

論文96-33A-7-4

고속 All-digital 심볼동기 위한 Modified-BECM(M-BECM) 알고리즘

(Modified BECM(M-BECM) Algorithm for All-digital High Speed Symbol Synchronization)

李慶河*, 金勇勳*, 崔炯辰*

(Kyung Ha Lee, Yong Hoon Kim, and Hyung Jin Choi)

요 약

본 논문에서는 고속 all-digital 심볼동기 알고리즘을 제한한다. 제안된 심볼동기 알고리즘은 기존의 BECM(Band Edge Component Maximization)을 기초로한 구조를 가지며 심볼당 2샘플로 동작한다. 본 논문에서는 제안된 알고리즘을 분석하고 성능평가를 하였다. 성능평가 결과 제안된 알고리즘이 협대역 신호에 대해서는 Gardner 알고리즘보다 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있다.

Abstract

In this paper, a simple algorithm for all-digital high speed symbol synchronization is proposed. The proposed algorithm has a structure based on BECM(Band-Edge Component Maximization). The algorithm requires only two samples per symbol for its operation. We analyze and evaluate performance of the proposed algorithm. Simulation results reveal that the proposed algorithm has better performance than the Gardner algorithm in narrowband.

I. 서 론

국내의 위성통신분야는 1995년 무궁화위성의 발사를 계기로 디지털방식에 의한 DBS 방송을 개시하기로 결정되었으며, 최근 디지털TV위성방송의 송신표준방식 기술기준이 발표됨에 따라 이를 위한 수신기에 관한 연구도 활발하게 진행되고 있다. 디지털전송방식을 위한 수신기는 상업적인 보급을 목표로 하는 만큼 저가 격화, 소형화, 저전력소모, 고장 및 수리의 최소화에 의한 신뢰성향상, 그리고 성능최적화를 동시에 추구해야 하는 어려움을 안고 있다. 이러한 목표를 달성하기 위

해 디지털회로방식에 의한 복조IC칩을 개발하는 것이 최근의 추세이다^{[6], [7], [8]}.

DBS를 위한 디지털수신기의 구현에 있어서는 처리 속도에 대한 부담을 줄이는 것이 중요한 과제가 되므로 요구되는 샘플수를 최소화하며 반송파동기회로에 독립적으로 동작할 수 있는 심볼동기알고리즘이 요구된다. 따라서 심볼당 2샘플로 동작하며 반송파회로에 독립적인 Gardner 알고리즘은 DBS 디지털수신기의 심볼동기알고리즘으로 매우 유망하다고 할 수 있다^{[4], [8]}. 그러나 Gardner 알고리즘은 협대역에서의 성능열화가 심하다는 단점과 Muti-level 변조방식에는 효과적으로 적용될 수 없는 점등 확장성에 문제가 있다^{[4], [5]}.

본 논문에서는 spectral line 방식에 기초한 디지털 심볼동기회로를 제안한다. 제안한 알고리즘은 기본적으로 통과대역 BECM(Band-Edge Component Maximization)^[11]을 기저대역으로 옮겨 변형한 구조

* 正會員, 成均館大學校 電子工學科

(Dept. of Electronic Engineering SungKyun-Kwan University)

接受日字: 1995年11月28日, 수정완료일: 1996年5月10日

로서 심볼당 2샘플만을 필요로 하며 반송파회로에 거의 독립적이고, 다양한 변조방식에 적용이 가능하다. 또한 제안된 구조와 Gardner 알고리즘에 대해 주파수 및 위상오차에 따른 성능변화, 낮은 SNR 환경하에서 지터성능, 대역폭에 따른 타이밍에러검출기의 특성과 이에 따른 추적성능 등을 비교, 평가함으로써 본 방식의 DEB용 심볼동기회로로서의 적용 가능성을 모색한다.

II. Spectral line방식에 기초한 새로운 타이밍동기알고리즘(M-BECM)

Spectral line 방식의 알고리즘은 가장 고전적인 타이밍복구기법의 하나로서 입력신호의 스펙트럼중 타이밍정보가 존재하는 부분을 추출하여 타이밍을 복구한다. 이러한 방식은 다양한 변조방식에 대해 적용이 가능하며 영점교차를 추적하는 방식 등에 비해 상대적으로 협대역 신호에 대해서도 우수한 성능을 가지는 장점이 있으나 구현이 복잡하며 페루프로 구성하기에도 용이하지 못하다는 단점이 있어 고속의 복조에 있어서 디지털회로로 구현되는 예는 드물었다. 참고문헌 [1]에서는 passband 신호에 대해 spectral line 방식을 기본으로하여 페루프로 구성된 디지털타이밍복구회로가 제안되었다. 이 방식은 입력신호의 반송파주파수 f_0 를 중심으로 타이밍정보가 존재하는 $f_0+1/2T, f_0-1/2T$ 의 두 band edge성분의 곱을 최대화하는 전형적인 BECM (Band-Edge Component Maximization)방식으로 볼 수 있다. 그러나 참고문헌 [1]에서 제안된 방식은 passband 신호에 대한 것으로 복소대역통과필터 2개를 필요로 하는 등 구조가 복잡하며 비교적 반송파주파수가 느릴 경우에만 직접 적용이 가능할 뿐 아니라 타이밍검출기의 출력에 일정량의 오프셋이 존재하며 입력신호의 패턴에 따른 수렴지점의 변화가 심하여 추적성능이 나빠지는 등의 결점이 있으므로 고속 무선통신에는 널리 활용되지 못하고 단지 등화기와의 연동에서 spectrum null을 피하기 위한 초기동기로서의 역할만이 강조되었다. 본 절에서는 이러한 기존의 BECM방식의 단점을 보완하여 디지털수신기에 적합하도록 제안된 새로운 타이밍동기알고리즘의 구조에 대해 논한다.

일반적인 직교변조방식의 경우 AWGN 채널을 통과한 후 수신단에 수신된 신호 $x(t)$ 는 다음과 같다.

