

특집논문-05-10-1-04

# ATSC DTV 시스템에서 스펙트럼 양끝의 신호전력을 이용한 주파수 동기 성능 개선

송현근<sup>a)‡</sup>, 이주형<sup>a)</sup>, 김재명<sup>a)</sup>, 음호민<sup>b)</sup>, 김승원<sup>b)</sup>

## Performance Improvement of Frequency Synchronization in ATSC DTV System using Signal Power at Both Edges of Spectrum

Hyun Keun Song<sup>a)‡</sup>, Joo Hyung Lee<sup>a)</sup>, Jae Mounng Kim<sup>a)</sup>, Ho Min Eum<sup>b)</sup> and Seung Won Kim<sup>b)</sup>

### 요 약

ATSC(Advanced Television Systems Committee) DTV(Digital Television) 시스템은 주파수 동기획득에 FPLL(Frequency and Phase Lock Loop)을 사용한다. FPLL은 오직 파일럿 신호만을 이용하기 때문에 파일럿 크기가 작을수록 주파수 수렴범위가 좁아지고 수렴속도가 늦어진다. 또한 파일럿 주위의 스펙트럼 모양에 따라서 양과 음의 주파수 오프셋에 대한 수렴범위에 비대칭성이 나타난다. 본 논문은 주파수 수렴범위의 비대칭성을 극복하고, 파일럿 왜곡 시에도 주파수 동기를 획득하도록 만들기 위해 VSB(Vestigial Sideband) 스펙트럼 양끝에 필터를 설치하고, 이 필터를 통과한 신호의 전력량을 이용하는 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘을 사용함으로써 비대칭적으로 좁아지는 수렴범위의 문제점과 파일럿 왜곡에 따른 성능 열화를 보완할 수 있다.

### Abstract

ATSC DTV system uses FPLL block for acquiring the frequency synchronization. Because the FPLL uses only the pilot signal, the frequency convergence range becomes narrower and it takes a more time to acquire the frequency synchronization as the pilot is distorted. And the spectrum shape around the pilot makes an asymmetric convergence range between the positive frequency offset and the negative frequency offset. This paper proposes the algorithm that requires the installation of the filters at the both edges of a VSB spectrum and uses the signal power that passes these filters. The proposed algorithm complements the problems of the asymmetric convergence range and overcomes the performance degradation due to the distortion of a pilot level.

Keywords : ATSC, DTV, FPLL, Frequency Synchronization

## I. 서론

ATSC 지상파 DTV 시스템은 변조기법으로 8-VSB 변조 기법을 사용하고 VSB 변조 전에 모든 신호에 DC 1.25 V의

파일럿 신호를 더한다. 수신단에서는 이 파일럿 신호와 FPLL 구조를 사용하여 주파수 동기를 획득한다<sup>[1][2][3]</sup>. FPLL은 주파수 동기획득 시 파일럿 신호만을 이용하기 때문에, 파일럿의 크기와 파일럿 주위의 스펙트럼 모양에 따라 주파수 수렴범위와 속도가 달라진다<sup>[4][5]</sup>. 기본적으로 VSB 스펙트럼에서 파일럿 신호 좌우측의 스펙트럼 모양 때문에 주파수 동기획득 시 음의 주파수 오프셋에 대한 성능이 양의 주파수 오프셋일 경우보다 수렴속도와 범위 면에서 나쁘

a) 인하대학교 정보통신 대학원  
The Graduate School of IT & Telecommunications, INHA Univ.  
b) 한국전자통신연구원  
Electronics and Telecommunications Research Institute

다. 하지만 이러한 특성은 수신환경에 따라서 양의 주파수 오프셋일 때의 수렴범위가 음의 주파수 오프셋의 경우보다 더욱 좁아지거나 수렴속도가 더욱 느려질 수 있다.

이렇게 파일럿 신호의 크기와 파일럿 주위의 스펙트럼 모양에 따라 주파수 동기획득의 성능이 나빠지는 특성 때문에, 파일럿의 크기와 파일럿 주위의 스펙트럼 모양에 의존하지 않고 독립적으로 주파수 동기를 획득하기 위한 연구가 계속되고 있다. 주파수 동기 시간을 줄이기 위해 구현을 간단하게 하거나, 파일럿에 대한 의존도를 줄이거나 없애기 위해 VSB 스펙트럼 모양의 대칭성을 이용하는 방법, 파일럿 성분 이외의 데이터 성분을 함께 이용하는 방법 등 다각도의 연구가 이루어지고 있다<sup>[5][6][7][8][9]</sup>.

이 논문에서 제안하는 알고리즘은 파일럿 주위의 스펙트럼 모양에 따라 나타나는 주파수 수렴범위의 비대칭성을 극복하기 위해 VSB 스펙트럼 양쪽 끝에 필터를 설치하고 이 필터를 통과하는 전력량을 측정한다. 이렇게 측정한 전력량을 이용하여 기존 FPLL의 주파수 동기획득 과정에 앞서 주파수 오프셋을 보정을 해 줌으로써 수렴범위를 대칭적으로 늘리고, 파일럿 크기에 대한 의존도를 줄여 수렴속도를 빠르게 할 수 있다.

II장에서는 기존 주파수 동기획득 과정을 설명하고, 파일럿 크기와 수신 환경에 따라 기존 FPLL의 수렴범위와 수렴속도가 어떤 특징을 갖는지 살펴본다. III장에서는 II장에서 나타난 문제를 개선하기 위한 알고리즘을 제안한다. IV장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 성능을 비교 분석하고, V장에서 결론을 맺는다.

## II. 기존 주파수 동기획득 과정과 특성

ATSC 송신단에서 VSB 변조를 하기 전에 모든 신호에 DC 1.25 V의 파일럿 신호를 더해 전송한다. 이 파일럿 신호는 그림 1과 같이 VSB 스펙트럼의 왼쪽에 위치한다<sup>[1][2][3]</sup>.

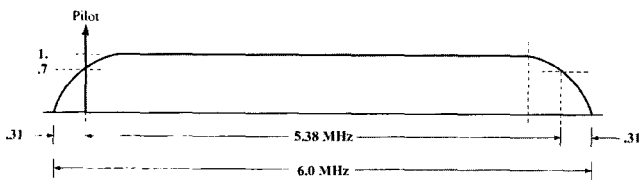


그림 1. VSB 신호의 스펙트럼  
Fig. 1. Spectrum of the VSB Signal

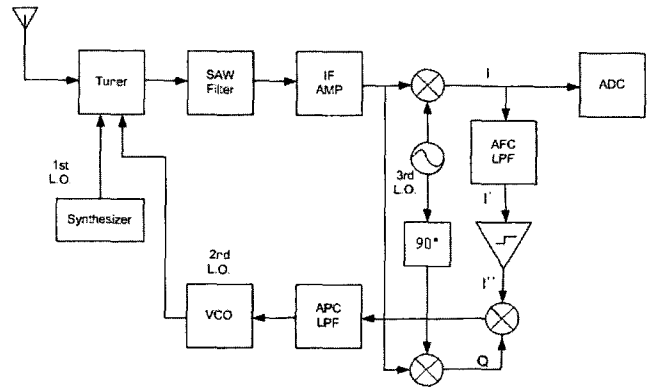


그림 2. 기존 FPLL의 블록도  
Fig. 2. Block Diagram of the Conventional FPLL

이러한 VSB 신호가 채널을 통과한 후 수신된 신호는 그림 2와 같은 ATSC규격에 있는 FPLL 블록에서 주파수와 위상동기를 얻는다<sup>[1][2][4]</sup>. 그림 2에서와 같이 수신된 입력신호는 튜너(tuner)와 SAW(Surface Acoustic Wave)필터를 통과 후 세 번째 발진기에 의해 실수부와 허수부로 분리된다. 이 때, 세 번째 발진기의 주파수와 위상을  $f_{osc}$ 과  $\theta_{osc}$ 라고 하고 파일럿의 주파수와 위상을  $f_p$ 와  $\theta_p$ 라고 하면 실수부와 허수부는 다음과 같은 식으로 표현된다<sup>[4][5]</sup>.

