

일반논문-11-16-1-09

VSB 수신기를 위한 반송파 위상 오차에 독립적인 심벌 타이밍 오프셋 추정 알고리즘에 대한 연구

신성수^{a)}, 김준태^{a)†}

An Alternative Carrier Phase Independent Symbol Timing Offset Estimation Methods for VSB Receivers

Sung Soo Shin^{a)} and Joon Tae Kim^{a)†}

요 약

본 논문에서는 VSB 수신기를 위한 반송파 위상 오차에 독립적인 심벌 타이밍 오프셋 추정 알고리즘을 제안한다. 심벌 타이밍 오프셋 추정에 대표적인 알고리즘인 가드너 방법은 반송파 위상 오프셋이 포함된 VSB 수신기에서는 타이밍 오프셋을 추정할 수 없다. 본 논문에서는 수신신호의 공액 곱 연산을 통하여 신호의 스펙트럼을 확장하고 반송파 위상 오프셋을 상쇄 하였고, 그 후 가드너 알고리즘을 통하여 인접 스펙트럼 간의 중복부분을 발생시켜, 타이밍 오프셋을 추정하는 방식을 연구하였다. 시뮬레이션 결과, 제안하는 알고리즘은 VSB 수신기에서 반송파 위상 오차에 영향을 받지 않고, 정확하게 타이밍 오프셋을 추정할 수 있는 것으로 나타났다.

Abstract

In this paper, we propose an alternative carrier phase independent timing recovery method for VSB receivers. The Gardner algorithm may not estimate a timing offset in VSB systems when the residual carrier phase offset is contained in the signal. We use the conjugate multiplication of received signals for cancelling out the carrier phase offset. Then Gardner algorithm is employed for extracting the spectral line. The proposed method generates a consistent timing error even in the presence of the carrier phase offset.

Keyword : VSB, Symbol timing recovery, Timing error detection, Carrier phase, Timing offset estimation

1. 서 론

우리나라의 DTV(Digital Television) 전송 방식은 지상파 디지털 방송 추진 협의회의 권고에 따라 1997년 11월

ATSC(Advanced Television Systems Committee) 방식^[1]을 채택하고 기술을 개발, 실험방송과 시험방송을 거쳐 2001년 10월부터 수도권을 시작으로 디지털 지상파 TV 본 방송을 개시하였다. 그리고 지역을 단계적으로 확대하여 2012년에는 TV 전 채널을 디지털 방식으로 전환하고 아날로그(NTSC)TV방송을 중단할 예정이다. ATSC방식은 유럽의 DVB-T(Digital Video Broadcasting-Terrestrial)와 일본의 ISDB-T(Integrated Service Digital Broadcasting- Terrestrial) 방식과 더불어 대표적인 DTV 방송 방식중 하나로 1996년

a) 건국대학교 전자공학과 차세대방송통신연구실
Department of Electronics Engineering, Konkuk University
† 교신저자 : 김준태 (jtkim@konkuk.ac.kr)
※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 육성지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2010-C1090-1001-0006)
· 접수일(2010년10월26일), 수정일(2011년1월20일), 게재확정일(2011년1월20일)

미국의 방송 표준으로 제정되었고 전송방식은 8-VSB (Vestigial Sideband Modulation) 시스템을 사용한다.

일반적으로 통신 시스템에서, 수신기는 신호에 포함된 반송파 위상 오프셋(Carrier Phase Offset, CPO)과 타이밍 오프셋(Timing Frequency Offset)을 추정하고, 복구 하는 과정이 필요하다. VSB 수신기에서는 먼저, 8-PAM(pulse amplitude modulation, 펄스 진폭 변조, 變調) DC 1.25V의 파 일릿 신호를 더하여 사용함으로써, 어렵지 않게 반송파 위상의 동기화를 이룬다^[2]. 그리고 심벌 타이밍 동기(Symbol Timing Recovery)는 일반적으로, 반송파 위상 동기 이후에 수행 하거나, 동시에 수행한다. 동기화에 있어서, 잔류 반송파 오프셋은 정확한 타이밍 오프셋 추정 성능을 떨어뜨리고, 전체적인 수신기의 성능을 저하시키기 때문이다. 그래서 국내의 DTV 지상파 VSB 수신기도, 반송파 위상 동기 이후에 가드너 알고리즘^[3]을 써서 심벌 타이밍 동기를 이룬다.

QAM(Quadrature Amplitude Modulation)같은 DSB(Double Side Band)방식에서는 심벌의 정보가 동 위상(同相 In-phase) 채널과 직각 위상(位相 Quadrature-phase) 채널에 독립적으로 존재한다. 그래서 QAM의 경우 VSB 수신기와는 달리, 가드너 알고리즘^[3]으로 타이밍 오프셋 추정(Timing Error Detector, TED)을 할 때, 동 위상 채널과 직각 위상 채널이 서로의 위상 오차를 상쇄하기 때문에 반송파 위상 오차가 포함되어도 타이밍 오프셋을 추정 할 수 있다.

VSB 시스템의 경우, 심벌의 정보가 동 위상 채널에만 포함되고 직각 위상 채널은 동 위상의 힐버트 변환(Hilbert Transform)에 의하여 만들어지기 때문에 QAM에 비하여 전송 대역폭이 줄어드는 장점이 있다. 하지만, 이러한 이유로 VSB 수신기의 타이밍 정보는 동 위상 채널과 직각 위상 채널에 독립적으로 존재하지 않게 되고, 타이밍 동기를 이루기 위해 사용되는 일반적인 추정 방식을 적용 할 수 없다. 같은 가드너 알고리즘이지만 QAM 시스템에서는 반송파 위상 오프셋이 상쇄되고, VSB 수신기에서는 그럴 수 없는 것이다. 그래서 일반적인 VSB 수신기의 심벌 타이밍 동기는 먼저 반송파 위상 오차를 복구 한 뒤, 동 위상 채널에 대해서만 수행하게 된다.

