

스펙트럼 상관관계를 이용한 ATSC 지상파 DTV의 고속 주파수 동기 방법

준회원 이주형*, 송현근*, 남완주*, 정회원 김재명*, 김승원**

The Method of high speed Frequency Synchronization Using Spectrum correlation in ATSC terrestrial DTV System

Joo-Hyung Lee*, Hyun-Keun Song*, Wan-ju Nam* *Semi-regular Members*

Jae-Moung Kim*, Seung-Won Kim** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 ATSC 지상파 DTV 시스템에서 스펙트럼 상관관계를 이용한 주파수 동기 방법을 제안한다. 파일럿 신호를 이용하는 기존 알고리즘은 다중경로와 이동수신 환경에 의해 파일럿 주변의 스펙트럼 왜곡이 심하면 주파수 오프셋 추정 오류가 발생한다. 제안하는 알고리즘은 파일럿을 사용하지 않고 기준 스펙트럼과 수신된 스펙트럼 사이의 상관관계를 이용하여 주파수 동기를 획득하기 때문에 기존의 동기 방식에 비해 빠르고 정확하게 주파수 동기를 획득할 수 있다. 또한 파일럿을 사용하지 않는 새로운 ATSC 주파수 동기 방식을 제시한다.

Key Words : ATSC, carrier recovery, FPLL, correlation, synchronization

ABSTRACT

This paper proposes the method of frequency synchronization using the spectrum correlation in ATSC terrestrial DTV system. If the spectrum around pilot is severely distorted by multipath or mobile reception environment, the conventional algorithm using the pilot signal makes the estimation error of the frequency offset. Because the proposed algorithm acquires frequency synchronization using the correlation between the received spectrum and the standard spectrum without the use of pilot, the proposed method can acquire frequency synchronization faster and more accurate than conventional algorithm. And this paper proposes new method for ATSC frequency synchronization without the use of pilot.

I. 서 론

8-VSB(vestigial sideband) 변조 기법을 사용하는 ATSC 지상파 방송은 고품질(HD)의 영상과 CD급 고음질 음향을 지원하기 위해 높은 데이터율을 가지고 있다^{[1][3]}. 이는 다중경로가 심한 실내수신 환경뿐만 아니라 이동 수신 환경에 대한 연구가 계속되어짐에 따라 반송파 동기의 문제는 중요한 연구과

제가 되고 있다.

기존의 ATSC 규격에서는 VSB변조 전 각 신호에 DC 1.25V의 파일럿 신호를 더하여 전송하고 Citta 알고리즘을 사용한 FPLL(Frequency Phase Locked Loop)구조로 반송파 동기를 획득한다^[4]. FPLL은 주파수 동기 획득 시 파일럿 신호만을 사용하기 때문에 수신 후 파일럿의 크기와 파일럿 주위의 스펙트럼 모양에 따라 주파수 수렴범위와 속

* 인하대학교 정보통신 대학원 무선전송 연구실(leejjuru@naver.com), ** 한국전자통신연구원
논문번호 : KICS2005-06-234, 접수일자 : 1998년 6월 8일

도가 달라진다. 파일럿 왜곡이 작고 큰 반송파 주파수 오프셋이 발생하지 않는 경우에는 기존 반송파 주파수 동기 방법으로 오프셋 추정이 가능하나 다중 경로에 의해 파일럿이 크게 왜곡되거나 음의 방향으로 큰 반송파 주파수 오프셋이 발생하는 경우에는 반송파 주파수 오프셋 추정 오류가 발생한다⁵⁾. 또한 이동 수신 시 이러한 오류는 더욱 증가할 수 있다. 따라서 파일럿의 크기와 파일럿의 모양에 의존하지 않고 독립적으로 주파수 동기를 획득하기 위한 연구가 계속되고 있다. 주파수 동기 시간을 줄이기 위해 구현을 간단히 하거나 파일럿 성분 이외의 데이터 성분을 함께 이용하는 방법, 스펙트럼 양쪽에 필터를 사용하여 오프셋을 추정하는 방법, 오프셋에 따라 필터를 적용시키는 방법등 다각도의 연구가 이루어지고 있다⁷⁻¹¹⁾.

본 논문에서는 기존 스펙트럼과 수신된 스펙트럼 사이의 상관도를 이용하여 주파수 동기를 획득하는 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 기존의 FPLL의 문제점을 보완하고 빠른 수렴 속도와 넓은 주파수 오프셋 수렴범위를 얻을 수 있다. II장에서는 기존의 주파수 동기 알고리즘과 문제점을 논의 하고 III장에서는 새로운 동기 방법을 제시하고 IV장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 성능을 비교 분석한다. V장에서는 결론을 맺는다.