$$I(t) = \cos(2\pi f_{osc}t + \theta_{osc}) \cos(2\pi f_p t + \theta_p) \\ = \frac{1}{2} [\cos(2\pi(f_{osc} + f_p)t + \theta_{osc} + \theta_p)] \\ + \cos(2\pi(f_{osc} - f_p)t + \theta_{osc} - \theta_p)] \quad (1)$$

$$Q(t) = \sin(2\pi f_{osc}t + \theta_{osc}) \cos(2\pi f_p t + \theta_p) \\ = \frac{1}{2} [\sin(2\pi(f_{osc} + f_p)t + \theta_{osc} + \theta_p)] \\ + \sin(2\pi(f_{osc} - f_p)t + \theta_{osc} - \theta_p)] \quad (2)$$

$I(t)$ 와  $Q(t)$ 의 신호는 입력되는 시간에 따라 연속적으로 다른 값들이 들어오게 된다. 이렇게 분리된 신호 중  $I(t)$ 의 신호는 AFC LPF(Automatic Frequency Control Low Pass Filter)를 통과한다. AFC LPF는  $f_p$ 가  $f_{osc}$ 보다 많이 낮으면  $I(t)$ 의 위상을 거의  $90^\circ$  이동시킨다<sup>[4][10]</sup>. AFC LPF의 특성은 그림 3과 같고, AFC LPF를 통과한 신호는 식 (1)에서 낮

은 대역의 성분만 남게 되고, 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

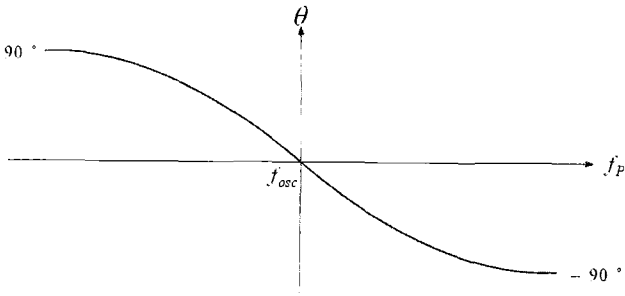


그림 3. AFC LPF의 위상 특성  
Fig. 3. Phase Characteristic of the AFC LPF

$$\begin{aligned} I'(t) &= \pm \sin(2\pi\Delta ft + \Delta\theta) \\ \Delta f &= f_{osc} - f_p, \quad \Delta\theta = \theta_{osc} - \theta_p \end{aligned} \quad (3)$$

$\Delta f$ 가 양인 경우에는  $-\sin(2\pi\Delta ft + \Delta\theta)$ 가 되고 음인 경우에는  $\sin(2\pi\Delta ft + \Delta\theta)$ 가 된다. 부호 결정기(limiter)는 AFC LPF의 출력 부호만을 판단하여 양인 경우 1을 출력하고 음인 경우에는 -1을 출력한다. 이렇게 출력된 부호 결정기의 출력  $I'(t)$ 과 허수부의 신호  $Q(t)$ 의 곱을 계속적으로 평균하면, 직류 전압이 되고 이 전압을 이용하여  $f_{osc}$ 을  $f_p$ 에 가까운 값으로 수정함으로써 주파수 오프셋을 보정한다. 기존 FPLL의 주파수 오프셋 보정과정을 그림 4에 간략히 나타내었다. 양의 주파수 오프셋이 발생하면 DC 전압 값은 양수가 되고, 음의 주파수 오프셋이 발생하면 DC 전압 값은 음수가 된다. 이러한 동작이 계속적으로 이루어지다 보면 주파수 동기를 획득하게 되고, 이후 FPLL은 위상 오프셋을 보상한다<sup>[4][5][6][7]</sup>.

(3) 주파수 동기획득 과정에 있어서 파일럿 성분이 아닌 데이터 성분은 잡음역할을 한다<sup>[5]</sup>. 그림 5에서 음영부분은 주파수

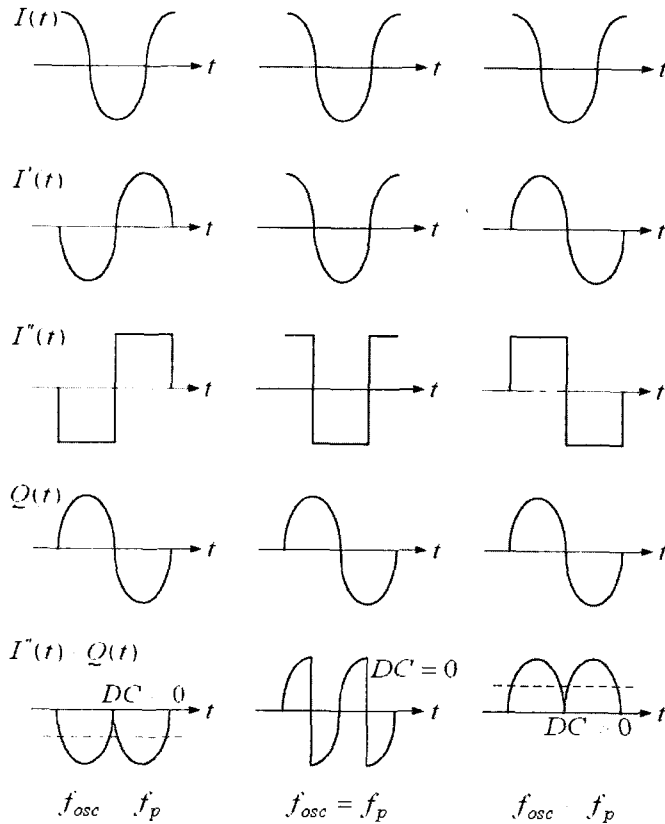


그림 4. 주파수 동기획득 시 FPLL 각 단계에서의 신호파형  
Fig. 4. Signals on Each Stage of the Conventional FPLL during Acquiring Frequency Synchronization

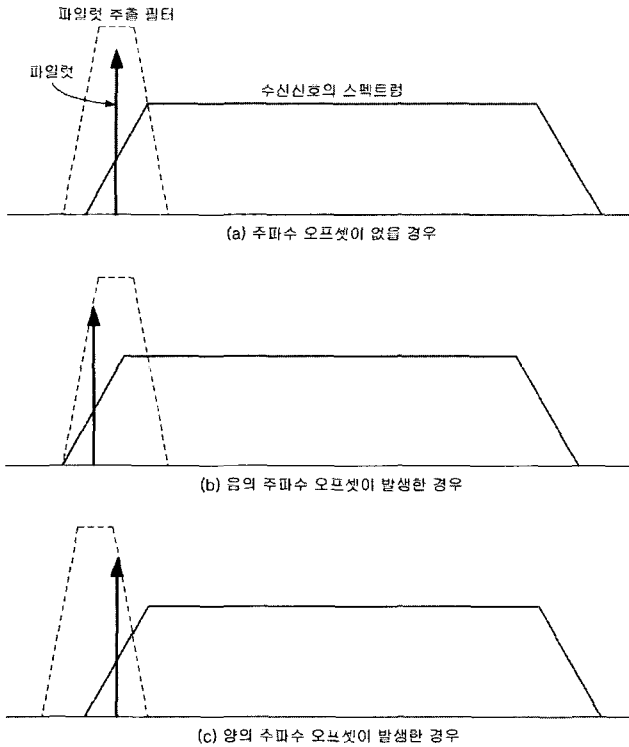


그림 5. 파일럿 추출필터를 통과하는 스펙트럼  
Fig. 5. Spectrum through Pilot Extract Filter

수 동기획득 과정에서 잡음 역할을 하는 데이터 성분을 나타낸다. 주파수 오프셋이 없을 때에 비해 양의 주파수 오프셋이 발생한 경우는 파일럿 추출 필터에 의해 파일럿 크기