이와 관련하여, VSB 수신기에서 반송파 위상 오차에 강한(robust) 타이밍 오프셋 추정을 위하여 많은 연구가 진행

되었고, 그 중, 스펙트럴 라인(Spectral line)을 이용하여 반송파 위상오차에 독립적일 수 있는 타이밍 오프셋 추정 알고리즘이 제시 되었다. 논문[4]는, 2배 오버 샘플링 된 수신 신호에 공액(共軛, conjugate) 곱과 자승 곱으로 스펙트럼 간의 중복부분(Overlap)을 생성하여 반송파 위상 오차가 존재하는 상황에서 심벌 타이밍 오프셋을 추정하는 방법이다. 논문[4]의 S-커브는 1/4 심벌 율($0.25 T_s$) 만큼 옮겨져 나타나는 특성이 있는데, 이러한 특성은 수신기의 정합 필터에서 다시 0.25T 만큼 보간 하여 해결 할 수 있기 때문에 별다른 하드웨어를 추가 할 필요는 없다. 또한 논문[5]는 논문[4]와 마찬가지로 공액 곱과 자승 곱을 사용하지만, 공액 곱 이전에 대역 날 전처리 필터(Bandedge Pre-filter)를 사용한다. 앞서 확인한 논문 [4], [5]는 모두 공액 곱으로 반송파 위상 오차를 상쇄시키는 특성을 가진다.

본 논문에서는 논문 [4], [5]에 대한적인, 반송파 위상 오차가 존재하는 VSB 수신기에서 정확하게 타이밍 오프셋을 추정 할 수 있는 알고리즘을 제안하고자 한다. 제안하는 방법은 공액 곱을 사용하여 반송파 위상 오차를 상쇄하고 스펙트럼을 확장시킨 이후, 가드너 알고리즘^[3]을 통하여 인접 스펙트럼 간의 중복부분을 생성시켜 타이밍 오프셋을 추정한다. 제안하는 알고리즘은 반송파 위상 오차에 영향을 받지 않고 타이밍 오프셋을 정확하게 추정 할 수 있으며, 논문 [4]에서 나타나는 평균 에러와 정규화 에러 값의 S-커브가 옮겨지는 현상 없이, 정확한 값을 얻을 수 있어, 동기화 과정에서 별도의 추가 없이, 타이밍 동기를 이룰 수 있는 장점이 있다.

II. 제안하는 심벌 타이밍 동기 방법

1. ATSC 8-VSB 시스템 구조

본 논문에서 사용하는 시스템 환경은 현재 지상파 DTV 표준인 ATSC-8VSB[1] 시스템이다. 8VSB는 6MHz 채널에 19.39Mbps의 데이터를 전송할 수 있으며 한 패킷은 188 바이트로 구성된 MPEG2-TS(Transport Stream)의 구조로 되어있다. 랜덤화기에서 랜덤 한 신호로 바뀌어 각 패킷에

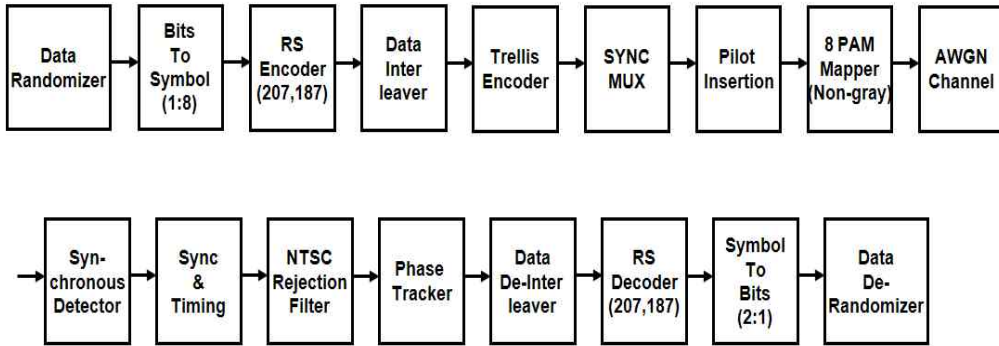


그림 1. ATSC-8VSB 시스템의 구조
Fig. 1. A structure of ATSC-8VSB systems

20바이트에 RS(Reed Solomon) 패리티가 더하여진 RS코딩, 그리고 인터리빙과 2/3비율의 트렐리스 코딩의 형태로 에러 정정 부호화(FEC)가 수행된다. 그 후, 데이터 패킷은 전송용 데이터 프레임으로 변형되고 데이터 세그먼트 동기 신호와 데이터 필드 동기 신호가 더하여지게 된다. ATSC-8VSB의 수신기는 그림 1의 아랫부분과 같으나, 본 논문에서의 타이밍 옵셋 추정은, 수신기에 입력된 신호의 반송파 위상 동기 및 프레임 동기를 이루지 않은 상태에, 2배 오버 샘플링 된 환경에서 연구 및 시뮬레이션을 진행하였다. 즉, 제안하는 알고리즘은 VSB의 수신 신호라면, 어떠한 시스템이라도 타이밍 옵셋 추정을 위해 폭 넓게 적용할 수 있도록 고려하였다.

2. 기존 스펙트럼 중복을 이용한 심벌 타이밍 동기 방식

무선 통신 시스템에서 심벌 타이밍 복구에 대한 연구는 계속 진행되어 왔다. 그 중 논문[4]와 [5]는 인접 스펙트럼 간의 중복부분을 이용하여 타이밍 옵셋을 추정하는 스펙트럴 라인(Spectral line) 추출 방법 중 하나이다. 논문[4]와 [5]의 알고리즘으로 인하여, 반송파 위상 옵셋이 존재하는 VSB수신기에서 타이밍 옵셋을 추정하는 것이 가능하게 되었다.