II. 기존 주파수 동기 획득 방법과 특성

ATSC 송신단에서 VSB 변조를 하기 전에 모든 신호에 DC 1.25V의 파일럿 신호를 더하여 전송한다. 이 파일럿 신호는 그림 1과 같이 VSB 스펙트럼의 왼쪽에 위치한다¹¹⁻¹³⁾.

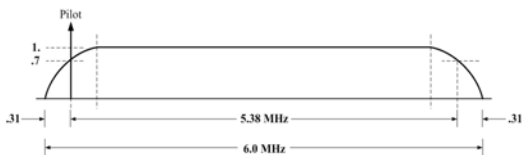


그림 1. VSB 신호의 스펙트럼
Fig. 1. Spectrum of the VSB Signal

이러한 VSB 신호가 채널을 통과한 후 수신된 신호는 그림 2와 같은 ATSC규격에 있는 FPLL구조로 주파수와 위상동기를 획득한다¹¹⁻¹²⁾4).

그림 2에서와 같이 수신된 입력신호는 튜너(tuner)와 SAW(Surface Acoustic Wave)필터를 통과 후 세 번째 발진기에 의해 실수부와 허수부로 분리된

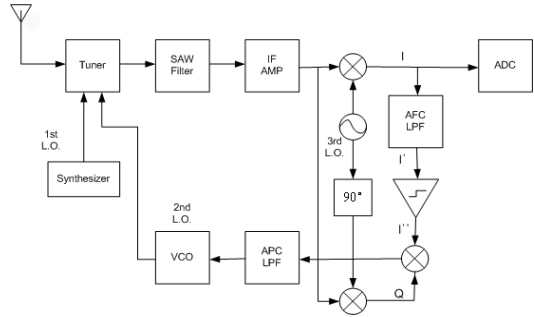


그림 2. 기존 FPLL의 블록도
Fig. 2. Block Diagram of the Conventional FPLL

다. 이 때, 세 번째 발진기의 주파수와 위상을 f_{osc} 과 θ_{osc} 라고 하고 파일럿의 주파수와 위상을 f_p 와 θ_p 라고 하면 실수부와 허수부는 다음과 같은 식으로 표현된다⁴⁾5).

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

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

$I(t)$ 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° 이동시킨다⁴⁾10)12). AFC LPF의 특성은 그림 3과 같고, AFC LPF를 통과한 신호는 식 (1)에서 낮은 대역의 성분만 남게 되고, 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\dot{I}(t) = \pm \sin(2\pi \Delta f t + \Delta \theta) \quad (3)$$

$$\Delta f = f_{osc} - f_p, \quad \Delta \theta = \theta_{osc} - \theta_p$$

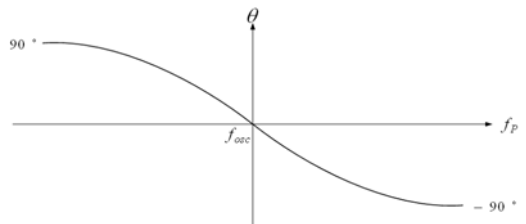


그림 3. AFC LPF의 위상 특성
Fig. 3. Phase Characteristic of the AFC LPF

Δf 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.

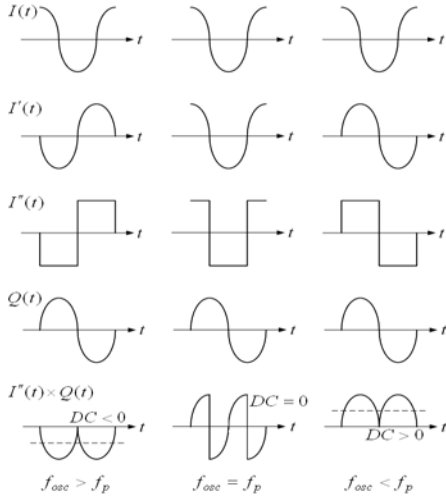


그림 4. FPLL 각 단의 신호파형
Fig. 4. Signals on each stage of the conventional FPLL

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 옵셋을 보정한다. 기존 FPLL의 주파수 옵셋 보정과정을 그림 4에 간략히 나타내었다. 양의 주파수 옵셋이 발생하면 DC 전압 값은 양수가 되고, 음의 주파수 옵셋이 발생하면 DC 전압 값은 음수가 된다. 이러한 동작이 계속적으로 이루어지다 보면 주파수 동기를 획득하게 되고, 이후 FPLL은 위상 옵셋을 보정한다^{[4][5][7][8][10]}.

그림 5은 파일럿의 크기에 따른 기존 FPLL의 주파수 특성 곡선이다. 파일럿이 왜곡되지 않더라도 기존 FPLL에서 음의 주파수 옵셋 수렴범위가 양의 주파수 옵셋 수렴범위에 비해 더 좁음을 그림 5에서 볼 수 있다. 또한, 파일럿의 왜곡이 커질수록 수렴범위가 좁아지고, 그림 4에서의 DC 전압값이 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.