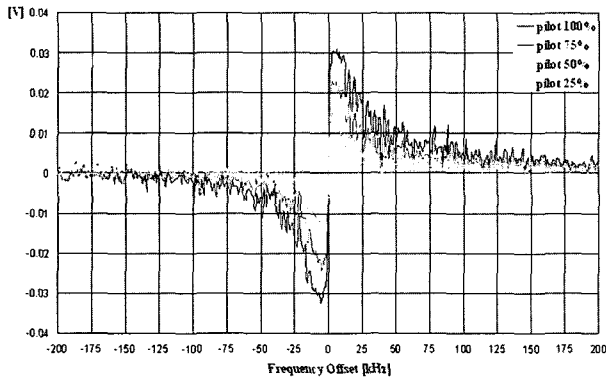


그림 6. 파일럿 크기에 따른 FPLL의 주파수 특성 곡선  
Fig. 6. Frequency Characteristic Curves of the Conventional FPLL according to the Magnitude of Pilot

가 작아지지만 데이터 성분도 적어져서 주파수 동기획득에 악영향이 크지 않다. 하지만, 음의 주파수 오프셋이 발생한 경우는 파일럿 크기가 작아질 뿐 아니라 데이터 성분 또한 많아지기 때문에 이는 주파수 동기 성능에 열화를 일으킨다. 이렇게 기본적인 FPLL의 구조는 양의 주파수 오프셋에 비해 음의 주파수 오프셋에 대한 성능이 떨어진다. 하지만 이러한 특성은 채널에 의해 파일럿 주위의 스펙트럼이 어떤 모양을 갖느냐에 따라 양의 주파수 오프셋이 성능이 더 나빠질 수도 있다.

그림 6과 그림 7은 기존 FPLL의 주파수 특성 곡선이다. 파일럿이 왜곡되지 않더라도 기존 FPLL에서 음의 주파수 오프셋 수렴범위가 양의 주파수 오프셋 수렴범위에 비해 더 좁음을 그림 6에서 볼 수 있다. 또한, 파일럿의 왜곡이 커질수록 수렴범위가 좁아지고, 그림 4에서의 DC 전압 값이 작아짐을 볼 수 있는데 이는 FPLL이 파일럿 신호에만 의존하여 동작하기 때문이다. DC 전압 값이 작아지면  $f_{osc}$ 의 값을 조금씩 보정하기 때문에 수렴시간은 길어진다. 또한 DC 전압 값이 0에 가까워지면 주파수 보정은 이루어지지 않게 되어 주파수 동기를 획득할 수 없다.

일반적으로 DTV에서는 Brazil 채널 모델을 사용하는데, A와 B는 실외 수신 안테나 환경, C는 실외와 실내 중간 지점, D는 실내 안테나 환경이고, E는 SFN(Single Frequency Network)환경이다<sup>[11]</sup>. 이 Brazil 채널 모델에 대한 기존 FPLL의 특성 곡선을 그림 7에 나타냈다. 그림 7에서의 전압 값을 비교해 보면으로써 Brazil C와 E 환경은 파일럿의 크기가 크고, Brazil D 환경은 약 75%의 파일럿 왜곡이 있음을

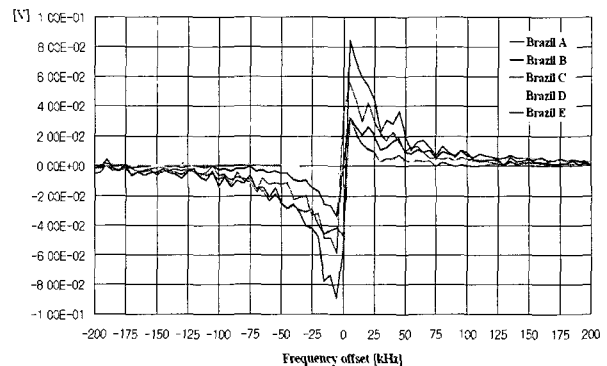


그림 7. 채널환경에 따른 FPLL의 주파수 특성 곡선  
Fig. 7. Frequency Characteristic Curves of the Conventional FPLL according to Channels

표 1. 브라질 필드 테스트 채널 모델  
Table 1. Brazil Field Test Channel Model

	Path 1	Path 2	Path 3	Path 4	Path 5	Path 6	
A	Amp.	1.0	0.2045	0.1548	0.1790	0.2078	0.1509
	dB	0	-13.8	-16.2	-14.9	-13.6	-16.4
	Delay[ $\mu s$ ]	0	0.15	2.22	3.05	5.86	5.93
B	Amp.	1.0	0.2512	0.6310	0.4467	0.1778	0.0794
	dB	0	-12.0	-4.0	-7.0	-15.0	-22.0
	Delay[ $\mu s$ ]	0.00	0.30	3.50	4.40	9.50	12.70
C	Amp.	0.7263	1.0000	0.6457	0.9848	0.7456	0.8616
	dB	-2.8	0.0	-3.8	-0.1	-2.5	-1.3
	Delay[ $\mu s$ ]	0.000	0.089	0.419	1.506	2.322	2.799
D	Amp.	0.2045	0.1341	0.1548	0.1789	0.2077	0.1509
	dB	-0.1	-3.8	-2.6	-1.3	0	-2.8
	Delay[ $\mu s$ ]	0.15	0.63	2.22	3.05	5.86	5.93
E	Amp.	1.00	1.00	1.00	-	-	-
	dB	0	0	0	-	-	-
	Delay[ $\mu s$ ]	0.00	1.00	2.00	-	-	-

알 수 있다. 또한, Brazil D의 경우는 수렴속도가 다른 채널 환경에 비해 느릴 것이라고 예상할 수 있다. 그림 7을 통해 채널에 따라 양의 주파수 오프셋 방향과 음의 주파수 오프셋 방향사이에서 수렴범위의 비대칭성이 나타남을 볼 수 있다. Brazil B는 음의 주파수 오프셋의 수렴범위가 양의 주파수 오프셋에 비해 넓고, 이와 반대로 Brazil D는 음의 주파수 오프셋의 수렴범위가 양의 주파수 오프셋의 수렴범위보다 좁다. 이는 그림 5에서 설명했듯이 파일럿 주위의 데이터 스펙트럼 모양에 의존한다.

