\frac{r}{T}\right) e^{j\frac{2\pi r t}{T}} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} M(f) &= H_2(f) [Q_0(f) \otimes Q_0(f)] \\ &= H_2(f) \int Q_0(f-v) Q_0(v) dv \end{aligned}$$

$$N(f) = \sum_r H_2(f) [Q_m(f) \otimes Q_m(f)]$$

$$= \sum_r H_2(f) \int Q_m(v) \cdot Q_m(f-v) dv$$

$$Q_m(f) = H_1(f) \int G_1(v) G_1(f-v) e^{-j2\pi mTv} dv$$

위의 식들을 정리하면 $E\{w(t)\} = \sum_r V_r e^{j2\pi r t/T}$ 가

$$\text{된다. 단, } V_r = \frac{\overline{a^4 - 3\alpha_0^2}}{T} \cdot M\left(\frac{r}{T}\right) + \frac{3\alpha_0^2}{T} \cdot N\left(\frac{r}{T}\right)$$

이다. 네제공 회로 출력신호로부터 클럭성분을 추출

하기 위해 대역통과여파기를 사용하는데 이때 대역

통과여파기는 $\left|f - \frac{1}{T}\right| > \frac{1}{2T}$ 일때 $H_2(f) = 0$

이 되어야 하므로 $r = \pm 1$ 이 되어야 한다. 또한 최

소대역폭 시스템의 신호대역폭은 $1/2T$ 로 제한되므로

$$|f| > \frac{1}{2T} \text{ 인 경우 } G(f) = 0 \text{ 이 되어야 한다.}$$

$$E\{w(t)\} = \sum_r V_r e^{j2\pi r t/T}$$

$$= \frac{\overline{a^4 - 3\alpha_0^2}}{T} \left\{ \begin{aligned} &H_2\left(\frac{1}{T}\right) \int Q_0\left(\frac{1}{T} - v\right) Q_0(v) dv e^{j2\pi/T} \\ &+ H_2\left(-\frac{1}{T}\right) \int Q_0\left(-\frac{1}{T} - v\right) Q_0(v) dv e^{-j2\pi/T} \end{aligned} \right\}$$

$$= 2(\overline{a^4 - 3\alpha_0^2}) \cdot |u_2| \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T} + \Phi_2\right)$$

여기서 Φ_2 는 u_2 의 위상이다.

최종적으로 네제공 회로를 최소대역폭시스템에 적용할 경우 주파수 $1/T$ 에서 클럭성분이 생성됨을 알 수 있다. 즉 중심주파수가 $1/T$ 인 대역통과여파기를 이용하여 클럭성분을 추출할 경우 $1/T$ 의 주기를 가

진 정현파 $\cos\left(\frac{2\pi}{T} + \Phi_2\right)$ 가 생성됨을 알 수 있다.

동기복구에 필요한 discrete성분을 얻었으므로 4th power law를 사용하면 최소 대역폭 시스템의 동기 복구가 가능함을 볼 수가 있다.

III. 모의 실험

1) 4th Power Law 시뮬레이션

본 장에서는 앞의 이론적 해석에서 언급한 4th power law에 대한 시뮬레이션을 실행하였다.

먼저 MB810 코드북을 Encoding하여 코드를 생성하고 이 코드를 interpolation한 후에 Raised Cosine FIR Filter $G(f)$ 에 통과시킨다. FIR Filter를 통과한 신호를 시간축상에서 네제공 하게 된다. 최소대역폭 신호는 $1/2T$ 에서 값이 "0"이 되므로 동기복구에 필요한 펄스를 얻을 수 없다. 그래서 $1/4T$ 에 있는 값을 가지고 네제공을 하게 되면 $1/T$ 에서 임펄스 형태의 파형이 예상되므로 이 과정을 수행한다. 네제공을 하게 되면 그림 2에서처럼 $1/T$ 에서 주위의 다른 값보다 월등히 높은 값이 나타난다.

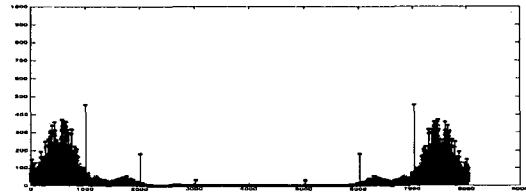


그림 2. Spectrum of 4th Power Signal

필터를 통과 후 네제공한 신호에서 원하는 부분의 값을 얻기 위해서 협대역 필터(Narrow Bandwidth Filter)를 사용하게 된다. $H(f)$ 는 NBF로 중심주파수가 $1/T$ 이며 Q value에 따른 시간축에서의 Jitter값을 구하였다.