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \sum_n a_n p(t-nT) e^{j2\pi f_0 t} \right\} + w(t) \quad (1)$$

여기에서 a_n 는 전송하고자 하는 데이터로 직교변조방식에서는 복소수로 표현되며 $w(t)$ 는 잡음성분이다. f_0 는 반송파 주파수이며 $p(t)$ 는 기저대역의 복소신호로써 기저대역 신호의 실수부와 채널 임펄스응답의 complex envelope의 convolution을 통하여 얻어진다. 수신된 신호는 국부발진기를 통하여 기저대역 신호로 변환된다. 이러한 수신신호는 반송파동기회로를 거치기 전의 신호이므로 잔류반송파성분(Δf)이 남는다. 이러한 효과는 다음 절에 분석할 것이며, 본 절에서는 편의상 잔류반송파성분은 일단 무시한다. 따라서 phase splitter를 통과한 신호 $y(t)$ 는 다음의 식 (2)와 같이 표현될 수 있다.

$$y(t) = \sum_n a_n g(t-nT) + n(t) \quad (2)$$

여기에서 a_n 는 복소데이터이고, $g(t)$ 는 기저대역의 등가 임펄스 응답으로 이상적인 채널을 가정할 경우 raised cosine filter로 근사화될 수 있는 항이며, $n(t)$ 는 필터를 통과한 복소 잡음이다.

수신신호 $y(t)$ 를 심볼주기 T 로 샘플링 하면 $y(t)$ 는 $y(\tau_k + kT)$ 가 된다. 여기에서 τ_k 는 k번째 심볼타이밍오프셋이다. $y(\tau_k + kT)$ 의 스펙트럼을 $Y_s(f, \tau_k)$ 라고 하고, $g(t)$ 의 Fourier transform을 $G(f)$ 라고 하면,

$$Y_s(f, \tau_k) = \frac{1}{T} \sum_n a_n \exp j2\pi f n T \cdot \sum_k G(f - \frac{k}{T}) \exp j2\pi (f - \frac{k}{T}) \tau_k + \text{noise terms} \quad (3)$$

여기에서, $G_s(f, \tau_k) = \frac{1}{T} \sum_k G(f - \frac{k}{T}) \exp j2\pi (f - \frac{k}{T}) \tau_k$ ($f > 1/T$ 인 영역에서는 $G_s(f, \tau_k) = 0$ 라고 가정) 라고 하고 식 (3)에 대입하면,

$$\begin{aligned} |G_s(f, \tau_k)|^2 &= \left(\frac{1}{T} \sum_k G(f - \frac{k}{T}) \exp j2\pi (f - \frac{k}{T}) \tau_k \right) \\ &\quad \times \left(\frac{1}{T} \sum_k G(f - \frac{k}{T}) \exp j2\pi (f - \frac{k}{T}) \tau_k \right)^* \\ &= \left(\frac{1}{T} \right)^2 (G(f) \exp j2\pi f \tau_k) \\ &\quad \times \left(G(f - \frac{k}{T}) \exp j2\pi (f - \frac{k}{T}) \tau_k \right)^* \text{ where } k = \pm 1 \end{aligned}$$

따라서 샘플링된 수신신호 $y(\tau_k + kT)$ 의 에너지 E 는 다음과 같이 τ_k 의 함수로 표시될 수 있다.

$$E = \sigma_a^2 T \int_0^{1/T} |G_s(f, \tau_k)|^2 df$$

$$= \frac{2\sigma_a^2}{T} \operatorname{Re} \left[\int_{(-a+1)/2T}^{(a+1)/2T} G(f)G^*(f - \frac{1}{T}) \cdot \exp \frac{j2\pi\tau_k}{T} df \right] \quad (4)$$

여기에서 σ_a 는 복소데이터의 평균전력고 a 는 raised-cosine filter의 rolloff factor이다. 위의 식 (4)에서 샘플된 수신신호의 에너지를 최대화하는 τ_k 를 타이밍 동기회로의 기준으로 정한다. 이러한 기준에 따른 디지털폐루프동기회로를 구현하기 위해 타이밍검출 신호 $z(\tau_k)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$z(\tau_k) = \frac{2\sigma_a^2}{T} \operatorname{Im} \left[\int_{(-a+1)/2T}^{(a+1)/2T} G(f)G^*(f - \frac{1}{T}) \cdot \exp \frac{j2\pi\tau_k}{T} df \right] \quad (5)$$

식(5)의 $z(\tau_k)$ 가 0이 되는 τ_k 값이 식(4)를 최대로 하는 값이므로 $z(\tau_k)$ 를 타이밍검출기출력으로 하는 DPLL을 구성할 경우 수신신호전력을 최대로 하는 샘플링타이밍 τ_k 를 구할 수 있다.

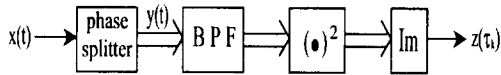


그림 1. 타이밍 검출회로

Fig. 1. Timing detection circuit.

그림 1에 위의 식(5)에 의한 타이밍정보를 추출하는 회로를 보였다. 이러한 구조는 일반적인 BECM 방식^[11, 12]과는 달리 하나의 복소대역통과필터만을 이용한다. 먼저 입력되는 신호에 대해 phase splitter 를 이용하여 켈레복소항을 만들어낸다. 이 때 입력신호는 I, Q 채널 중 하나만 필요하다. 이러한 신호를 $1/2T$ 를 중심주파수로 하는 대역통과필터를 통과시켜 자승한 후 그 결과의 허수항을 취하여 식(5)의 $z(\tau_k)$ 를 얻는다. 여기에서 대역통과필터는 입력되는 신호 중 실제 타이밍에러에 관계되는 성분만을 남게하므로써 심볼타이밍 루프에 대한 잡음의 영향을 최소화할 뿐 아니라 실제 구현에 있어서 phase splitter의 DC 부근에서의 불완전한 성능에 의한 성능열화를 방지하는 효과를 가져온다.