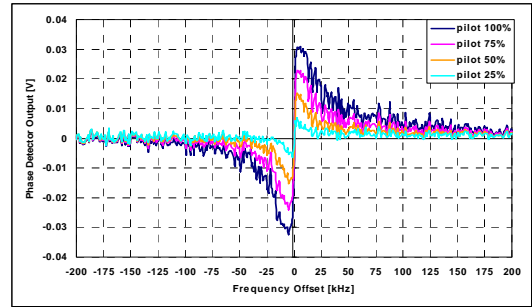


그림 5. 파일럿 크기에 따른 FPLL의 주파수 특성곡선
Fig. 5. Frequency characteristic curve of the conventional FPLL according to magnitude of pilot

표 1. 라질 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[μ 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[μ 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[μ 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 | 0.0 | -2.8 |
| | Delay[μ 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[μ S] | 0.00 | 1.00 | 2.00 | - | - | - |

일반적으로 DTV에서는 Brazil 채널 모델을 사용하는데 이 테스트 채널 모델은 표 1과 같이 5가지 유형이 있다. A와 B는 실외 수신 안테나 환경, C는 실외와 실내 중간 지점, D는 실내 안테나 환경이고, E는 SFN(Single Frequency Network)환경이다^[13].

그림 6은 브라질 채널에 따른 기존 FPLL의 주파수 특성곡선이다. 그림 6에서의 위상 검출기 루프 필터의 출력 전압값을 비교해 봄으로써 전체적인 채널 통과 후 스펙트럼의 감쇄 정도와 파일럿의 크기를 알 수 있다. Brazil C와 E 환경은 파일럿 크기가 크고 Brazil D 환경은 약 75%의 파일럿 왜곡이 있음을 알 수 있다. 따라서 Brazil E나 Brazil C는 수렴속도가 빠를 수 있고 Brazil D의 경우는 수렴속도가 다른 환경에 비해 느릴 것이라고 예상할 수 있다. 이는 AGC(Automatic Gain Control)을 이용하여 어느 정도 해결 할 수 있으나 수렴 범위와 모양은 그대로 유지된다.

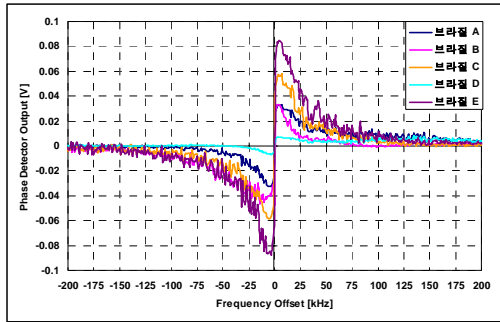


그림 6. 브라질 채널에 따른 FPLL의 주파수 특성곡선
Fig. 6. Frequency characteristic curve of the conventional FPLL according to Brazil channels

그림 6을 통해 채널에 따라 양의 주파수 옵셋 방향과 음의 주파수 옵셋 방향사이에서 수렴범위의 비대칭성이 나타남을 볼 수 있다. Brazil B는 음의 주파수 옵셋의 수렴범위가 양의 주파수 옵셋에 비해 넓고, 이와 반대로 Brazil D는 음의 주파수 옵셋의 수렴범위가 양의 주파수 옵셋의 수렴범위보다 좁다. 이는 파일럿 주위의 데이터 스펙트럼 모양에 의존한다.

본 논문에서는 이동 수신에 대한 채널 정보는 표 2에서와 같이 ITU-R M.1225에 제시된 Channel profile을 사용하였다. 여기서 채널 B는 같은 이동 환경 시 가장 열악한 조건을 나타낸다^[14]. 그리고 이동국의 속도에 대한 도플러 효과는 Jakes' Model을 이용하고 반송파 주파수는 UHF대역 채널 15번인 476MHz를 사용하여 모의 실험하였다^[15].

그림 7는 이동국의 속도에 따른 기존 FPLL의 주파수 특성 곡선이다. 그림에서와 같이 이동국의 속도가 증가하여 도플러 주파수가 커지면 지터가 심해진다. 전체적인 전압 크기 역시 브라질 채널에 비해 작은 것을 알 수 있다. 따라서 이동 수신시 주파수 동기 옵셋이 발생하면 기존 FPLL은 동기 획득

표 2. 이동수신 채널 모델
Table 2. Mobile Received Channel Model

| | | Path 1 | Path 2 | Path 3 | Path 4 | Path 5 | Path 6 |
|---|------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| A | Amp. | 1.0 | 0.794 | 0.1258 | 0.1 | 0.032 | 0.01 |
| | dB | 0 | -1.0 | -9.0 | -10.0 | -15.0 | -20.0 |
| | Delay [ns] | 0 | 310 | 710 | 1090 | 1730 | 2510 |
| B | Amp. | 0.562 | 1.0 | 0.052 | 0.1 | 0.003 | 0.025 |
| | dB | -2.5 | 0 | -12.0 | -10.0 | -25.0 | -16.0 |
| | Delay [ns] | 0 | 300 | 8900 | 12900 | 17100 | 20000 |