VSB 전송 시스템은 송신부에서 8-PAM을 사용하는데, PAM 방식은 동 위상채널에만 정보를 담는다. 그리고 펄스 셰이핑 필터(PSF : Pulse Shaping Filter)에서 전송 신호는

힐버트 변환(Hilbert Transform)을 하여 동 위상채널 정보의 힐버트 변환 되어진 신호가 직각 위상 채널을 이루게 된다. 이 신호와 동 위상 채널의 신호는 직교하기 때문에 주파수 대역폭을 줄여주는 장점이 있다. 하지만 VSB 수신기에서, 스펙트럼의 중복부분을 이용한 타이밍 동기 알고리즘으로 타이밍 옵셋을 추정하게 되면, 그림 3과 같이, 스펙트럼의 대역폭이 DSB 방식에 비해 1/2에 불과하여 인접 스펙트럼 간에 중복부분이 생성되지 않는다. 논문[4], [5]는 이러한 환경에서 스펙트럼의 중복부분을 얻기 위하여 연구되었다.

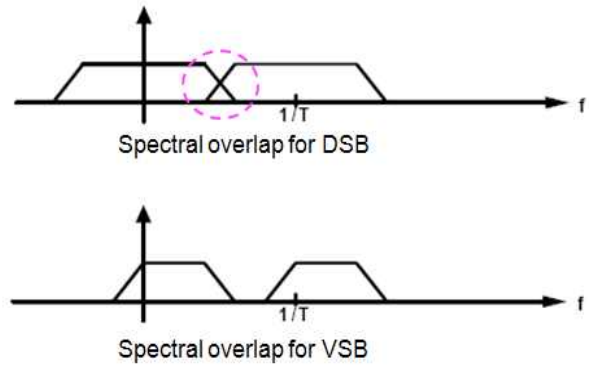


그림 2. DSB와 VSB의 스펙트럼 중복부분 비교
Fig. 2. Spectral overlap of the DSB and VSB

그림 3은 논문[4]에서 소개된 심벌 타이밍 복구 방식을 나타낸 그림으로, 공액 곱과 자승 곱을 하여 스펙트럼 간의

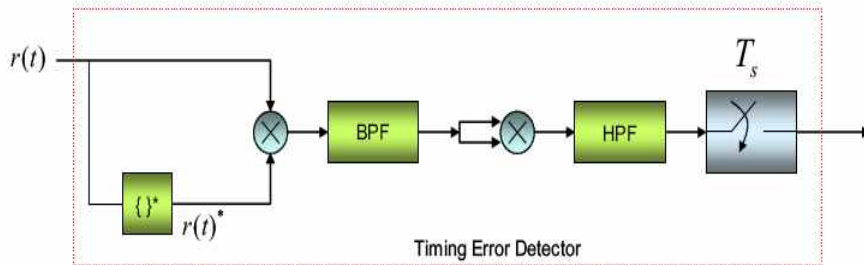


그림 3. 논문[4]에서 소개된 타이밍 오프셋 추정 알고리즘
 Fig. 3. Introduced Timing offset estimation Scheme in [4]

중복부분을 생성시켜 타이밍 오프셋을 추정할 수 있다. VSB 시스템에서 수신된 신호의 공액 곱은 스펙트럼의 대역폭을 확장시켜서 인접 스펙트럼 간의 중복부분을 얻을 수 있도록 도와준다. 또한 공액 곱은 반송파 위상오차를 상쇄시키기 때문에 반송파 위상오차의 영향을 받지 않고 타이밍 오프셋을 추정하는데 도움이 된다.

논문 [5]의 방법 역시 논문[4]의 내용과 같은 방식을 사용한다.

$$g(t) = g_1^*(t)g_2(t) \text{ 일 때,} \\ E\{g(t)^2\} = \frac{2}{T} \sigma_x^4 \sum_k Z' \left(\frac{k}{T} \right) \exp. j2\pi k \frac{t}{T} \quad (1)$$

수신신호는 두개의 대역 날 전처리필터(Bandedge Prefilter)를 통과하여 각각 $g_1(t)$ 과 $g_2(t)$ 을 얻게 되고, $g_1(t)$ 의 공액 복소와 $g_2(t)$ 을 곱하여 전처리필터를 통과한 수신 신호의 공액 곱 $g(t)$ 을 얻을 수 있다. 그리고 공액 곱의 값 $g(t)$ 에 제곱을 하여 신호의 힘을 증가시키고, 이 신호의 평균 값 $E\{g(t)^2\}$ 을 구하여 주기신호의 형태를 가질 수 있도록 만든다. 그리고 수신된 신호의 임펄스 응답 $p(t)$ 의 절대값의 제곱이 $w(t)$ 일 때,

$$w(t) = |p(t)|^2, \\ Z' \left(\frac{k}{T} \right) = \int_{-\infty}^{+\infty} W(f) W \left(\frac{k}{T} - f \right) df \quad (2)$$

이다.

$W(f)$ 는 $w(t)$ 의 푸리에 변환을 나타낸 것이다. 식 [2]와

같이, $Z'(k/T)$ 을 주파수 축에서 나타내면, 인접 신호 스펙트럼 간의 곱으로 나타남을 알 수 있다. 이 때 공액 곱과 자승 곱에 의해 스펙트럼은 4배승의 힘을 갖게 되고, 스펙트럼이 확장되어 인접 스펙트럼 간에 중복부분이 생성된다. 그래서 스펙트럴 라인을 적용할 수 있게 된다. 논문[5]는 논문[4]의 공액 곱과 제곱근을 이용하는 방식을 사용하고 있지만, 공액 곱의 이전에 대역 각 전처리필터를 사용한다. 그림 4는 논문[5]의 알고리즘을 나타낸 것이다.

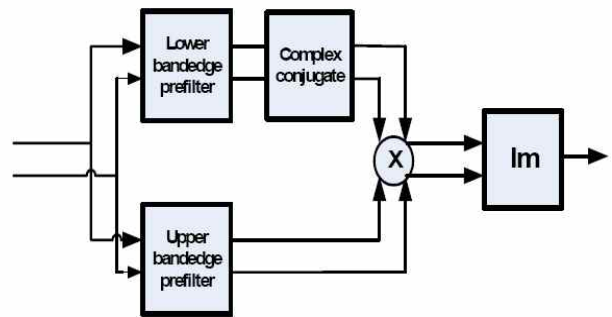


그림 4. 논문[5]에서 소개된 타이밍 오프셋 추정 방식
 Fig. 4. Introduced Timing offset estimation Scheme in [5]

한편, 논문[4], [5]의 타이밍 오프셋을 추정한 S-커브는 그림 5와 같이 1/4 심벌($0.25 T_s$)만큼 옮겨져 나타나게 되고, 이것을 보간 하기 위하여 수신기의 정합필터에서 $0.25 T_s$ 만큼 보정하여 해결한다. 논문 [4], [5]는 모두 공액 곱으로 반송파 위상 오프셋을 상쇄한다. 그리고 인접 스펙트럼 간의 중복부분을 이용하여 타이밍 오프셋을 추정하는 방법을 사용한다.