위의 그림 1을 디지털회로로 구현하기 위해 저역통과필터를 sin 과 cos 함수에 의해 각각 대역통과필터로 전환시킴으로써 phase splitter와 대역통과필터를 동시에 구현하였다. 구조를 최대한 간단하게 하기 위하

여 다음과 같은 일차의 저역통과필터를 사용한다.

$$F(z) = \frac{1}{1 - vz^{-1}}, \quad z = \exp(j2\pi fT_s) \quad (6)$$

여기에서 T_s 는 샘플링주기이며 v 는 0~1 의 값으로 필터의 대역폭을 결정한다. 이러한 필터의 임펄스응답은 다음과 같다.

$$f(nT_s) = v^n, \quad n \geq 0 \quad (7)$$

이를 대역통과필터로 전환시키기 위한 sin 과 cos 함수는 심볼당 두 샘플을 가정할때 각각 다음과 같다.

$$\cos(2\pi f_o nT_s) = \cos(2\pi \cdot \frac{1}{2T} \cdot \frac{nT}{2}) = \cos(\frac{n\pi}{2})$$

$$\sin(2\pi f_o nT_s) = \sin(2\pi \cdot \frac{1}{2T} \cdot \frac{nT}{2}) = \sin(\frac{n\pi}{2})$$

따라서 실수항과 허수항을 위한 대역통과필터는 다음과 같다.

$$f_r(z) = \sum_{n=0}^{\infty} v^n z^{-n} \cos(n\pi/2) = \sum_{i=0}^{\infty} v^{4i} z^{-4i} - \sum_{i=0}^{\infty} v^{4i+2} z^{-4i-2} = \frac{1}{1 + v^2 z^{-2}}$$

$$f_i(z) = \sum_{n=0}^{\infty} v^n z^{-n} \sin(n\pi/2) = \sum_{i=0}^{\infty} v^{4i+1} z^{-4i-1} - \sum_{i=0}^{\infty} v^{4i+3} z^{-4i-3} = \frac{vz^{-1}}{1 + v^2 z^{-2}} \quad (8)$$

이에 따라 타이밍에러 검출식은 다음과 같이 유도된다.

$$z(\tau_k) = \operatorname{Im} \left[2 \frac{\sigma_a^2}{T} \int_{(-a)/2T}^{(1+a)/2T} G(f)G^*(f - \frac{1}{T}) F(f - \frac{1}{2T}) F^*(f - \frac{1}{2T}) \cdot \exp \frac{j2\pi\tau_k}{T} df \right] \quad (9)$$

이러한 구조는 결과적으로 통과대역에서의 BECM^[11]을 그대로 기저대역으로 옮긴 것으로도 볼 수 있다. 그러나 심볼당 2샘플로 샘플링횟수를 최소화하였으며 기저대역신호에 대해 적용된 것으로 앞서 지적한 바와 같이 1개의 복소대역통과필터만이 필요하다. 따라서 구현이 매우 간단해진다. 위의 식(9)를 실제로 구현했을 경우 타이밍 에러 검출기의 출력신호가 0으로 수렴하는 지점 τ_{ss} 는 최적샘플링지점인 0 가 아니며 일정한 타이밍오프셋을 가진다. 이는 주파수 $1/2T$ 및 $-1/2T$ 에서의 채널과 대역통과필터의 그룹지연 및 위상특성 차로 인한 것으로 식(9)에 의한 구조자체가 BECM의 기저대역변형으로도 해석될 수 있으므로 어느 정도 예

상되었던 결과이다^[2]. 이로 인해 다소의 비대칭성이 발생할 뿐 아니라 데이터 패턴에 따른 수렴지점의 변화가 빈번하여 추적성능이 크게 열화된다. 따라서 본 논문에서는 이러한 성능열화를 극복하기 위해 타이밍오프셋의 효과를 보상한 변형된 BECM(M-BECM)을 제안한다. 제안된 M-BECM의 최종적인 타이밍에러 검출식 $z'(\tau_k)$ 은 다음과 같다.

$$z'(\tau_k) = \text{Im} \left[2 \frac{\sigma_a^2}{T} \int_{(1-a)/2T}^{(1+a)/2T} G(f) G^*(f - \frac{1}{T}) F(f - \frac{1}{2T}) F^*(f - \frac{1}{2T}) \cdot \exp \frac{j2\pi\tau_k}{T} df \right] - PD_{bias} \tag{10}$$

위의 식(10)에서의 PD_{bias} 는 $z'(0)$ 가 0이 되어 심볼 동기회로가 최적샘플링지점에 수렴할 수 있도록 선택되어지는 값이다. 따라서 PD_{bias} 는 최적샘플링시점인 식(9)에서 $\tau_k=0$ 에서의 출력값 $z(0)$ 이다. 2.1절에서 이러한 PD_{bias} 는 수신신호의 초과대역폭에 의해서만 결정됨을 보일 것이다. 그림 2에 이러한 유도과정에 의해 심볼당 두 샘플로 동작하고 오프셋을 제거한 디지털 타이밍 복구회로를 보였다. 입력된 신호 $x(t)$ 에 대해 한 심볼당 두 샘플을 취한다. 이렇게 샘플된 신호는 phase splitter와 결합된 각각의 대역통과필터에 입력된다. 대역통과필터를 통과한 band edge 성분은 서로 곱해서 식(9)의 $z(\tau_k)$ 를 이루며 여기에서 PD_{bias} 를 빼주어 최종적인 타이밍검출기출력인 $z'(\tau_k)$ 를 얻는다. 출력되는 두 샘플 중 한 샘플을 취하여 디지털 동기루프를 이용하여 timing error 신호로서 사용한다.

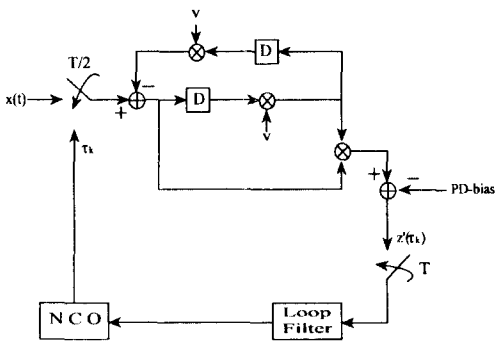
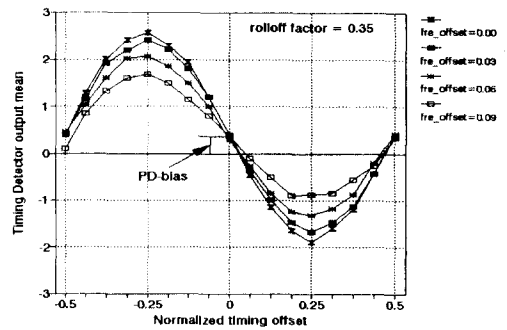


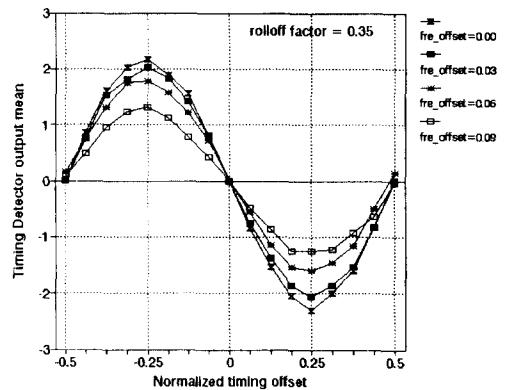
그림 2. 제안된 디지털 타이밍 동기 회로
Fig. 2. Proposed digital timing synchronization circuit.