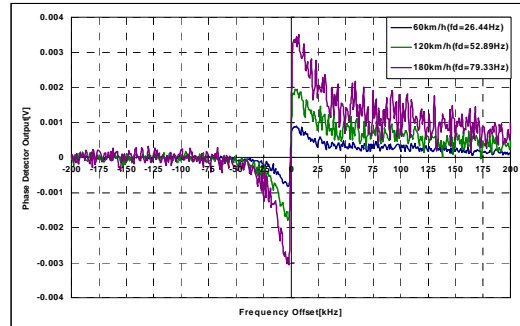


그림 7. 이동국의 속도에 따른 FPLL의 주파수 특성곡선
Fig. 7. Frequency characteristic curve of the conventional FPLL according to velocity of mobile

이 오래 걸리고 주파수 옵셋 추정 오차가 발생할 가능성이 높아짐을 알 수 있다.

III. 제안하는 반송파 동기 알고리즘

기존의 파일럿을 이용한 주파수 동기방법의 문제점을 보완하여 다음과 같은 알고리즘을 제안한다. 새로운 알고리즘은 송신신호와 같은 기준 스펙트럼과 채널통과 후의 스펙트럼과의 상호상관관계(cross-correlation)를 이용한다.

ATSC DTV 프레임 구조에 세그먼트 동기를 위한 832심볼의 필드 싱크를 오버샘플링 한 알고 있는 정보 데이터를 이용하여 기준신호를 만든다. 하지만 DTV의 중심 주파수를 가지고 6MHz의 대역폭을 가진 임의의 스펙트럼을 만들어 이를 기준 신호로 이용할 수 있다. 이러한 신호를 이용하여 기준 스펙트럼을 생성하고 채널 통과 후 주파수 옵셋이 발생한 신호의 스펙트럼과 기준 스펙트럼을 상호

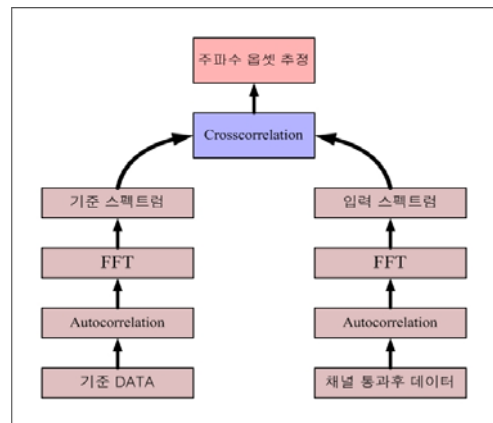


그림 8. 주파수 스펙트럼 상관관계 개요도
Fig. 8. Concept diagram of frequency spectrum correlation

상관함으로써 두 스펙트럼이 정확히 교차하는 최대값의 위치를 찾아내고 이 최대값의 위치가 중심에서 얼마나 벗어났는가를 이용하여 주파수 오프셋의 크기를 추정하는 방법이다. 따라서 파일럿의 유무에 관계없이 스펙트럼 자체를 비교함으로써 주파수 동기를 획득할 수 있다. 그림 8은 주파수 스펙트럼 상관관계를 구하는 개요도를 나타낸다.

자기상관관계(auto-correlation)는 어떤 시간에서의 신호값과 다른 시간에서의 신호값과의 상관성을 나타내는 것으로 시간 t 에서의 신호값 $x(t)$ 와 τ 만큼의 시간 지연이 있을 때 자기상관관계는 두 신호값의 곱에 대한 평균으로 식(4)과 같이 정의된다.

$$R_{xx}(\tau) = E\{X_1 X_2\} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t+\tau)dt \quad (4)$$

$R_x(\tau)$ 는 푸리에 변환(Fourier Transform)을 통하여 신호의 전력 스펙트럼 밀도(Power Spectrum Density)로 나타낼 수 있다. 식(5)에서 상관관계 함수는 시간영역에서는 신호의 상관관계를 나타내는 함수가 되고 주파수 영역에서는 그 신호가 포함하고 있는 에너지 또는 전력의 분포를 나타내는 함수가 된다. 이 관계를 Wiener-Khinchine 이론이라고 한다. 두 함수의 상호 상관 함수는 식 (6)에서와 같이 정의되고, 두 스펙트럼 $S_x(f)$ 와 $S_y(f)$ 의 상호 상관 함수는 식(7)와 같이 정의 된다¹⁶⁾.