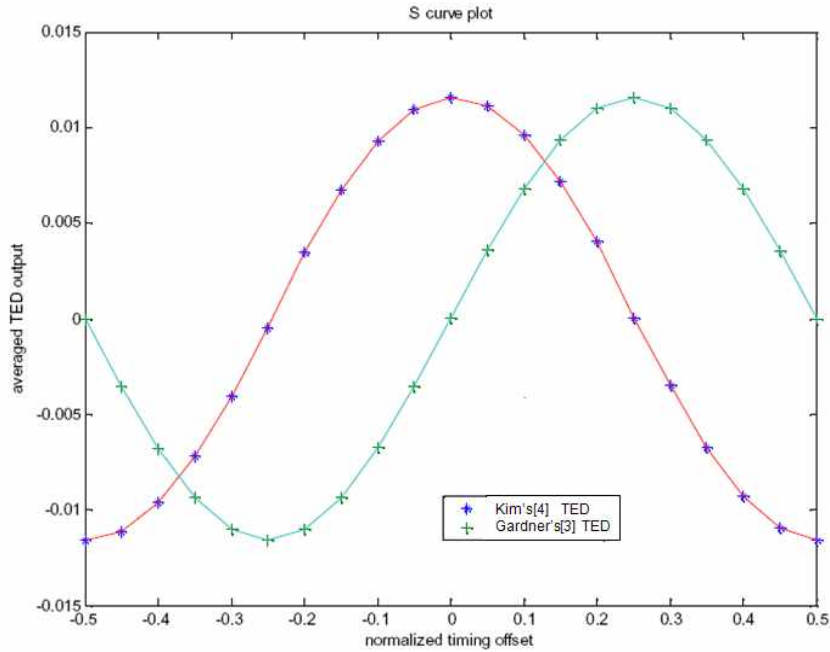


그림 5. 논문[4]에서 소개된 정규화 된 타이밍 옵셋 추정 S-커브
 Fig. 5. S-curve plot of kim's[4] TED for timing phase offset

심벌 타이밍 동기화에 있어서, 대표적인 타이밍 옵셋 추정 방법 중 하나인 가드너 알고리즘 [3]은 식(3)과 같이 쓸 수 있다. 가드너 알고리즘은 인접한 신호간의 합과 곱을 이용하여 타이밍 옵셋을 추정 한다.

$$u_t(r) = y_I(r-1/2)[y_I(r) - y_I(r-1)] + y_Q(r-1/2)[y_Q(r) - y_Q(r-1)] \quad (3)$$

이 때, $u_t(r)$ 은 추정된 타이밍 옵셋을, $y(r)$ 은 2배 오버 샘플링 된 수신 신호이고, r 은 심벌의 순서를 나타낸다. 그리고 I와 Q는 각각 동 위상 채널과 직각 위상 채널을 나타낸다. 식(3)을 보면, 앞뒤 수신 신호의 차와 1/2 심벌 뒤의 신호를 곱하여 타이밍 옵셋을 추정함을 알 수 있다. 동 위상 채널과 직각 위상 채널에 각각 데이터 정보가 존재하는 DSB의 경우, 데이터 필터의 복소 신호 출력은 다음과 같다.

$$w(t) = a(t) + jb(t)e^{j\Delta\theta} \quad (4)$$

그리고 식(4)을 고려하여 수신신호의 위상을 코사인파

사인의 합으로 다시 나타내면,

$$\begin{aligned} x_1(t) &= a(t)\cos\Delta\theta - b(t)\sin\Delta\theta \\ x_2(t) &= a(t)\sin\Delta\theta + b(t)\cos\Delta\theta \end{aligned} \quad (5)$$

이 때, $\Delta\theta$ 는 반송파 위상 에러가 포함된 값 이다. 그리고 연속적인 시간 축에서 식(3)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$ku_t(t) = x_1(t - T/2)\{x_1(t) - x_1(t - T)\} + x_2(t - T/2)\{x_2(t) - x_2(t - T)\} \quad (6)$$

그리고 식(6)에 식(5)을 대입하여 정리하면, $\Delta\theta$ 는 동 위상 채널과 직각 위상 채널의 반송파 위상 옵셋이 서로 상쇄 되고, 나머지 부분은 $\sin^2\Delta\theta + \cos^2\Delta\theta = 1$ 의 조합으로 정리된다.

$$u_t(t) = a(t - T/2)\{a(t) - a(t - T)\} + b(t - T/2)\{b(t) - b(t - T)\} \quad (7)$$

결국, 위의 식(7)처럼 반송파 위상 오차에 독립적으로 타이밍 옵셋을 추정할 수 있게 된다. 그러나 VSB 시스템의 경우, 앞서 설명한바와 같이 시스템 정보가 동 위상 채널과 직각 위상 채널이 서로 독립적이지 않기 때문에, 가드너 알고리즘에 의한 반송파 위상 오차의 상쇄가 일어나지 않는다. 가드너 알고리즘으로 추정된 오차 값 $u_t(t)$ 는 주파수 축에서 다음과 같이 표현 된다.

$$U_t(\tau) = -\frac{4}{T} \sin 2\pi\tau/T \cdot \int_0^{1/T} G(f) G(1/T-f) \sin \pi f T df \quad (8)$$

식(8)과 그림 6에서 알 수 있듯이, 가드너 알고리즘도 $G(f)$ 와 $G(1/T-f)$ 의 스펙트럼 중복부분을 이용하여

타이밍 옵셋을 추정하는 스펙트럴 라인 방식 중 하나라고 할 수 있다. 본 논문에서는 이를 근거로 하여, 가드너 알고리즘을 적용하여 VSB 수신기에서 사용할 수 있는 반송파 위상 오차에 독립적인 타이밍 옵셋 추정 알고리즘을 연구 하였다.