협대역 필터 $H(f)$ 는 IIR Filter로 구성되었으며, Bandpass filter의 Z-domain에서의 전달함수는 아래와 같고, 그 구조는 그림 3에 나타내었다

$$H(z) = K \cdot \frac{1 - 2z^{-2} + z^{-4}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3} + b_4 z^{-4}}$$

NBF, IIR Filter $H(f)$ 를 통과하면 그림 4와 같은 파형이 나온다.

2) 시뮬레이션 결과 및 검토

최소대역신호를 생성해서 FIR 필터를 통과하고 네제공을 한 다음 협대역 Bandpass IIR 필터를 거치게 되면 이론에서처럼 동기 복구에 필요한 cosine파형

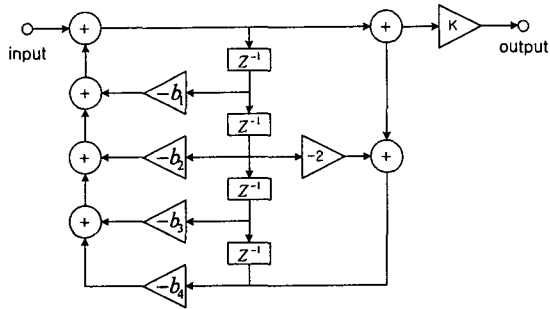


그림 3. IIR Filter 구성도

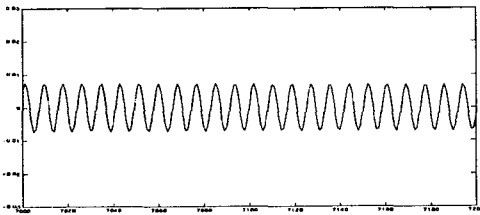


그림 4. 클럭 추출 회로의 클럭 파형

이 나오게 된다. 출력된 파형에는 timing jitter가 들어있으며 jitter의 영향이 어느 정도인지를 구하게 된다. 4th Power Law 시뮬레이션을 통해 얻어진 jitter 값을 그림 5에 나타내었다.

Q value가 10일 때는 jitter의 값이 0.1 이상이지만 Q value가 100일 때 0.08부근까지 떨어지는 것을 볼 수 있다. Q value가 커짐에 따라 jitter값이 무한정 감소하지않고 어느 일정 값에 saturation하게 된다. Jitter 값이 0.1 이하가 되면 수신 오차가 발생하지 않으므로 Q value의 선정은 jitter값이 최소한 0.1 이하가 되도록 하여야 한다.

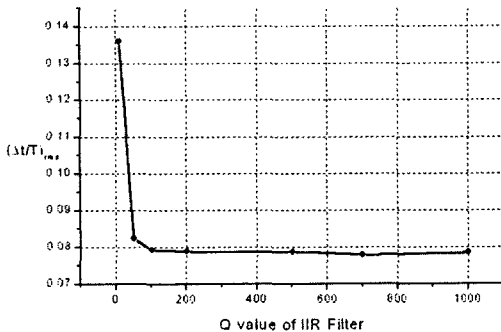


그림 5. Jitter rms VS. Q value of IIR Filter

IV. 결 론

본 논문에서는 MB810을 위한 timing recovery 방법을 기술하였다. 종래의 자승에 의한 동기복구 방법이 최소대역폭 시스템에 적용될 수 없음을 이론적으로 제시하였으며 최소대역폭 시스템에서 동기를 복구하기 위해서는 다른 방법인 4th Power Law를 사용하여 동기복구가 가능하다는 것을 이론적으로 해석해 보았다. 또한 그 타당성을 확인하기 위해서 시뮬레이션을 시행해 왔으며, 그 결과 MB810을 위한 동기복구가 가능함을 보였다.

NBF IIR Filter $H(f)$ 의 Q value가 증가하면 timing jitter의 값이 감소함을 볼 수 있었으며, 또한 Q value가 100 이후에는 Q value의 값에 상관없이 jitter의 값이 saturation되는 것을 볼 수 있었다.

V. 참고문헌

- [1] Nyquist, "Certain topics in telegraph transmission theory," Trans. AIEE Vol. 47, pp 617-644, April 1928
- [2] A.Lender, "The duobinary technique for high-speed data transmission," IEEE Trans. Commun. Electro. Vol. 82, pp. 214-218, May 1963.
- [3] L. E. Franks, "Carrier and Bit Synchronization in Data Communication- A. Tutorial Review," IEEE Trans. Commun. Vol. COM-28, No. 8, Aug. 1980.
- [4] D. L. Lyon, "Timing Recovery in Synchronous Equalized Data Communication," IEEE Trans. Commun. Vol. COM 23, No. 2, Feb. 1975.
- [5] H.Sailer, "Timing recovery in data transmission systems using multilevel partial-response signaling," Record of IEEE Int. Conf. Commun. pp. 34-24-34-27, June, 1975.