$$F\{R_x(\tau)\} = S_x(f) \quad (5)$$

$$S_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

$$R_{xy}(t_1 - t_2) = R_{xy}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t-\tau) dt \quad (6)$$

$$R_{S_x, S_y}(k) = \sum_{k=0}^N S_x(f)S_y(f+k) \quad (7)$$

기준 신호와 채널 통과 후 신호의 스펙트럼을 각각 절대값 신호로 바꾸어주고 FFT 크기의 중심으로 부터 대칭적으로 만들어진 스펙트럼 중 반만을 사용하여 두 스펙트럼의 상호 상관 함수(cross-correlation function)를 이용하여 두 스펙트럼의 상관관계를 파악한다. 식(7)에서 두 스펙트럼의 상호상관 후 연은 최대값의 위치는 두 스펙트럼의 정확히 교차하는 위치를 나타내고 상관관계의 중심과 최대값 위치의 차는 식(8)과 같이 수신된 채널의 주파수 오프셋 정도를 나타낸다. 이때, FFT 크기를 증가하면

주파수 오프셋의 추정 오차를 줄일 수 있다. 이 경우 구현상의 복잡도는 증가되나 DSP의 발전과 더불어 복잡도는 점차 감소될 것이다. 기존 FPLL로 이동하기 전에 식(9)와 같이 판단한 추정 오프셋값으로 한번에 주파수 동기를 바꾸어 주면 빠른 주파수 동기와 위상 동기를 획득할 수 있다.

$$e_k = [(max_k) - (\frac{FFTsize}{2} - 1)] \quad (8)$$

$$freq.offset = e_k \times \frac{10.7622 \times 10^6 \times oversample}{FFTsize} \quad (9)$$

단위 : [Hz]

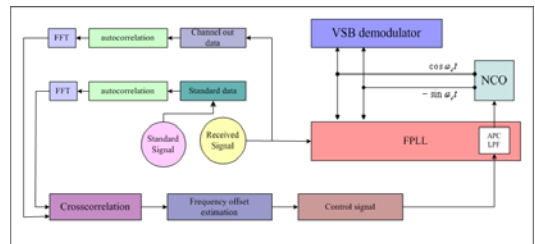


그림 9. 제안된 ATSC시스템의 주파수 동기 알고리즘 블록도
Fig. 9. Proposed algorithm block diagram of frequency synchronization in ATSC system

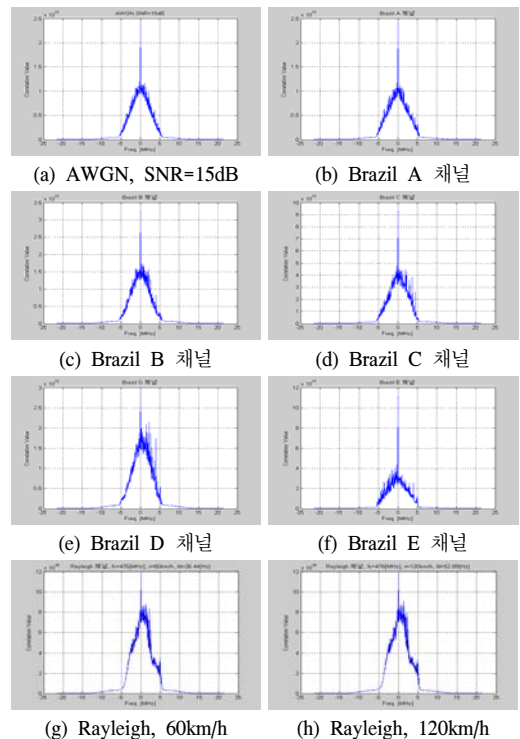


그림 10. 채널에 따른 상호상관 결과
Fig. 10. Result of cross-correlation according to channels

그림 9는 ATSC DTV시스템에서 제안된 주파수 동기 알고리즘의 전체 블록도를 나타낸다. 그림 9와 같이 주파수 옵셋 크기를 추정하고 추정된 옵셋의 값으로 NCO의 값을 한번에 바꾸어 준다. 이후 FPLL동작으로 정확한 수렴 값을 얻게 된다.