1. 타이밍오프셋의 보상

통과대역에서 동작하는 기존의 BECM^[1]은 타이밍 오프셋을 가지며 협대역신호일수록 그 양은 커져 추적 성능의 열화가 생긴다. 이러한 타이밍오프셋에 대한 수학적 분석은 매우 어렵다. 모의실험 결과 타이밍오프셋을 보상하기 위한 PD_{bias} 의 크기는 잡음이나 주파수오차, 위상오차 또는 심볼동기회로내 대역통과필터의 대역폭 등에는 거의 무관하며 단지 수신된 신호의 초과대역폭에 의해서만 영향을 받는다는 사실을 확인할 수 있다(그림3,4 참조).



(a)



(b)

그림 3. 심볼속도에 대해 정규화된 주파수오차에 대한 타이밍검출기 특성변화

(a) 오프셋을 보상하지 않은 경우 $z(\tau_k/T)$

(b) 오프셋을 보상한 경우(M-BECM) $z'(\tau_k/T)$

Fig. 3. Comparison of phase detector characteristics.

(a) Before offset compensation

(b) After offset compensation (M-BECM)

특히 입력신호에 주파수오차성분이 남아 있을 경우, 타이밍오프셋을 보상하지 않는다면 그림 3(a)에서 보는 바와 같이 각각의 주파수오차에 의해 수렴지점이 변화하므로 성능열화가 더욱 심해짐을 알 수 있다. 그러나 주파수오차가 있을 경우에도 최적샘플링지점에서의 타이밍검출기의 출력값의 크기 즉, PD_{bias} 는 변하지 않으므로 입력신호의 잔류주파수오차는 PD_{bias} 에 영향을 주지 않음을 알 수 있다. 그림 3(b)에 이러한 타이밍오프셋을 보상한 경우의 타이밍검출기 특성을 보였다. 이 경우 잔류주파수오차가 존재하더라도 그 크기에 관계없이 모두 타이밍동기회로는 최적샘플링지점으로 수렴하게 됨을 확인할 수 있다. 이 때 주파수오차에 의해 타이밍검출기의 기울기가 달라지는데 이는 3.3절에서 논한다.

표 1. 초과대역폭에 따른 타이밍 오프셋의 변화
Table 1. Variation of timing offsets versus an excess bandwidth.

rolloff factor	타이밍 오프셋 (τ_{off}/T)	PD_{bias}
0.20	0.6916	0.4469 σ_a^2
0.35	0.4625	0.3993 σ_a^2
0.50	0.4033	0.3557 σ_a^2

이와 마찬가지로 타이밍오프셋의 크기는 타이밍검출기 내의 대역통과필터의 대역폭에도 비교적 무관함을 확인하였다(그림 4 참조). 아래 표 1.에서는 수신비트전력이 σ_a^2 인 QPSK신호에 대해 초과대역폭에 따른 타이밍검출기의 입력 타이밍오프셋 및 PD_{bias} 를 보였다. 따라서 채널에서의 지연특성이 좁은 주파수대역내에서는 거의 일정하다는 가정하에서 실제 타이밍동기회로를 구성할 때 보상할 PD_{bias} 는 주로 입력신호의 초과대역폭에 의해 결정되므로 송수신 규격이 정해지면 다른 요소와는 비교적 무관하게 표 1로부터 구할 수 있다. 이와 같이 타이밍오프셋을 보상한 결과 데이터 패턴에 따른 수렴지점의 변화를 현저하게 감소시켜 추적성능 향상 및 정상상태지터를 감소시켰다. 이러한 효과는 그림 6에 보였다.

2. 대역통과필터의 대역폭(ν 값)의 결정

위의 타이밍검출회로의 성능은 대역통과필터 $F_c(f)$, $F_s(f)$ 의 대역폭에 매우 민감하다. 대역통과필터는 입력

신호의 스펙트럼중 $1/2T$ 를 중심으로한 타이밍정보를 포함하고 있는 부분만을 추출해내는 역할을 한다. 따라서 지나치게 대역폭이 좁을 경우에는 타이밍정보를 완전히 추출하기 어려우며 지나치게 넓을 경우에는 타이밍정보와 관계없는 입력신호성분 및 잡음성분이 포함되므로 적절한 대역폭의 선택은 매우 중요하다. 시뮬레이션 결과 잔류주파수성분을 무시했을 경우에는 심볼속도로 정규화된 3dB 대역폭이 0.08($\nu=0.98$)일 경우 가장 우수한 성능을 얻을 수 있었다. 그러나 이는 잔류반송파가 전혀 존재하지 않는다는 가정하에 성립하는 결과로 실제로 반송파동기에 앞서 심볼동기가 이루어져야하는 상황에는 적합하지 않다. 특히 입력신호에 주파수오차성분이 존재할 경우 신호의 스펙트럼이 그만큼 이동한 효과를 가지므로 대역통과필터의 대역폭이 지나치게 좁을 경우에는 실제 원하는 주파수성분이 대역통과필터의 통과대역내에 들지 못하는 경우가 발생한다. 그러므로 잔류반송파가 존재하는 초기동기까지 고려할 경우에는 이보다 좀더 큰 대역폭이 요구된다. 시뮬레이션 결과 정규화된 대역폭이 0.2보다 클 경우에는 제안된 타이밍검출기 출력의 이득이 작아지면서 분산이 커져 성능이 열화되며 0.2보다 작을 경우에는 심볼속도에 정규화된 주파수오차가 0.05이상일 경우 타이밍정보가 제대로 반영되지 못한다. 따라서 잔류반송파의 영향까지 고려할 경우 정규화된 3dB 대역폭이 0.2($\nu=0.95$)내외에서 제안된 타이밍검출기의 출력특성이 가장 안정적이라는 결론을 얻었다. 실제로 대역통과필터를 H/W 로 구현을 할때 곱셈기대신 shifter와 subtracter를 사용하여 간단하게 할 수 있다. 7 bit 입력에 대하여 이와같은 방식을 채용할 경우 가능한 대역통과필터의 대역폭에 따른 타이밍검출기의 특성을 그림 4에 보였다. 그림 4에서 S-곡선 자체는 대역폭이 0.125일 때가 가장 우수하나 실제 잔류반송파성분 등이 존재할 경우 대역폭은 0.2($\nu=0.95$)에 가장 가까운 0.25($\nu=0.9375$)일 때 가장 안정적인 추적성능을 보인다. 따라서 H/W 구현의 편이성과 잔류반송파성분에 대한 추적 등을 고려할 때 대역통과필터의 정규화된 대역폭은 0.25 가 적절하다는 결론을 얻었다.