### III. 제안하는 알고리즘

수신 신호의 스펙트럼 양쪽 끝에 그림 8처럼 두 개의 BPF (Band-Pass Filter)를 설치한다. Brazil D 채널과 같이 음의 주파수 오프셋에 대한 주파수 수렴범위가 좁아지는 문제를 보완하기 위해 스펙트럼 왼쪽 끝에 설치한 필터를 필터(-), Brazil B 채널과 같이 양의 주파수 오프셋에 대한 주파수 수렴범위가 좁아지는 문제를 보완하기 위해 스펙트럼 오른쪽 끝에 설치한 필터를 필터(+).라 한다. ATSC 지상파 시스템은 0.1152의 매우 작은 롤오프를 갖는 정합필터를 사용하기 때문에 VSB 스펙트럼의 가장자리는 매우 예리하여

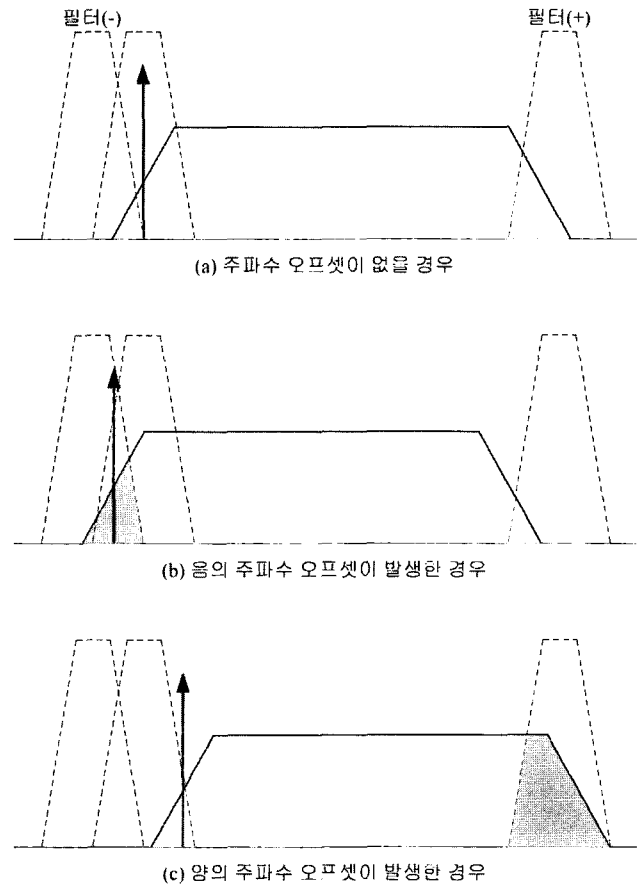


그림 8. 제안한 알고리즘의 스펙트럼  
Fig. 8. Spectrum of the Proposed Algorithm

전력량이 매우 적다. 따라서 그림 8(a)의 음영부분의 전력량은 무시할 수 있고, 그림 8(b)와 같이 음의 주파수 오프셋이 발생하면 필터(-)를 통과하는 전력량은 커지고 필터(+).를 통과하는 전력량은 적어진다. 반대로 그림 8(c)에서처럼 양의 주파수 오프셋이 발생하면 필터(+).를 통과하는 전력량은 커지고 필터(-)를 통과하는 전력량은 적어진다. 주파수 오프셋 발생 시 인접채널의 스펙트럼이 필터(-)나 필터(+).를 통과할 수 있기 때문에 두 필터의 차단주파수는 튜너에서 발생할 수 있는 주파수 오프셋을 고려하여 인접채널의 영향을 피할 수 있도록 정해야 한다. 제안하는 알고리즘은 일정시간 동안 필터(-)와 필터(+).를 통과한 전력량을 측정하여, 이들을 단순 비교하지 않고 전력량으로 오프셋량을 추정하고 이렇게 추정된 값을 기존 FPLL의 APC LPF안에 있는 버퍼 값을 한번에 바꾸어 준다.

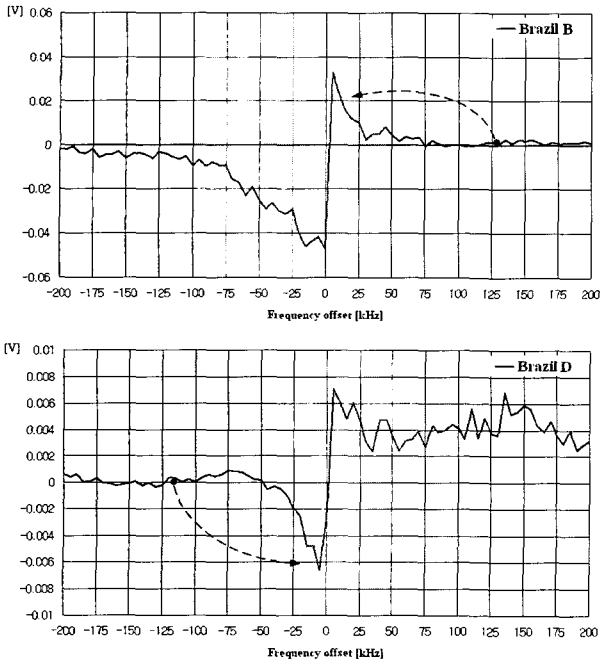


그림 9. 제안한 알고리즘의 개념도  
Fig. 9. Conceptual Diagram of the Proposed Algorithm

만약 기존 알고리즘의 주파수 수렴범위 밖의 음의 주파수 오프셋이 발생하면 제안한 알고리즘은 필터(-)를 통과한 전력량을 이용하여 기존 알고리즘의 주파수 수렴범위 안에 있는 양의 주파수 영역이나 0kHz에 가까운 주파수 영역으로 주파수 오프셋을 보정한다(그림 9의 아래 그림). 반대로 양

의 주파수 오프셋의 경우는 필터(+)를 통과한 전력량을 이용하여 보정한다(그림 9의 위 그림).

필터를 통과한 전력량을 이용하여 주파수 오프셋을 보정하는 과정은 아래와 같이 간략히 나타낼 수 있다.

$$E(\Delta f) = \alpha \Delta f P + \beta$$

$$\Delta f = \frac{E(\Delta f) - \beta}{\alpha P} \tag{4}$$

- $\Delta f$  : 주파수 오프셋
- $E(\Delta f)$  : 주파수 오프셋에 따른 필터를 통과한 전력량
- $\alpha$  : 필터 천이영역의 기울기
- $P$  : 신호의 전력
- $\beta$  : 기본적으로 필터에 있는 전력(그림 8(a)의 음영부분+AWGN성분)

필터를 통과한 신호의 전력은 주파수 오프셋이 커질 수록 필터의 천이영역에 비례해서 선형적으로 증가한다. 따라서 식 (4)와 같이 전력량으로 대략적인 주파수 오프셋을 추정할 수 있다.

하지만, 제안하는 알고리즘은 전력량을 이용하기 때문에 SNR에 따라 필터(-)와 필터(+)를 통과하는 전력량이 달라지면 발생한 주파수 오프셋량을 잘못 추정할 수 있다. 따라서 SNR에 따라 변하는 전력량으로부터 독립적으로 작동하기 위해 IF Amplifier 전단의 신호를 필터(+)와 필터(-)에 통과시키면, 거의 일정한 AWGN전력이 필터(+)와 필터(-)를 통과하게 되므로 SNR에 관계없이 제안한 알고리즘을 사용할 수 있다.