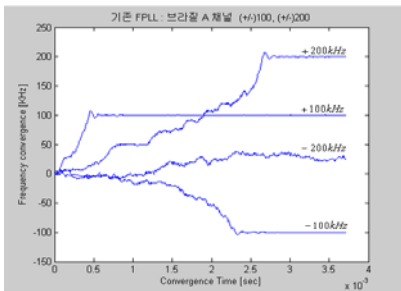
그림 10는 SNR 15dB에서 주파수 옵셋이 0Hz일 때의 송신 스펙트럼과 수신 스펙트럼의 상호상관 결과이다. 그림 10에서처럼 0Hz일 때 최대값을 갖는 것을 볼 수 있다. 브라질 채널 뿐만아니라 이동 수신 채널에서도 상관 특성이 좋은 것을 볼 수 있다. 따라서 주파수 옵셋이 발생하면 상호상관 후의 최대값의 위치로 그 옵셋의 추정 정도를 파악할 수 있게 된다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 분석

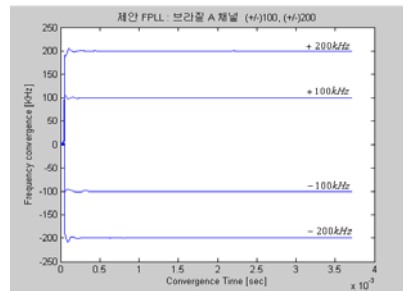
그림 11부터 그림 17까지는 ATSC 규격에 있는 기존 동기 방법과 제안된 동기 방법의 성능을 시간에 따라 NCO로 입력되는 제어신호로 비교해 보았다. 시뮬레이션 환경은 브라질 채널과 이동 수신 채널을 사용하였다. 반송파의 중심 주파수는 UHF TV 채널 15인 476MHz로 하였고 속도는 60km/h와

120km/h를 측정하였다. 따라서 이동 시 최대 도플러 주파수는 각각 26.44Hz와 52.89Hz로 적용된다. 채널 통과 후 입력되는 데이터의 관찰 시간은 4ms까지를 측정하였고 SNR은 15dB로 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 결과는 각각의 채널에 주파수 옵셋 $\pm 100kHz$ 와 $\pm 200kHz$ 에 대해 동기 성능을 살펴본다.

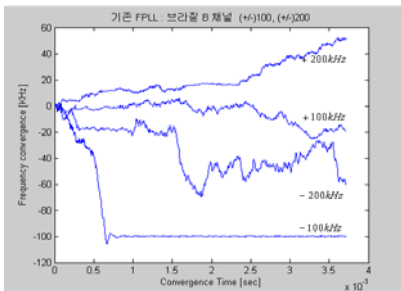
기존의 FPLL은 그림 6과 그림 7에서 각 채널에 대한 주파수 특성곡선과 같이 주파수 동기 성능은 기존 FPLL의 주파수 옵셋의 수렴 범위와 전압값에 제한되어 나타난다. 브라질 B는 음의 주파수 영역의 수렴 범위가 넓고 브라질 D는 양의 주파수 영역의 수렴범위가 넓다. 제안된 방법은 넓은 주파수 옵셋 범위에서 빠른 수렴을 하는 것을 볼 수 있다. 제안된 방법의 그림에서 수직으로 크게 값이 움직이는 것은 기존 FPLL의 APC LPF의 버퍼값을 한번에 바꿔주기 때문이다. 또한 처음 추정된 추정 오차가 발생하는 것을 볼 수 있는데 이는 FFT 사이드를 크게 하면 좀 더 정확해질 수 있다. 시뮬레이션에서는 오버샘플된 2048개의 샘플을 이용하여 FFT 사이드를 2048개로 하였다. 따라서 최대 추정 오차는 FFT 포인트 간격인 21kHz정도 발생 할 수 있다. 하지만 FFT 사이드를 늘리면 주파수 추정 오차



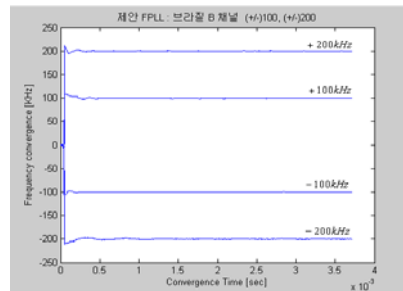
(a) Brazil A 채널에서 기존 FPLL 동기성능
그림 11. 브라질 A 채널에서의 NCO제어 입력신호
Fig. 11. NCO input control signal in Brazil A channel



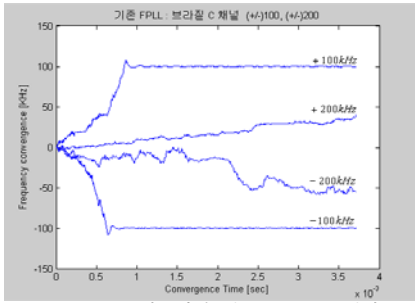
(b) Brazil A 채널 제안된 FPLL 동기성능



(a) Brazil B 채널에서 기존 FPLL 동기성능
그림 12. 브라질 B 채널에서의 NCO제어 입력신호
Fig. 12. NCO input control signal in Brazil B channel