타이밍동기회로의 설계를 위해 $z(z)$ 는 다음과 같이 정규화된 타이밍에러 $\tau'_k = \tau_k/T$ 에 대해 선형근사화할 수 있다.

$$z'(\tau_k) = K_d \tau_k / T = K_d \tau_k', K_d = \left. \frac{dz'(\tau_k')}{d\tau_k'} \right|_{\tau_k'=0} \quad (11)$$

여기에서 K_d 는 정규화된 타이밍에러 τ_k' 에 대한 타이밍검출기의 이득으로 $z'(\tau_k')$ 의 수렴지점, 즉 $\tau_k'=0$ 에서의 기울기이다. 따라서 타이밍동기회로는 다음과 같은 2차 루프로 구성할 수 있다.

$$\begin{aligned} \tau_{k+1}' &= \tau_k' - [g_1 z'(\tau_k) + g_2 \sum_{i=0}^k z'(\tau_i)] \\ &= \tau_k' - [K_1 \tau_k' + K_2 \sum_{i=0}^k \tau_i'] \end{aligned} \quad (12)$$

여기에서 $K_1 = K_d g_1$, $K_2 = K_d g_2$ 이며 이 때 타이밍동기회로의 대역폭은 다음과 같다.

$$2B_L T = \frac{2}{\frac{4}{r+1} - K_1} - 1, r = 1 + K_2/K_1 \quad (13)$$

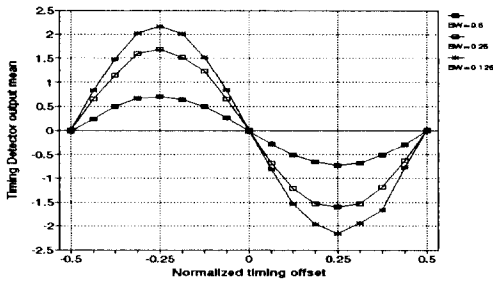


그림 4. 대역통과필터의 대역폭에 따른 타이밍검출기 특성의 변화

Fig. 4. Timing detector characteristics versus BW of BPF.

Ⅲ. 두가지 심볼타이밍 알고리즘간의 성능비교

본 절에서는 제안된 방식(M-BECM)과 현재 DBS 용 복조 IC칩에 가장 많이 활용되고 있는 Gardner 방식의 성능을 비교, 분석한다. 심볼타이밍알고리즘의 성능평가는 여러가지 측면에서 가능하겠으나 본 논문에서는 위성채널에서 문제가 되는 좁은 대역폭 및 열악한 SNR 환경 등을 고려하여 대역폭에 따른 타이밍에러검출기의 특성과 AWGN 채널하에서 지터성능, 주파수 및 위상오차에 따른 성능변화, 변조형태에 따른 적용범위 등을 평가한다.

1. 타이밍검출기의 출력특성 및 추적성능비교

타이밍부주회로의 추적성능은 타이밍검출기출력이

평균값이 얼마나 타이밍 오프셋을 잘 반영하는가 하는 점과 검출기 이득 및 분산값 등에 의해 결정된다. Gardner 알고리즘의 타이밍검출기 출력은 타이밍에러 τ_k 에 대해 다음과 같이 주어진다^[4].

$$\begin{aligned} z(\tau_k) &= \left[-\frac{8}{T} \int_0^\infty G(f) G\left(\frac{1}{T} - f\right) \sin \pi f T df \right] \cdot \sin \frac{2\pi \tau_k}{T} \\ &\approx K_d \tau_k' \end{aligned} \quad (14)$$

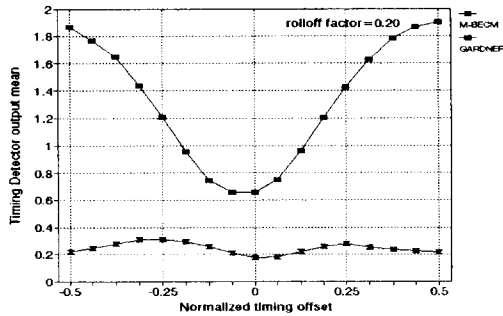
따라서 타이밍검출기 특성은 PLL 과 유사하게 sin 함수형태를 보인다. 반면 제안된 M-BECM 알고리즘은 오프셋을 보상하더라도 다소의 비대칭성이 여전히 남아 있으며 대역통과필터의 위상왜곡 등으로 인해 타이밍에러가 Gardner 방식에 비해 정확하게 반영되지 못한다. 따라서 타이밍검출기의 평균값에서는 Gardner 방식이 M-BECM의 경우보다 바람직한 특성을 가진다고 볼 수 있다. 그러나 타이밍검출기 이득 K_d 면에서는 표2.에서 보인바와 같이 M-BECM 쪽이 우수하다. 특히 $\alpha=0.2$ 인 경우에는 Gardner 알고리즘의 실제 타이밍검출기 이득은 식(14)에 의한 계산결과 1.243보다 작은 0.9238을 가진다. 이는 현대역으로 인한 패턴지터의 영향이 매우 심각해졌음을 암시한다. 이에 비해 M-BECM의 이득 K_d 는 송신대역폭의 변화에 대해 Gardner 방식에 비해 상대적으로 덜 민감하다. 즉 초과대역폭 α 가 최대인 1.0일 경우에 비해 α 가 감소함에 따른 이득의 감소가 Gardner 방식에 비해 매우 작다. 이는 제안된 방식이 기본적으로 영점교차에 의존하지 않는다는 점과 타이밍검출기내의 대역제한필터의 3dB 대역폭을 0.25로 제한하였다는 두가지 측면에서 설명된다.