3. 본 논문에서 제안된 타이밍 옵셋 추정 방식

그림 7에 나타난 바와 같이 본 논문에서 소개된 타이밍 옵셋 추정 방식은 VSB 수신기의 2배 오버 샘플링 된 신호에 공액 곱을 하고, 가드너 알고리즘을 이용하는 방법을 적용하였다. 그리고 대역 통과 필터를 사용하여 타이밍 옵셋의 톤 신호를 필터링 하였다. 이렇게 본 논문에 소개된 방식은, 가드너 알고리즘이 반송파 위상 오차가 포함된 VSB 수

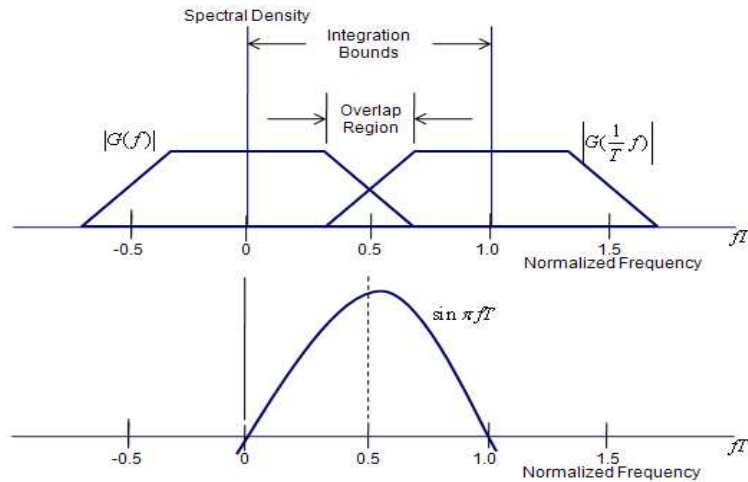


그림 6. 가드너 알고리즘의 정규화 한 스펙트럼 중복부분 다이어그램(DSB 방식)
Fig. 6. Gardner algorithm's a diagram of spectral overlap

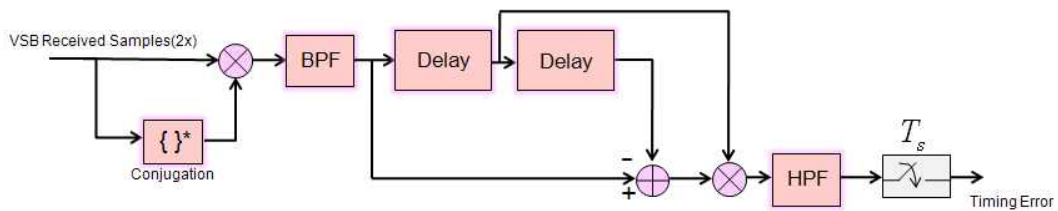


그림 7. 제안하는 타이밍 옵셋 추정 알고리즘 구조
Fig. 7. A structure of proposed Timing Error Detector

신기에 적용될 수 없다는 문제점을 해결 했으며, 논문[4], [5]처럼 S-커브가 0.25T만큼 옮겨지는 현상 없이 타이밍 옵셋을 추정 할 수 있게 되었다.

VSB 수신기에서는 동 위상 채널에만 심벌 정보가 운반 되고 직각 위상 채널은 동 위상 채널의 힐버트 변환으로 이루어지기 때문에, 각 채널의 타이밍 옵셋이 독립적이지 않다. VSB 시스템의 수신 신호는, 식(9)과 같이 쓸 수 있다.

$$r(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_m p_c(t - mT) + n(t) \quad (9)$$

이 때, x_m 은 전송된 심벌을, $p_c(t)$ 는 VSB 변조에 대한 복소 펄스 셰이핑 필터(Complex Pulse Shaping Filter)의 임펄스 응답(Impulse Response)을 나타낸다. T는 심벌의 주기를 나타내고, $n(t)$ 은 아날로그 채널 필터에 의한 잡음을 나타낸다. 신호 $r(t)$ 에 공액 신호 $r^*(t)$ 을 곱하면 $|r(t)|^2$ 이 되고, $|r(t)|^2 = v(t)$, 그리고 데이터 심벌 x_m 이 일정하다고 가정 할 때, $v(t)$ 의 평균 $E\{v(t)\}$ 는 다음과 같다.

$$E\{v(t)\} = \sigma^2 \sum_m p_c^2(t - mT) + \text{noise term} \quad (10)$$

여기서 σ_x^2 는 심벌 파워의 평균을 나타낸다. 식(10)은 평균을 취하여 주기신호로 나타냈기 때문에, 푸아송 합 공식(Poisson's sum formula)에 의하여 푸리에 변환을 적용하면, 식(11)을 얻을 수 있다.

$$\sum_m p_c^2(t - mT) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} Z\left(\frac{n}{T}\right) e^{j2\pi n t / T} \quad (11)$$

그리고 푸리에 변환의 특성에 의하여, 스펙트럼 성분은 주파수 축에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z\left(\frac{n}{T}\right) = \int_{-\infty}^{\infty} P_c(f) P_c\left(f - \frac{n}{T}\right)^* df \quad (12)$$

이 때, *는 공액 복소(Complex Conjugate)를 의미한다.

결국, VSB 수신 신호의 공액 곱에 의하여, 스펙트럼 성분 $Z(n/T)$ 은 $P_c(f)$ 와, 그의 인접 스펙트럼 즉, n/T 만큼 시프트 된 $P_c(f - n/T)$ 로 나타낼 수 있다. 그림 8은 공액 곱한 신호의 스펙트럼을 나타낸다. 공액 곱의 신호 $v(t)$ 는 반송파 위상 오차가 상쇄되었으며, 확장된 스펙트럼으로 인하여, DSB 방식과 같이 스펙트럼의 중복부분을 통해 타이밍 옵셋을 추정 할 수 있게 되었다.