지금까지 설명한 알고리즘을 그림 10에 나타내었다. 그림에서 FPLL 부분은 그림 2의 구조를 갖는다. FPLL의 아래

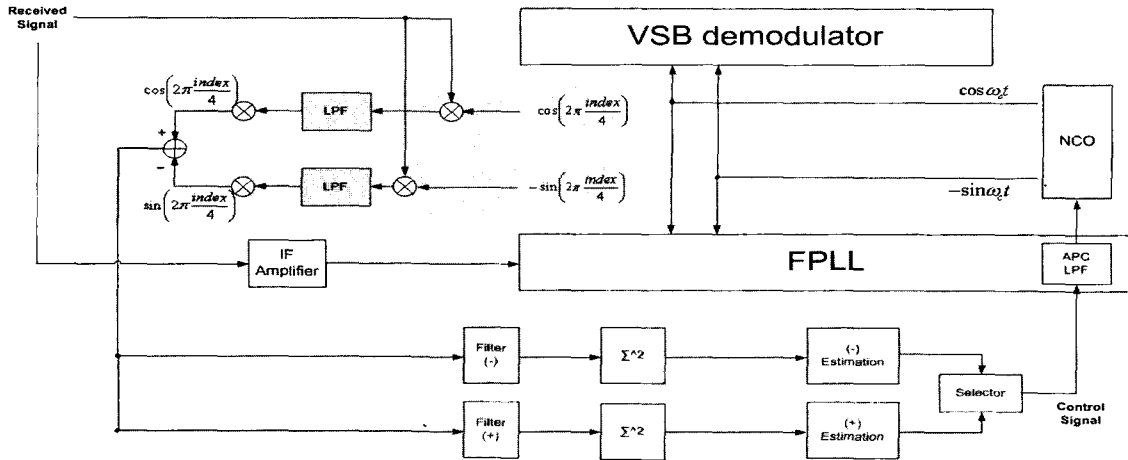


그림 10. 제안하는 알고리즘의 블록도  
Fig. 10. Block Diagram of the Proposed Algorithm

부분에 새로 첨가한 BPF들이 있고 일정기간동안 이 필터들을 통과한 전력을 계산한다. 이렇게 구한 전력을 이용하여 대략적인 주파수 오프셋량을 추정하고, 추정된 값으로 기존 FPLL의 APC LPF의 버퍼 값을 바꾸어 준다. 이러한 과정을 거치면 기존 FPLL의 주파수 수렴범위 밖에 있던 주파수 오프셋은 그림 9에서 보듯 기존 FPLL의 주파수 획득 성능이 좋은 수렴범위(음영부분)안으로 보정된다.

이러한 방법으로 제안하는 알고리즘은 기존 FPLL의 주파수 수렴범위의 비대칭성을 보완함으로써 결과적으로 주파수 수렴범위를 넓히고, 수렴시간을 줄일 수 있다. 물론, 전력을 계산하는 시간을 길게 하면 오프셋 추정 값을 정확하게 할 수 있지만, 제안한 알고리즘을 적용하기까지의 시간이 길어지기 때문에 수렴시간은 길어지게 된다. 제안하는 알고리즘이 매우 정밀하게 주파수 오프셋을 보정해 주는 것이 아니

라 근사치의 오프셋을 보정해 주는 방식이기 때문에 전력 계산 시간을 길게 할 필요는 없다.

그림 10에서 상단의 음영부분은 제안한 알고리즘을 반복적으로 사용하기 위한 구조이나 반드시 필요한 부분은 아니다.

#### IV. 시뮬레이션 결과

그림 11부터 그림 20까지는 Brazil 채널모델에서 기존 FPLL과 제안한 알고리즘의 성능을 시간에 따른 NCO로 입력되는 제어신호로 비교해 보았다.

그림 11과 그림 12는 Brazil A 채널에서 기존 알고리즘과 제안한 알고리즘의 주파수 수렴 과정을 각각 보여준다. 기존 알고리즘은  $\pm 100\text{kHz}$ 의 주파수 오프셋이 발생했을

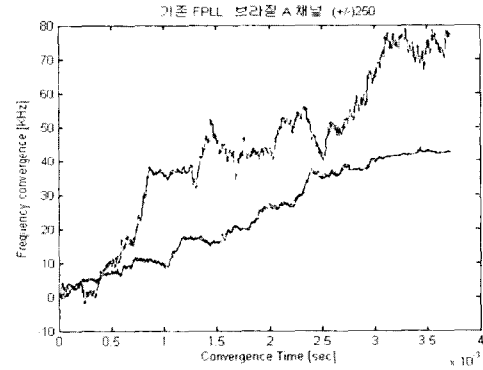
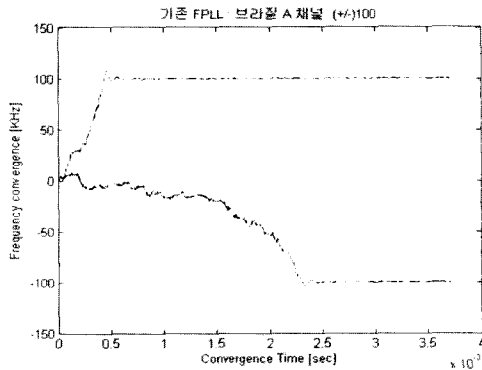


그림 11. Brazil A 채널에서 기존 FPLL의 NCO 입력 제어신호  
Fig. 11. NCO Input Control Signal of the Conventional FPLL in Brazil A Channel Model

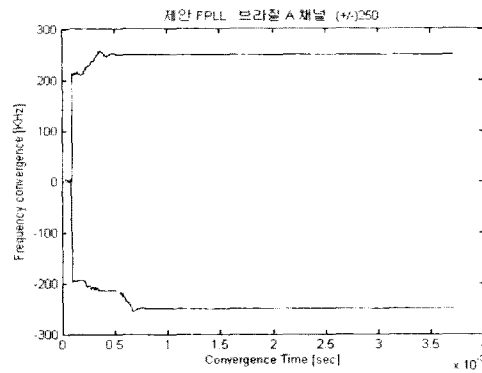
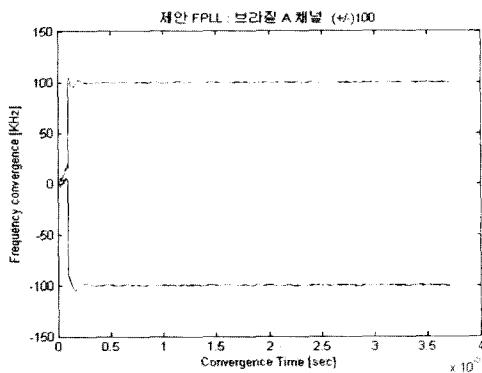


그림 12. Brazil A 채널에서 제안한 알고리즘의 NCO 입력 제어신호  
Fig. 12. NCO Input Control Signal of the Proposed Scheme in Brazil A Channel Model

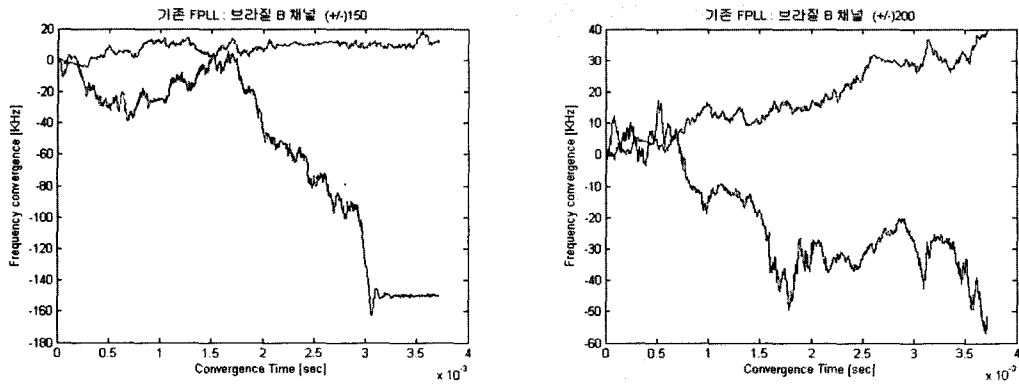


그림 13. Brazil B 채널에서 기존 FPLL의 NCO 입력 제어신호  
 Fig. 13. NCO Input Control Signal of the Conventional FPLL in Brazil B Channel Model