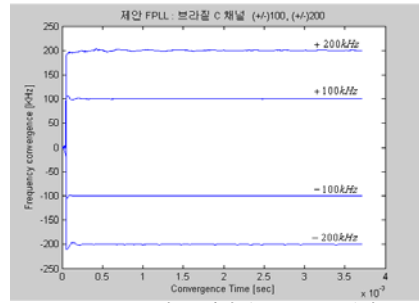


(b) Brazil B 채널 제안된 FPLL 동기성능

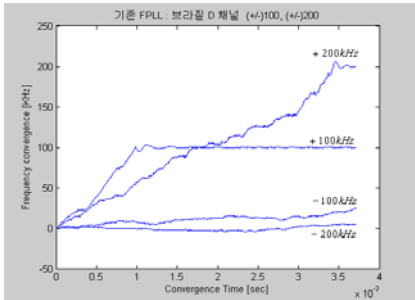


(a) Brazil C 채널에서 기존 FPLL 동기성능

그림 13. 브라질 C 채널에서의 NCO제어 입력신호
Fig. 13. NCO input control signal in Brazil C channel

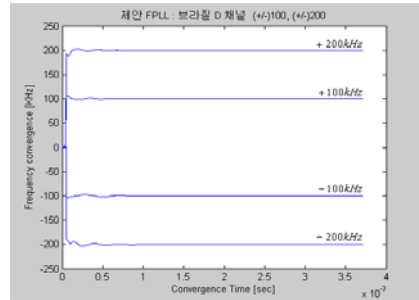


(b) Brazil C 채널 제안된 FPLL 동기성능

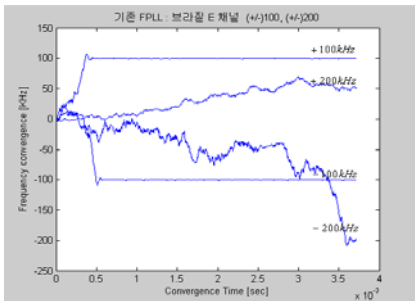


(a) Brazil D 채널에서 기존 FPLL 동기성능

그림 14. 브라질 D 채널에서의 NCO제어 입력신호
Fig. 14. NCO input control signal in Brazil D channel

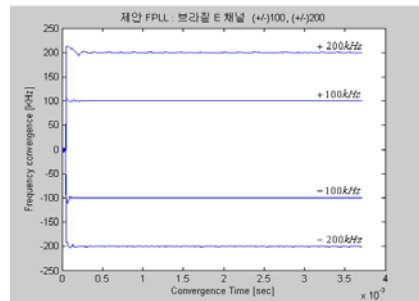


(b) Brazil D 채널 제안된 FPLL 동기성능

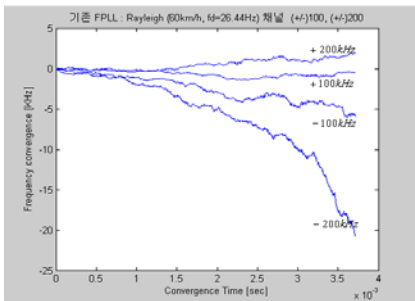


(a) Brazil E 채널에서 기존 FPLL 동기성능

그림 15. 브라질 E 채널에서의 NCO제어 입력신호
Fig. 15. NCO input control signal in Brazil E channel

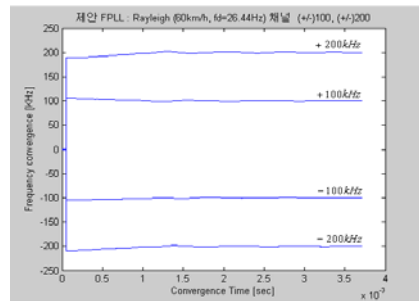


(b) Brazil E 채널 제안된 FPLL 동기성능

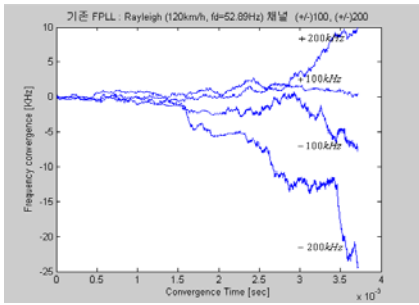


(a) Rayleigh(60km/h)에서 기존 FPLL 동기 성능

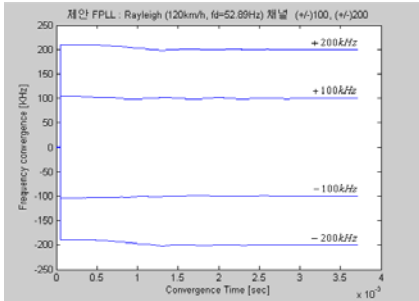
그림 16. Rayleigh(60km/h) 채널에서의 NCO제어 입력신호
Fig. 16. NCO input control signal in Rayleigh(60km/h) channel



(b) Rayleigh(60km/h)에서 제안된 FPLL 동기 성능



(a) Rayleigh(120km/h)에서 기존 FPLL 동기 성능



(b) Rayleigh(120km/h)에서 제안된 FPLL 동기 성능

그림 17. Rayleigh(120km/h) 채널에서의 NCO 제어 입력 신호
Fig. 17. NCO input control signal in Rayleigh(120km/h) channel