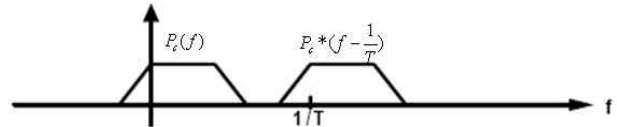


그림 8. 공액 곱을 한 VSB 수신기 수신신호의 스펙트럼
Fig. 8. A spectral overlap for conjugate multiplication of VSB

다음으로 심벌 타이밍 옵셋을 추정하기 위해 공액 곱한 신호 $v(t)$ 에 가드너 알고리즘을 적용하였다. 식(13)은 $v(t)$ 에 적용한 가드너 알고리즘을 시간 축에서 나타낸 것이다.

$$u_t(r) = v\left(t - \frac{1}{2}\right) \{v(t) - v(t-1)\} \quad (13)$$

그리고 추정된 심벌 타이밍 옵셋 $u_t(r)$ 을 주파수 축에서 표현하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$w(t) = |p_c(t)|^2 \text{ 일 때,} \\ U_t(\tau) = -(4/T) \sin 2\pi\tau/T \\ \cdot \int_0^{1/T} W(f) W\left(\frac{1}{T} - f\right) \sin \pi f T df \quad (8)$$

타이밍 옵셋 $U_t(\tau)$ 는 주파수 축의 심벌 타이밍 옵셋을 나타낸 것이다. 식(14)에서 알 수 있듯이, 스펙트럼 $W(f)$ 와 인접스펙트럼 $W(1/T - f)$ 간에 나타난 중복부분에 의하여 심벌 타이밍 옵셋을 추정하게 된다. 그림 9는 반송파 위상 옵셋이 존재하는 VSB 수신기에서 제안하는 알고리즘을 적용 했을 때, 주파수 축의 스펙트럼 변화를 나타낸 그림이다.

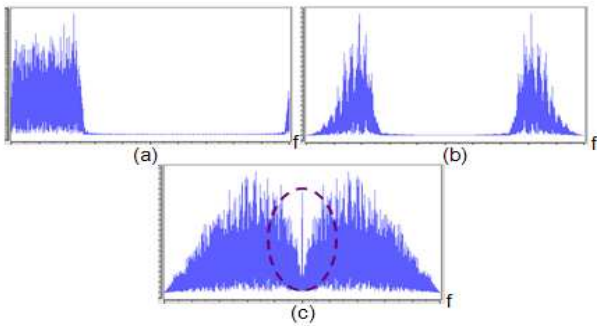


그림 9. VSB신호(a)와 신호의 공액 곱(b), 그리고 알고리즘 적용 후(c)의 스펙트럼 모습
 Fig. 9. A spectral overlap for VSB signals(a), conjugate multiplication of VSB signals(b), and after the proposed algorithm(c)

그림 9-(a)는 VSB 수신기에 수신된 신호의 스펙트럼을 나타낸 것이다. 여기에 공액 곱을 하면 그림 9-(b)와 같이 나타나는데, 이는 식 (11), (12)에 의하여 확인하였다. 그림 9-(b)에서는 스펙트럼이 확장 되었지만, 아직 인접 스펙트럼 간에 중복부분이 생성 되지 않았다. 하지만, 이후에 가드너 알고리즘을 적용하면, 그림 9-(c)와 같이, 스펙트럼의 파워가 증가하여 중복부분이 생성된다. 즉, 공액 곱에 의하여 반송파 위상 오차가 상쇄되고, 공액 곱과 가드너 알고리즘으로 스펙

트럼의 파워는 4배승이 되어 인접 스펙트럼 간에 중복부분을 만들 수 있다. 이 때문에, 반송파 위상 오차에 독립적으로 VSB 수신기의 타이밍 옵셋을 추정 할 수 있게 된다.

제안하는 알고리즘은, 추가적으로 VSB 수신기의 신호의 공액 곱 이후에 대역 통과 필터(Band Pass Filter)를 사용하여 DC component를 제거하고, 가드너 알고리즘 이후, 높은 대역 통과 필터(High Pass Filter)를 이용하여, 타이밍 옵셋톤의 추정 정확도를 높였다.

그림 10은 정규화 된 심벌 타이밍 옵셋의 추정 성능을 S-커브로 나타낸 것이다. 제안하는 알고리즘은 반송파 위상 오차가 1000ppm인 VSB 수신기에서 타이밍 옵셋을 추정할 때, 그림 10과 같이 가드너 방식에 비하여 정확하게 타이밍 옵셋을 추정 한다. 또한, 제안하는 방식은 논문[4]처럼, S-커브가 1/4 심벌타임(0.25 T_s) 만큼 옮겨져 나타나는 특성 없어, 타이밍 옵셋을 보정 할 때, 별도의 과정을 필요로 하지 않는 장점이 있다.

그림 11은 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널에서 추정된 심벌 타이밍 옵셋의 분산 성능이다. 테스트는 제안하는 알고리즘과 기존 알고리즘들의 환경을 동일하게 하기 위해, 가드너 알고리즘에 대역 통과 필터와 고 대역

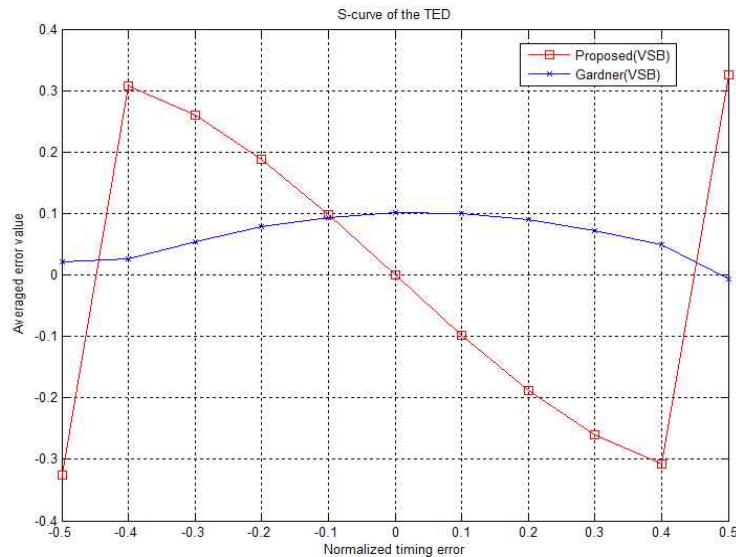


그림 10. 제안하는 알고리즘과 가드너 알고리즘의 정규화 된 S-커브 비교
 Fig. 10. S-curve plot of two TEDs for timing phase offset