표 2. 초과대역폭에 따른 이득 변화 비교
Table 2. Gain degradation versus excess bandwidth.

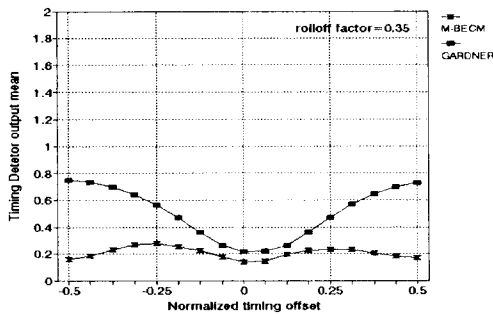
roll off α	M-BECM	Gardner 알고리즘
0.2	11.036(74.3%)	0.9238(17.7%)
0.35	12.962(87.3%)	2.209(42.4%)
0.5	14.073(94.7%)	3.014(57.9%)
0.8	14.089(94.9%)	4.961(95.3%)
1.0	14.851(100%)	5.2057(100%)

그림 5에 $\alpha=0.2$, $\alpha=0.35$ 에서 두 알고리즘의 타이밍검출기출력에 대한 표준편차를 보였다. 타이밍검출기

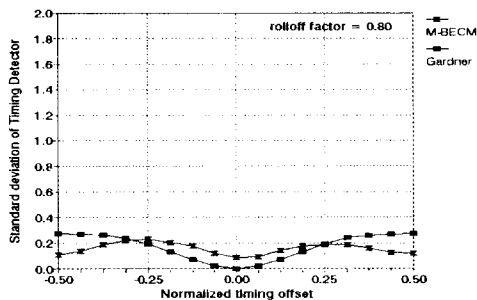
이득에 대해 정규화된 표준편차를 비교하면 Gardner 알고리즘의 경우 정규화된 표준편차가 상대적으로 크



(a) rolloff factor $\alpha = 0.20$



(b) rolloff factor $\alpha = 0.35$



(c) rolloff factor $\alpha = 0.8$

그림 5. 검출기이득 K_d 에 정규화된 검출기출력의 표준편차

Fig. 5. Timing detector output standard deviation normalized by detector gain K_d

므로 비록 타이밍검출기출력의 평균값은 양호한 특성을 가지더라도 실제 패턴지터에 의한 타이밍검출기 출

력의 왜곡이 심각함을 알 수 있다.

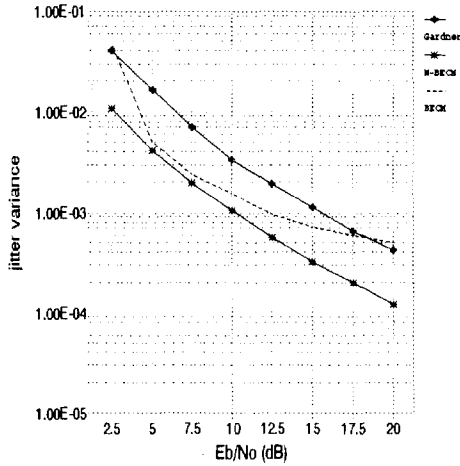
이러한 현상은 협대역일수록 더욱 두드러지는데 이는 Gardner 알고리즘이 근본적으로 영점교차를 추적하는 방식이므로 협대역에서 ISI에 의한 영점교차점의 왜곡이 심각해짐에 따라 그 성능열화가 상대적으로 심해진다는 사실을 보여준다. 반면 M-BECM의 경우에는 타이밍검출기출력신호가 패턴지터로 인한 ISI에는 덜 민감하며 왜곡의 주된 원인은 실제 구현시 대역통과필터의 그룹지연특성 등이므로 협대역 신호에서 성능열화는 상대적으로 덜하다. 실제로 정규화된 타이밍검출기출력의 표준편차는 α 가 0.8 이하일 경우에는 M-BECM이 작고, 그 이상일 경우에는 Gardner 알고리즘이 더 작아짐을 그림 5.9(c)에 보였다.

2. 지터량의 비교

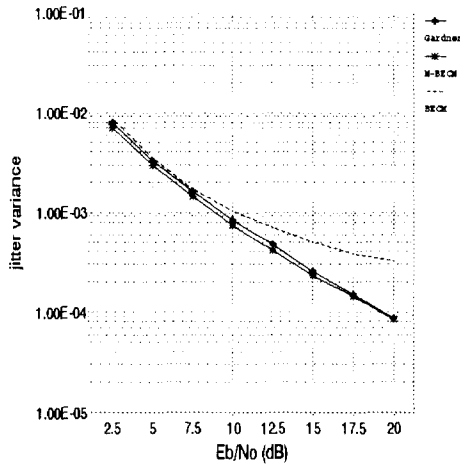
위성채널은 페이딩에 의한 신호왜곡은 적은 반면 SNR이 매우 열악하다. 따라서 낮은 E_b/N_0 (약 2~15 dB)에서도 잘 동작할 수 있는 심볼타이밍복구 알고리즘이 바람직하다. M-BECM의 경우 타이밍검출기내에 협대역(심볼속도의 0.25배) 대역통과필터가 있어 잡음에 대한 영향은 상대적으로 덜하므로 특히 낮은 E_b/N_0 에서 강점이 있다. 그림 6에 Gardner, M-BECM 및 타이밍오프셋이 보상되지 않은 일반적인 기저대역 BECM 알고리즘에 대해 각각의 $2B_L T$ 가 0.003일 경우 AWGN 채널하에서의 지터량을 보였다. 그림 6(a)에서 초과대역폭 α 가 0.2일 경우에는 M-BECM의 지터성능이 Gardner 방식에 비해 5.6dB 정도 우수함을 볼 수 있다. 초과대역폭이 0.35일 때에는 그림 6(b)에 보인 바와 같이 Gardner 알고리즘의 경우 초과대역폭이 0.2일때와 비교하여 지터량이 크게 줄어든 반면, M-BECM의 경우에는 Gardner 알고리즘에 비해 변화가 적으므로 결과적으로 두 알고리즘간의 지터량의 차이가 줄어들어 M-BECM 방식이 약 0.5 dB정도 우수하다. 따라서 제한된 M-BECM은 초과대역폭이 0.35보다 작은 협대역에서 지터성능이 우수하다는 결론을 얻었다. 한편 일반적인 BECM의 경우에는 10 dB 이상에서 지터량이 다른 두가지 알고리즘에 비해 크게 감소하지 않음을 볼 수 있는데 이는 타이밍오프셋에 의해 수렴지점의 변화가 빈번함에 의한 것으로 실제 잡음이 거의 없는 상황에서도 지터의 분산값이 0.0005이상의 값을 가지게 된다.