를 줄일 수 있게 된다. 그림 16과 그림 17은 이동 수신 환경인 레일리 채널에서 속도에 따른 ATSC 주파수 동기 성능을 나타낸다. 그림 7의 이동 수신 채널의 주파수 특성 곡선에서 볼 수 있듯이 이동 수신 채널에서는 브라질 채널에 비해 작은 전압을 가지고 있고 수렴 범위도 작은 것을 알 수 있다. 따라서 시뮬레이션 시간인 4ms에서 전혀 수렴되지 못하고 있는 것을 볼 수 있다. 하지만 제안된 방법에서는 이동 수신 채널에서도 상관관계의 특성이 좋기 때문에 넓은 수렴 범위와 매우 빠른 수렴 속도를 가지게 된다.

V. 결론

ATSC 지상파 DTV 시스템에서 규정한 파일럿 신호를 사용하는 기존 FPLL 방식은 채널에 의해 신호가 왜곡되면 파일럿 신호와 파일럿 주위의 스펙트럼 모양이 왜곡되어 주파수 동기 성능의 열화를 가져온다. 하지만 제안하는 스펙트럼 상관관계를 이용한 동기 방법은 파일럿을 이용하지 않고 기준 주파수와 채널 통과 후 주파수와의 상호 상관관계를 가지고 주파수 옵셋을 추정해내기 때문에 파일럿 신호에 의존하는 기존 주파수 동기 알고리즘에 비해 주파수 동기 수렴 범위를 늘려주고 수렴 속도를

를 빠르게 할 수 있다. 이는 이동 수신 채널 환경에서도 그대로 적용되어 ATSC 시스템의 이동 수신에 대한 주파수 동기 문제도 해결 할 수 있게 된다. FFT 사이즈를 넓혀주면 좀 더 정확한 옵셋 추정이 가능하고 이후 루프 필터등을 결합하면 기존의 파일럿을 사용하지 않는 새로운 동기방식으로 빠르고 정확한 동기를 획득할 수 있을 것이다.

참고 문헌

- [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] Yong-Tae Lee, Soon-Chan Kwan, Homin Eum, Seung-Won Kim, and Jong-Soo Seo, "An Adaptive Carrier Synchronization Technique for Robust 8-VSB DTV Reception," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 51, no. 1, pp33-40, Feb. 2005.
- [11] 송현근, 이주형, 김재명, 음호민, 김승원, "ATSC DTV 시스템에서 스펙트럼 양끝 전력을 이용한 주파수 동기 성능 개선," *방송학회 논문지*, 제10권, 제1호, pp.31-42, March 2005.
- [12] Natali, F., "AFC Tracking Algorithms," *IEEE Trans. Commun.*, vol.32, no.8, pp.935-347, Aug. 1984.
- [13] Mackenzie report, refer to the test in DTV systems, May 2000.
- [14] Rec. ITU-R M.1225, Guideline for evaluation of radio transmission technologies for ITM-2000, pp.27-29, 1997.
- [15] Gordon L. Stuber, *principles of Mobile Communication*, Kluwer Academic Publishers, second edition, pp80-85, 2001.
- [16] Alberto Leon-Garcia, *Probability and Random Processes for Electrical Engineering*, Addison Wesley, second edition, pp.403-413, 1994.

이 주 형 (Joo-Hyung Lee) 준회원



2004년 2월 인하대학교 전자공학과 졸업(공학사)
2004년 3월~현재 인하대학교 정보통신대학원 재학(공학석사)
<관심분야> 디지털 방송분야, 이동통신, 무선전송

송 현 근 (Hyun-Keun Song) 준회원



2001년 2월 인하대학교 전자공학과 졸업(공학사)
2003년 9월~현재 인하대학교 정보통신대학원 재학(공학석사)
<관심분야> 광대역 무선전송, 이동통신, 디지털 방송분야

김 재 명 (Jaе-Moung Kim) 정회원



1974년 2월 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1981년 8월 미국 남가주대학교 (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
<관심분야> 광대역 무선전송, 이동통신 및 위성통신, 디지털방송 분야

남 완 주 (Wan-Ju Nam) 준회원



2005년 2월 인하대학교 전자공학과 졸업(공학사)
2005년 3월~현재 인하대학교 정보통신대학원 재학(공학석사)
<관심분야> 디지털 방송분야, 이동통신, 무선전송

김 승 원 (Seung-Won Kim) 정회원



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
현재 Administrative Committee of the IEEE Broadcast Technology Society Associate Editor for IEEE Transaction on Broadcasting 활동 중
<관심분야> 디지털 방송, 이동통신 및 디지털 신호처리 분야