통과 필터를 각각, 가드너 방식의 앞과 뒤에 추가하여 측정하였다. 수신기에 1000ppm의 반송파 위상 오차를 포함하여 측정된 결과, 동일한 환경에서 제안하는 알고리즘이 비교한 기존의 알고리즘보다 좋은 성능을 나타내는 것을 확인하였다. 그리고 그림 7과 같이 필터를 구성하여 테스트할 경우, 더 좋은 성능을 나타내었다.

그림 12는 1000Hz의 일정한 타이밍 주파수 옵셋을 주어 $-\pi$ 부터 π 의 반송파 위상 옵셋의 S-커브를 정규화 하여

나타낸 그래프이다. 그림에서처럼, 제안하는 심벌 타이밍 추정 알고리즘은 어떠한 반송파 위상 오차가 있어도 정확하게 타이밍 옵셋을 추정 할 수 있다. 반면에 가드너 알고리즘의 S-커브를 보면, VSB 수신기에서 반송파 위상 옵셋의 영향을 받게 되면, 타이밍 옵셋을 추정하기 어렵다.

반송파 위상 오차를 가진 VSB 수신기의 심벌 타이밍 옵셋 추정은, 제안하는 알고리즘으로 가능하다는 것을 그림 10, 11, 12를 통해 입증하였다. 추정된 타이밍 옵셋의 복구

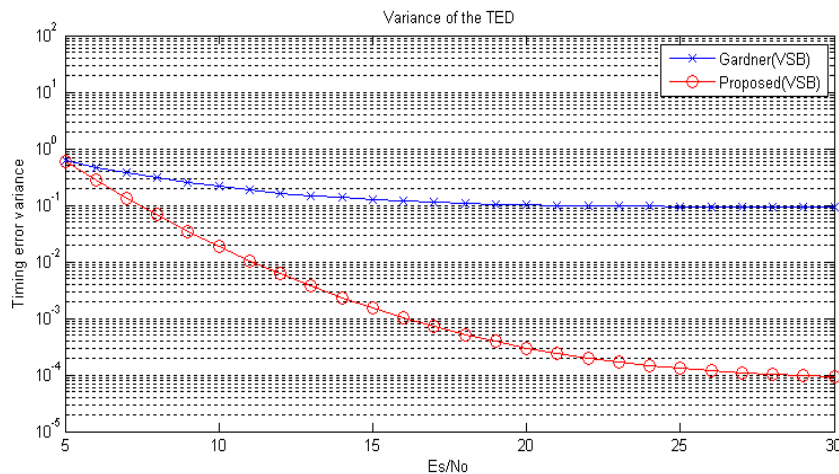


그림 11. VSB 수신기에서 제안하는 알고리즘과 기존 알고리즘의 분산 성능 비교(AWGN 채널, 1000ppm 반송파 위상오차)
Fig. 11. performance of the TED's variance(AWGN channel)

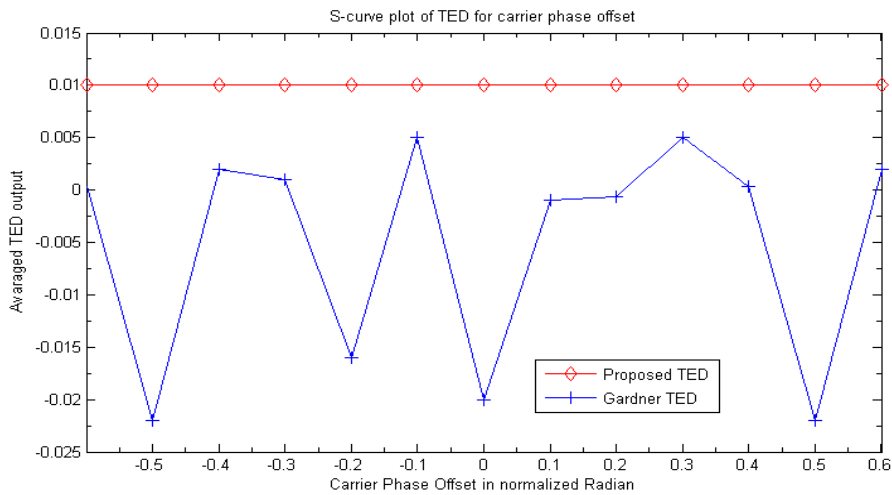


그림 12. 제안하는 알고리즘과 가드너 알고리즘의 정규화 된 반송파 위상 옵셋 S-커브
Fig. 12. S-curve plot of two TEDs for carrier phase offset

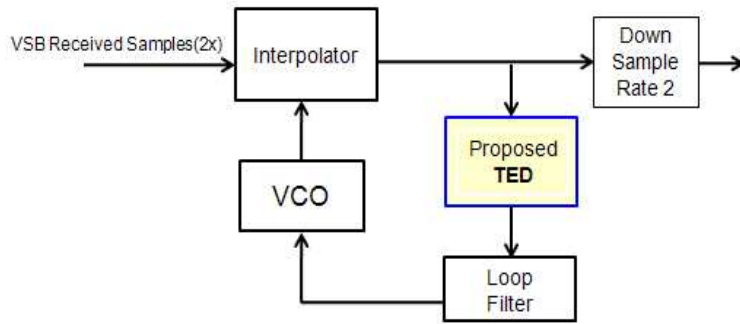


그림 13. 심벌 타이밍 옵셋 복구부 구조
Fig. 13. Symbol timing frequency recovery scheme

부는 기존 VSB 수신기의 복구부와 크게 다르지 않다. 그림 13은 제안하는 타이밍 옵셋 추정에 의한 복구부의 구조를 나타낸 것이다. 두 배로 샘플링 된 신호는 제안하는 타이밍

옵셋 추정 알고리즘으로 타이밍 옵셋을 추정하고 루프 필터를 통과하면서 옵셋의 평균을 취하는 역할을 수행 후 VSB를 거치고 보간기(Interpolator)를 이용하여 심벌 타이밍 옵셋을 보정한다.