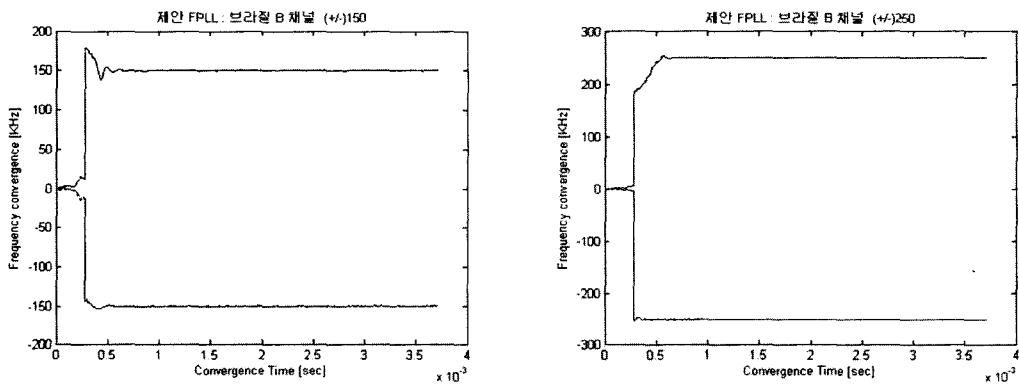


그림 14. Brazil B 채널에서 제안한 알고리즘의 NCO 입력 제어신호  
 Fig. 14. NCO Input Control Signal of the Proposed Scheme in Brazil B Channel Model

때, +100kHz 에 비해 -100kHz의 수렴 속도가 약 2ms만큼 그림 11을 통해 볼 수 있다. 음의 주파수 오프셋에 대해서는 -100kHz 이상에서는 더 이상 수렴이 이루어지지 않고 양의 주파수 오프셋에 대해서는 오프셋이 커질수록 수렴속도가 점점 느려지고 +250kHz 에 대해서는 3.7 ms 안에서 수렴하지 못한다. 하지만 NCO의 입력 제어신호가 전체적으로 +250kHz 방향으로 상승하는 모습을 보임에 따라 더욱 긴 시간 안에서는 NCO의 입력 제어신호가 수렴할 가능성이 있다.

그림 12를 통해 Brazil A 채널에서 제안한 알고리즘을 사용했을 시 기존 알고리즘보다 수렴시간이 줄고, 수렴범위가 넓어짐을 볼 수가 있다. 그림 12에서 NCO 입력 제어신호 값이 수직으로 한번에 변하는 것은 제안한 알고리즘이 작동하여 APC LPF의 버퍼 값을 바꾸었기 때문이다. 그림 12의

아래에서 제안한 알고리즘을 적용하여 버퍼 값을 바꾸면 주파수 오프셋은 약 ±250kHz에서 약 ±50kHz의 오프셋으로 줄어들는다. 약 ±50kHz의 잔류 오프셋은 기존 알고리즘에 의해 빠르고 정확하게 보정된다.

Brazil B 채널에서는 양의 주파수 오프셋에 대한 기존 알고리즘의 성능이 음의 주파수 오프셋의 경우보다 떨어짐을 그림 7의 주파수 특성 곡선을 통해 알 수 있었고, 그림 13에서 Brazil B 채널에서 기존 알고리즘은 양의 주파수 오프셋에 대해 +100kHz이상의 오프셋은 수렴하지 못 하지만, 음의 주파수 오프셋에 대해서는 3.7ms안에서 -150kHz까지는 수렴함을 확인할 수 있다. 제안한 알고리즘을 사용했을 때는 +250kHz의 주파수 오프셋에 대해 제안한 알고리즘이 +190kHz정도를 보정하고 남은 +60kHz정도를 기존 알고리즘



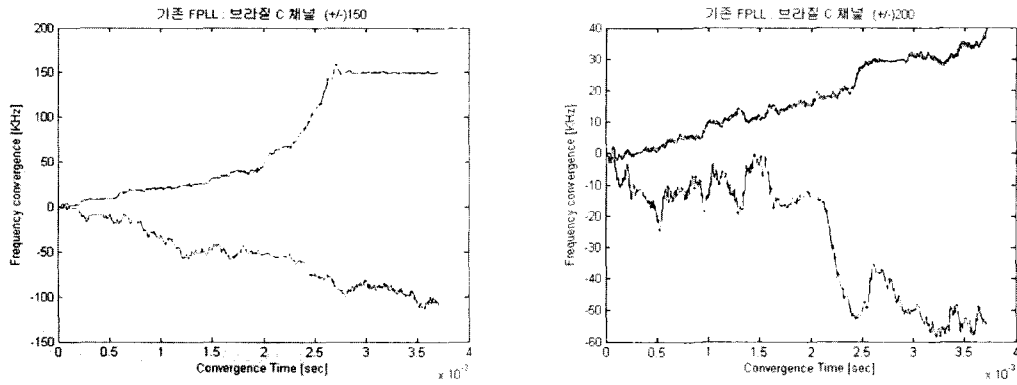


그림 15. Brazil C 채널에서 기존 FPLL의 NCO 입력 제어신호  
 Fig. 15. NCO Input Control Signal of the Conventional FPLL in Brazil C Channel Model

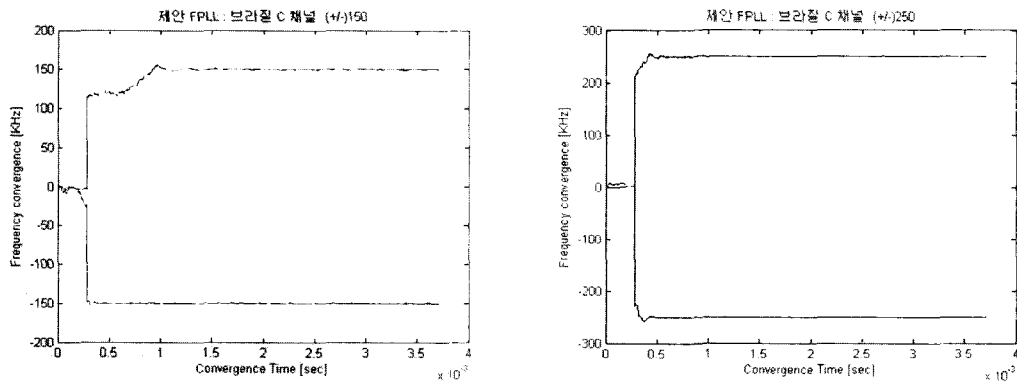


그림 16. Brazil C 채널에서 제안한 알고리즘의 NCO 입력 제어신호  
 Fig. 16. NCO Input Control Signal of the Proposed Scheme in Brazil C Channel Model