3. 기타 고려사항

위성채널은 여러 단계의 주파수 변환으로 인해 주파수오차 또한 크다. 앞에서 언급한 바와 같이 디지털복



(a) $\alpha = 0.2$



(b) $\alpha = 0.35$

그림 6. 두가지 알고리즘의 지터성능
Fig. 6. Jitter performance of two algorithms at 20% and 35% raised cosine rolloff.

조회로를 IC로 구현하기 위해서는 반송파복구에 선행하는 심볼타이밍복구회로가 필요하므로 심볼타이밍복구회로에 입력되는 신호에는 주파수오차 및 위상오차가 남게 된다. Gardner 알고리즘의 경우에는 k번째 타이밍검출기출력 $u(k)$ 는 다음과 같이 표현된다¹⁴⁾.

$$u(k) = \{I_{k-1/2}(I_k - I_{k-1}) + Q_{k-1/2}(Q_k - Q_{k-1})\} \cos \pi \Delta f T - \{I_{k-1/2}(Q_k + Q_{k-1}) - Q_{k-1/2}(I_k + I_{k-1})\} \sin \pi \Delta f T \quad (15)$$

위의 식(15)에서 cos의 함수에 관계된 항이 실제 타이밍에러를 반영하는 항이며 sin의 함수에 관계되는 항은 평균은 0인 교란성분에 해당한다. 따라서 주파수오차가 있을 경우 $\cos \pi \Delta f T$ 만큼의 평균이득 감소 및 교란성분에 따른 성능열화가 생긴다. 이론적으로 $|\Delta f T|$ 가 0.5 이상일 경우에 수렴이 불가능하나 실제로는 $|\Delta f T|$ 가 0.2 이상일 경우에는 교란성분에 의한 추적성능의 열화가 매우 심해진다. 반면 BECM의 경우 수신된 신호에 주파수오차 Δf 와 위상오차 θ 가 남아있을 경우 식(2)는 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$y(t) = \sum_n a_n g(t - nT) \exp(j2\pi \Delta f t + \theta) + n(t) \quad (16)$$

따라서, 타이밍에러검출식(10)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$z'(\tau_k) = \text{Im} \left[2 \frac{\sigma_a^2}{T} \int_{(1-a)/2T}^{(1+a)/2T} G(f - \Delta f) G^*(f - \Delta f - \frac{1}{T}) \cdot F(f - \frac{1}{2T}) F^*(f - \frac{1}{2T}) \exp \frac{j2\pi \tau_k}{T} df \right] - PD_{bias} \quad (17)$$

위의 식을 식(10)과 비교하면 M-BECM의 경우 위상오차에 의한 영향은 없으나 주파수오차로 인한 이득의 감소가 있음을 확인할 수 있다. 그림 3에서 BECM의 경우 잔류반송파성분인 주파수오차 Δf 가 타이밍검출기 이득의 감소 및 수렴지점의 변화가 생기는 반면 제안된 M-BECM의 경우에는 수렴지점에는 변화가 없고 단지 평균이득의 변화만이 발생한다는 사실을 확인할 수 있다. 모의실험 결과 $\alpha=0.2$ 일 경우 주파수오차가 0.09 일때까지는 다소 이득의 손해는 있으나 대체로 안정된 수렴성능을 보인다. 이러한 주파수오차에 대한 수렴성능은 입력신호의 대역폭이 커질수록 향상된다. 따라서 $\alpha=0.35$ 일 경우에는 0.15 일때까지는 안정된 수렴성능을 보인다. 최근 디지털TV 위성방송 송신표준방식 기술기준에서는 심볼속도를 21.3 Msps 로 정하고 있으므로 이에 따르면 추적 가능한 주파수오차는 $\alpha=0.35$ 일때 약 ± 3.195 MHz 정도이다. 따라서 실제로 수신기의 국부발진기와 입력신호간의 주파수오차가 약 ± 3.2 MHz 이내에만 있다면 제안된 알고리즘은 반송파동기와는 독립적으로 심볼동기를 이룰 수 있다. 한편 α 가 0.8 일때에는 0.35일때보다는 큰 주파수오차

(약 0.24정도)에 대해서도 안정된 동작을 보인다.

표 3에 초과대역폭이 0.35일 경우 Gardner 방식과 제안한 M-BECM 방식의 주파수오차에 대한 이득변화를 보였다. Gardner 방식은 식 3.1에서 예상되었던 바와 같이 대체로 $\cos \pi \Delta f T$ 의 비율로 이득이 감소하는 반면 M-BECM의 경우에는 감쇄가 훨씬 심함을 알 수 있다. 따라서 주파수오차가 있을 경우에는 제안된 M-BECM이 Gardner 방식에 비해서는 성능열화가 비교적 심하며 동작가능한 범위 역시 좁으나 주파수오차가 비정상적으로 클 경우를 제외하고는 반송파동기회로와 독립적으로 동작할 수 있음을 알 수 있다.

표 3. 주파수오차에 따른 타이밍 검출기 이득의 변화

Table 3. Degradation of timing detector gain versus frequency offset.