표 1. 제안된 알고리즘의 성능 분석을 위한 컴퓨터 모의실험 파라미터들
Table 1. Number of operations of timing frequency offset estimators

전송 시스템	ATSC-8VSB
변조 방식	8-VSB
정규화 반송파 위상 옵셋	1.0 %
정규화 타이밍 주파수 옵셋	1.0 %
E_s/N_0	10.0 dB

III. 모의실험 결과

컴퓨터 모의실험은 현재 DTV 전송방식의 표준인 ATSC 8-VSB 시스템[1]을 구성하여 테스트 하였다. 그리고 AWGN 채널 모델을 사용하였다. 전체적인 시스템 구성은

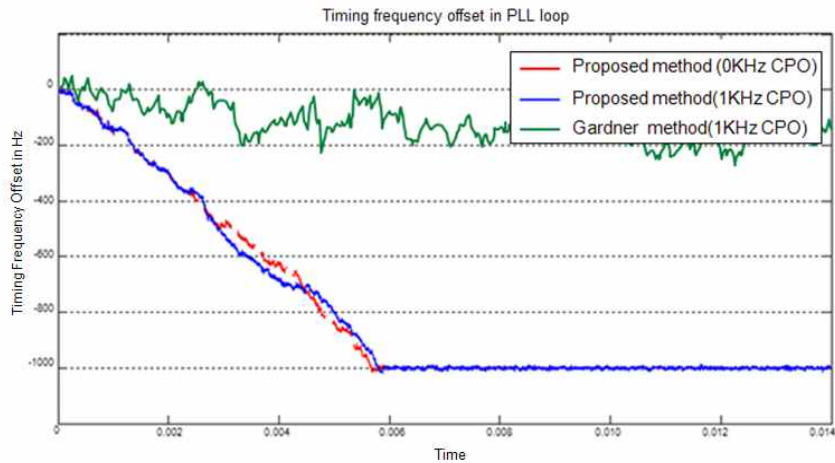


그림 14. 제안하는 알고리즘과 가드너 알고리즘의 타이밍 옵셋 1KHz에 대한 심벌 타이밍 복구부의 추정 및 수렴 성능
Fig. 14. Acquisition and tracking performance of timing recovery systems for 1KHz timing offset

앞서 소개한 그림 1과 같으며, 표 1에 나타난 파라미터를 기준으로 모의실험을 수행하였다.

그림 14는 반송파 위상 옵셋 존재하거나 존재하지 않을 때, 제안하는 알고리즘의 루프 필터 수렴 성능을 나타낸 그림이다. 그림과 같이, 반송파 위상 옵셋의 존재에 관계없이 동일한 성능으로 수렴한다. 반면에 가드너 알고리즘은 반송파 위상 옵셋을 극복하지 못하여 루프 필터가 수렴하지 않는다.

IV. 결 론

ATSC-8VSB 지상파 DTV 시스템에서 심벌 타이밍 동기를 얻기 위해 가드너 방식을 사용한다. 하지만 가드너 방식은 VSB 수신기에 반송파 위상 옵셋이 포함되면 타이밍 옵셋을 추정 할 수 없기 때문에, 먼저 반송파 위상의 동기를 이룬 뒤에 가드너 방식을 사용한다. 제안하는 알고리즘은 가드너 방식에서 큰 수정 없이 공액 곱을 사용하여, 반송파 위상 오차가 존재하더라도 타이밍 옵셋을 추정할 수 있는

방법을 제안하고 그 성능을 컴퓨터 모의실험을 통해 보였다. 제안한 알고리즘은 동 위상 채널에만 정보가 있는 VSB 시스템의 수신기에서, 수신 신호의 공액 곱으로 반송파 위상 오차를 상쇄하고, 스펙트럼을 넓히며, 가드너 방식을 통해 스펙트럼 간의 중복부분을 생성시켜 타이밍 옵셋을 추정 한다. 또한 논문 [4]에서 나타나는 S-커브가 옮겨지는 현상 없이, 정확한 타이밍 옵셋을 얻을 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] ATSC A/43, Guide to the use of the ATSC digital television standard, Dec. 2003.
- [2] Grand Alliance HDTV system Specification, Ver. 2.0, Dec. 7, 1994.
- [3] F.M. Gardner, "A BPSK/QPSK timing error detector for sampled receiver," IEEE Trans. On Comm., COM-34, pp. 423-429, May 1986.
- [4] J.T. Kim, " Carrier phase independent timing recovery methods for VSB receivers, " IEEE Trans. On Consumer Electron, Vol.52, No. 1, Feb. 2006.
- [5] Huang. Lou., " Timing recovery Methods for VSB Receivers." IEEE Trans. On Consumer Electronics, Vol. 53, No. 2, pp. 265-269, May 2007.

저 자 소 개



신 성 수

- 2007년 : 강원대학교 전자공학과 학사과정 졸업
- 2010년 ~ 현재 : 건국대학교 전자공학과 석사과정
- 주관심분야 : 차세대 및 위성 방송통신 시스템, 동기



김 준 태

- 1990년 : 한국과학기술원 학사과정 졸업
- 1993년 : 한국과학기술원 석사과정 졸업
- 1998년 : 한국과학기술원 박사과정 졸업
- 1998년 ~ 2003년 : LG전자 DTV 연구소 책임연구원
- 2003년 ~ 현재 : 건국대학교 전자공학부 부교수
- 주관심분야 : 차세대 방송통신 융합, 위성 및 이동통신, 통신시스템 설계