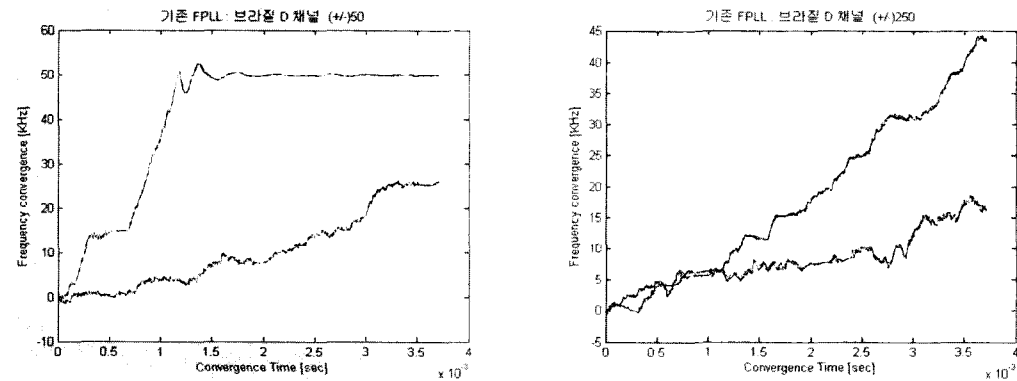


그림 17. Brazil D 채널에서 기존 FPLL의 NCO 입력 제어신호  
 Fig. 17. NCO Input Control Signal of the Conventional FPLL in Brazil D Channel Model

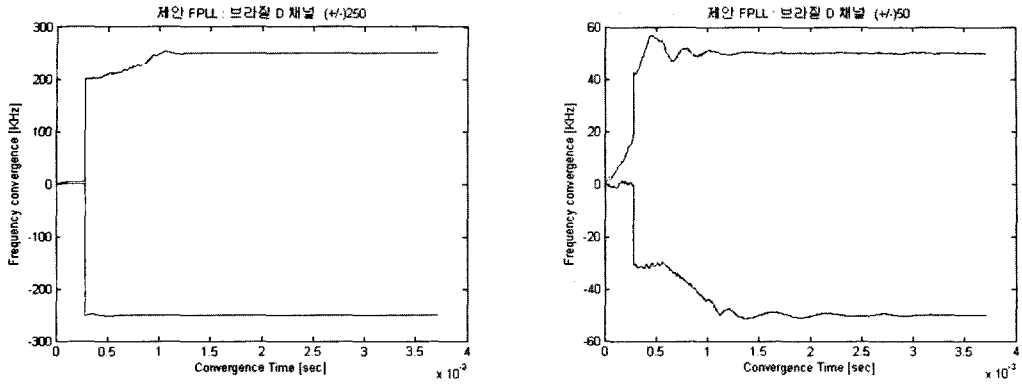


그림 18. Brazil D 채널에서 제안한 알고리즘의 NCO 입력 제어신호  
 Fig. 18. NCO Input Control Signal of the Proposed Scheme in Brazil D Channel Model

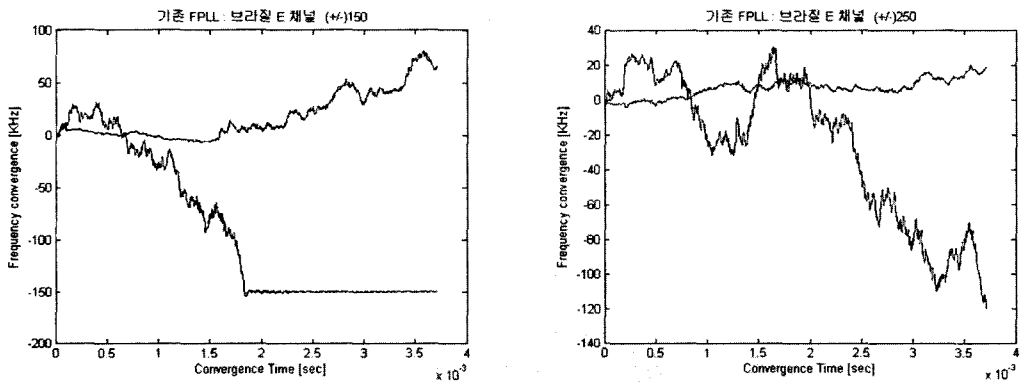


그림 19. Brazil E 채널에서 기존 FPLL의 NCO 입력 제어신호  
 Fig. 19. NCO Input Control Signal of the Conventional FPLL in Brazil E Channel Model

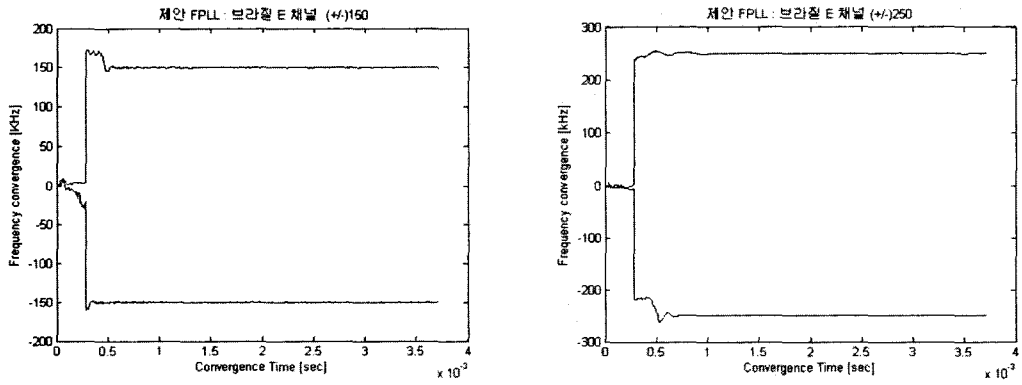


그림 20. Brazil E 채널에서 제안한 알고리즘의 NCO 입력 제어신호  
 Fig. 20. NCO Input Control Signal of the Proposed Scheme in Brazil E Channel Model

이 보정하는 것을 그림 14에서 볼 수 있다. -250kHz의 주파수 오프셋에 대해서는 제안한 알고리즘에서 거의 정확하게 보정하여 소량의 주파수 오프셋만이 잔류하여 매우 짧은 시간에 기존 알고리즘에 의해 수렴하였음을 볼 수 있다. 이처럼 제안한 알고리즘을 사용했을 때에 양의 주파수 오프셋과 음의 주파수 오프셋 모두 빠르고 안정적으로 수렴하는 것을 볼 수 있다.

Brazil C 채널은 Brazil A, B, D 채널에 비해 파일럿의 크기가 커서 수렴속도와 수렴범위가 넓다. 그림 15를 통해서 양의 주파수 오프셋의 성능이 음의 주파수 오프셋의 성능에 비해 좀 더 좋은 것을 볼 수 있고, 양의 주파수 오프셋에 대해서 +150kHz까지는 3.7ms안에서 수렴하지만, 그 이상에 대해서는 양과 음의 주파수 오프셋 모두 수렴하지 못 함을 볼 수 있다. 그림 16은 Brazil C 채널에서 제안한 알고리즘을 사용했을 때의 수렴과정이다. 기존 알고리즘에서 수렴이 안 됐던 주파수 오프셋에 대해 성능이 개선 됐음을 볼 수 있다.