주파수 오차 ($\Delta f T$)	Gardner	M-BECM
0.0	2.2094	12.962
0.03	2.1945 (99.3%)	11.929 (92.0%)
0.06	2.1743 (98.4%)	8.7645 (67.6%)
0.09	2.1248 (96.2%)	7.5124 (58.0%)

IV. 결론

기존에 발표된 BECM 알고리즘은 구현이 복잡하고 타이밍검출기의 수렴지점이 0이 아니면서 수시로 변화하는 등의 문제로 인해 고속무선통신에는 널리 활용되지 못하고 단지 등화기와의 연동에서 보조적인 역할만이 강조되었다. 그러나 잔류반송파에 대해 비교적 독립적이며, 변조방식에 따른 확장이 용이하면서 타이밍에러검출기 특성이 수신신호의 초과대역폭 감소에 비교적 무관하다는 장점을 가지고 있으므로 점차 협대역화되어 가는 추세에 따라 디지털복조회로에 활용가능성이 커지고 있다고 판단된다.

본 논문에서는 DBS용 디지털수신기를 위한 심볼 동기회로를 제안하였다. 제안된 구조는 통과대역 BECM을 기저대역으로 변형하여 간략화한 것으로 심볼당 두 샘플로 동작하며 I, Q 채널중 하나의 입력만을 사용하도록 하였으며 특히 하나의 복소필터만을 포함하는 구조로 단순화하였으며, 타이밍검출기에서 오프셋을 제거

함으로써 기존의 BECM의 추적성능 및 지터성능을 개선하였다. 또한 현재 DBS용 심볼동기회로로서 인기있는 Gardner 알고리즘과 위성채널의 특성을 고려하여 주파수 및 위상오차에 따른 성능변화, 낮은 SNR 환경 하에서 지터성능, 대역폭에 따른 타이밍에러검출기의 특성에 관해 비교, 분석하였다. 제안된 M-BECM의 장점으로는 수신신호의 초과대역폭이 작아짐에 따른 성능열화가 Gardner 알고리즘에 비해 상대적으로 덜하다는 점과 위상검출기내에 대역통과필터로 인해 낮은 E_b/N_0 에서도 지터량이 크게 증가하지 않는다는 점, 변조형태에 따른 적용범위가 넓다는 점, 그리고 심볼당 두 샘플로서 구현이 상대적으로 간단하다는 점등을 들 수 있다. 따라서 제안된 알고리즘은 초과대역폭이 0.35 이하의 협대역에서의 활용이 기대된다. 반면 단점으로는 타이밍검출기의 오프셋을 정확히 보상할 수 없다는 점과 잔류주파수성분으로 인한 이득의 저하가 상대적으로 크다는 점 등을 들 수 있다.

차후 연구과제로는 보다 효율적인 오프셋의 보상방법 및 다양한 변조방식의 적용가능성에 대한 연구가 뒤따라야 할 것으로 생각된다.

감사의 글

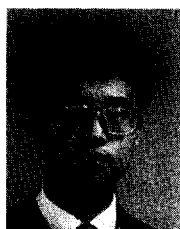
※ 본 연구 논문은 1995년도 LG 전자의 “위성 DBS의 디지털 수신기 구현에 관한 연구”에 관한 수탁 과제 결과임.

참고 문헌

- [1] D. N. Godard, "Passband Timing Recovery in an All-digital Modem Receiver," IEEE Trans. on Comm., vol. COM-20, pp. 517-523, May 1978.
- [2] D. L. Lyon, "Timing Recovery in Synchronous Equalized Data Communications" IEEE Trans. on Comm., pp. 269-274, February 1975.
- [3] D. L. Lyon, "Envelope-derived Timing Recovery in QAM and SQAM Systems," IEEE Trans. on Comm., pp. 1327-1331, November 1975.
- [4] F. M. Gardner, "A BPSK/QPSK Timing Error Detector for Sampled Receivers,"

- IEEE Trans. on Comm., vol. COM-34, pp. 423-429, May 1986.
- [5] W. G. Cowley and L. P. Sabel, "The Performance of Two Symbol Timing Recovery Algorithms for PSK Demodulators," IEEE Trans. on Comm., vol. COM-42, pp. 2345-2355, June 1994.
- [6] G. J. Saulnier, et.al., "A VLSI Demodulator for Digital RF Network Applications : Theory and Results," IEEE Journal on SAC, vol. 8, No. 8. pp. 1512-1519, October 1990.
- [7] H. Samueli, "A VLSI Architecture for a High Speed All-Digital Quadrature Modulator and Demodulator for Digital Radio Applications," IEEE Journal on SAC, vol. SAC-8, pp 1512-1519, October 1990.
- [8] 石川 達也, 小松 進, "ディジタル 衛星送受信機用 QPSK 復調器", 東芝 レビュー 1993 Vol.48 No.2. pp. 147-150, 1993.
- [9] W. C. Lindsey, and C.M. Chie, "A Survey of Digital Phase-locked Loops," IEEE Proceedings, vol.69, No.4, pp. 410-431, April 1981.

저 자 소 개



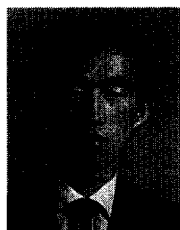
李 慶 河(正會員)

1993년 성균관대학교 전자공학과 졸업(학사). 1995년 성균관대학교 전자공학과 졸업(석사). 1995년 ~ 현재 성균관대학교 전자공학과 박사과정 재학중. 주관심분야 : 모뎀 설계, 동기관련요소기술, 위성통신, 디지털통신 등임



金 勇 勳(正會員)

1995년 성균관대학교 전자공학과 졸업(학사). 1995년 ~ 현재 성균관대학교 전자공학과 석사과정 재학중. 주관심분야 : 동기관련요소 기술, 디지털통신, 위성통신 등임



崔 炯 辰(正會員)

1974년 서울대학교 전자공학과 졸업(학사). 1976년 한국과학기술원 전기전자공학과 졸업(석사). 1982년 University of Southern California 전기공학 졸업(박사).

1976년 ~ 1979년 주식회사 금성사 중앙연구소 연구원 (과장급). 1982년 ~ 1989년 (미국)LinCom 연구소 책임연구원. 1989년 ~ 현재 성균관대학교 전자공학과 근무(부교수). 주관심분야 : 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신, 및 동기화이론을 포함한 Modern 기술 등임