Brazil D 채널은 파일럿의 왜곡이 커서 25%정도의 파일럿만 수신된다. 따라서 주파수 오프셋 수렴범위가 다른 채널에 비해 매우 좁고, 수렴속도 또한 느리며, 음의 주파수 오프셋에 대한 성능이 매우 열악하다. 그림 17에서 보듯 음의 주파수 오프셋에 대해서는 -50kHz 에서도 기존 알고리즘은 수렴하지 못 한다. 양의 주파수 오프셋에 대해서는 수렴속도는 점점 느려지기는 하지만 3.7ms 안에서 약 +200kHz 의 주파수 오프셋까지도 수렴을 한다. Brazil D 채널에서 제안한 알고리즘을 사용 시 성능이 개선되는 것을 볼 수 있지만, 기존 알고리즘의 수렴범위가 음의 주파수에 대해 매우 좁고(-30kHz 이내), 수렴속도가 느리기 때문에 Brazil D 채널에서는 다른 채널에 비해 제안 알고리즘에서 좀 더 정확하게 오프셋을 보정해 줄 필요가 있다.

Brazil E 채널에서는 파일럿이 커서 다른 Brazil A부터 Brazil D까지의 채널에 비해 기존 알고리즘의 수렴 속도가 빠르고, 수렴 범위가 넓음을 그림 7을 통해 볼 수 있다. 또한 음의 주파수 오프셋에 대한 수렴범위가 양의 주파수 오프셋에 대한 수렴범위보다 약간 더 넓다. 양의 주파수 오프셋에 대해서는 +150kHz 이내에서 기존 알고리즘은 수렴 하지만, 그 이상에 대해서는 수렴하지 못 한다. 음의 주파수 오프셋에 대해서는 3.7ms 안에서 -200kHz 정도까지 수렴하고 그 이상은 수렴하지 못 한다. 제안한 알고리즘을 사용하면 다른 채널과 마찬가지로 그림 20처럼 수렴시간이 줄고 수렴범위가 늘어난다.

제안한 알고리즘이 오프셋 양을 정확하게 추정하여 보정하는 경우도 있지만, 음의 주파수 오프셋이나 양의 오프셋에 대해 수렴범위가 좁아지는 것을 보완하기 위한 알고리즘이므로 대부분 잔류 오프셋을 남기고, 잔류 오프셋은 기존 알고리즘에 의해 훌륭히 보정됨을 볼 수 있었다.

## V. 결 론

기존 FPLL 방식은 VSB 스펙트럼 좌측에 있는 파일럿만을 사용하므로 파일럿이 채널에 의해 왜곡되고 파일럿 주위의 스펙트럼 모양이 달라짐에 따라 주파수 동기의 수렴속도가 느려지거나 주파수 동기의 수렴범위가 양과 음의 주파수 오프셋에 대해 비대칭적으로 좁아지는 단점을 가지고 있었다. 제안하는 알고리즘은 이러한 주파수 수렴범위의 비대칭성을 보완하기 위해 파일럿 추출필터 왼쪽과 VSB 스펙트럼 오른쪽 끝에 추가적인 필터를 설치하였고, 이러한 필터들을 통과한 신호의 전력량을 이용함으로써 주파수 오프셋 발생시 양과 음의 주파수 오프셋 방향에 상관없이 넓은 주파수 수렴범위를 갖게 하였다. 또한 일정시간동안 필터를 통과한 신호의 전력량을 이용하였기 때문에 파일럿 신호의 의존도를 줄여 수렴속도를 빠르게 할 수 있었다.

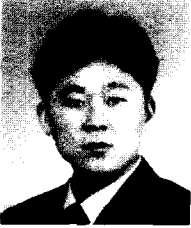
## 참 고 문 헌

- [1] ATSC A/53, ATSC digital television standard, Sep. 1995.
- [2] ATSC A/54, Guide to the use of the ATSC digital television standard, Sep. 1995.
- [3] Gary Sgrignoli, Wayne Bretl, and Richard Citta, "VSB Modulation Used for Terrestrial and Cable Broadcasts," IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol.41, no.3, pp.367-382, Aug. 1995.
- [4] R. Citta, "Frequency and Phase Lock Loop," IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol.23, no.3, pp. 358-365, Aug. 1997.
- [5] Young-Jae Ryu and Dong-Seog Han, "Frequency synchronization algorithm robust to pilot distortion in ATSC system," IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol.48, no.3, pp.610-615, Aug. 2002.
- [6] D.S. Han, M.H. Lee and K.H. Park, "Development of a Digital FPLL ASIC for GA HDTV Receivers," IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol.43, no.3, pp.747-754, Aug. 1997.
- [7] Zhaoyang Zhang, Yanyan Cui and Peiliang Qiu, "A novel all digital VSB carrier recovery loop for HDTV terrestrial," IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol.46, no.2, pp.265-269, May. 2000.
- [8] Yiyang Wu, Xianbin Wang, Richard Citta, Benoit Ledoux, Sebastien Lafleache and Bernard Caron, "An ATSC DTV Receiver with Improved Robustness to Multipath and Distributed Transmission Environments," IEEE Trans. Broadcasting, vol.50, no.1, pp.32-41, Mar. 2004.
- [9] Tim Laud, Mark Aitken, Wayne Bretl, K.Y.Kwak, "Performance of 5th Generation 8-VSB Receivers," IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol.50, no.4, pp.1076-1080, Nov. 2004.
- [10] Natali, F., "AFC Tracking Algorithms," IEEE Trans. Commun., vol.32, no.8, pp.935-347, Aug. 1984.
- [11] Mackenzie report, refer to the test in DTV systems, May. 2000.

---

 저 자 소 개
 

---



## 송 현 근

- 2001년 2월 : 인하대학교 전자공학과 졸업(공학사)
- 2003년 9월~현재 : 인하대학교 정보통신대학원 재학(공학석사)
- 주관심분야 : 광대역 무선전송, 이동통신, 디지털방송 분야



## 이 주 형

- 2004년 2월 : 인하대학교 전자공학과 졸업(공학사)
- 2003년 3월~현재 : 인하대학교 정보통신대학원 재학(공학석사)
- 주관심분야 : 광대역 무선전송, 이동통신, 디지털방송 분



## 김 재 명

- 1974년 2월 : 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사)
- 1981년 8월 : 미국 남주대학교(USC) 전기공학과 졸업(공학석사)
- 1987년 8월 : 연세대학교 전자공학과 졸업(공학박사)
- 1974년 3월~1979년 6월 : 한국과학기술연구소, 한국통신기술연구소 근무
- 1982년 9월~2003년 3월 : 한국전자통신연구원 위성통신연구단 단장/무선방송연구소 소장 역임
- 2003년 4월~현재 : 인하대학교 정보통신대학원 교수
- 현재 : 한국통신학회 상임이사, 한국방송공학회 부회장, 통신위성우주산업연구회 부회장 외 정부 및 다수 기업에 기술자문 등으로 활동 중
- 주관심분야 : 광대역 무선전송, 이동통신 및 위성통신, 디지털방송 분야



## 음 호 민

- 1998년 2월 : 고려대학교 전자공학과 졸업(공학사)
- 2000년 2월 : 고려대학교 전자공학과 대학원 졸업(공학석사)
- 2000년 5월~현재 : 한국전자통신연구원 재직
- 주관심분야 : 통신신호처리, 디지털방송 분야



## 김 승 원

- 1986년 2월 : 성균관대학교 전자공학과 졸업(공학사)
- 1988년 2월 : 성균관대학교 전자공학과 졸업(공학석사)
- 1999년 4월 : University of Florida ECE 졸업(공학박사)
- 1988년 8월~1989년 2월 : 예비역 사관 후보생
- 1989년 6월~현재 : 한국전자통신연구원 DTV시스템연구팀장