

논문 2007-44SP-5-6

DTV시스템에서 평균 파워 조절기와 추정 옵셋 변화율에 따른 대역폭 조절 필터를 이용한 동기 성능 최적화

(Synchronization performance optimization using adaptive bandwidth
filter and average power controller over DTV system)

남 완 주*, 이 성 준*, 손 성 환*, 김 재 명**

(Wan-Ju Nam, Sung-Jun Lee, Sung-Hwan Sohn, and Jae-Moung Kim)

요 약

DTV수신기에서 송신신호를 완벽하게 복원하기 위해서는 채널의 영향으로 인해 파일롯의 위치가 바뀌고 위상이 틀어지는 것을 보상해주는 반송파 주파수 동기와 샘플링 클럭 주파수와의 위상오차로 인해 발생하는 샘플링 타이밍 오차를 보상하는 심볼 타이밍 동기가 모두 획득되어야 한다. 심볼 타이밍 동기부는 일반적으로 다중레벨을 가지는 신호에 사용되는 가드너(Gardner)방법을 사용한다. 가드너 방법은 매 심볼마다 타이밍 에러성분을 추출하므로 다중경로 채널에서 타이밍동기를 추적하면서 유지하는데 유리한 방식이다. 본 논문에서는 가드너 방법에서 에러를 검출하기 위해 사용되는 가드너 타이밍 에러 검출기(Timing Error Detector)가 수신파워레벨이 기준 파워레벨에서 크게 벗어날 경우 동기를 획득할 수 없는 문제점을 해결하기 위해 1단계로 가드너 타이밍 에러 검출기 블록 앞에 수신파워레벨을 계산하여 보정하는 블록을 추가하여 수신파워레벨을 보정한다. 2단계로 반송파 주파수동기와 심볼타이밍동기에 사용되는 PLL(Phase Locked Loop)회로의 빠른 동기 획득과 동기 획득 후 지터량을 줄이기 위하여 루프필터의 출력 값의 평균을 이용하여 옵셋량을 추정하여 추정된 옵셋의 변화율에 따라 단계적 대역폭을 가지는 적응적인 루프필터를 반송파 주파수 동기 회로와 심볼 타이밍동기 회로에 적용함으로써 최적의 동기성능을 얻는다.

Abstract

To recover transmitted signal perfectly at DTV receiver, we have to acquire carrier frequency synchronization to compensate pilot signal which located in wrong position and rotated phase. Also, we need a symbol timing synchronization to compensate sampling timing error. Conventionally, to synchronize symbol timing, we use Gardner's scheme which used in multi-level signal. Gardner's scheme is well known for its sampling the timing error signal from every symbol and it makes easy to detect and keep timing sync in multi-path channel. In this paper, to discuss the problem when the received power level is out of range and we cannot get synchronization information. With this problem, we use 2 step procedures. First, we put a received signal power compensation block before Gardner's timing error detector. Second, adaptive loop filter to get a fast synchronization information and averaging loop filter's output value to reduce the amount of jitter after synchronization in PLL(Phase Locked Loop) circuit which is used to get a carrier frequency synchronization and symbol timing synchronization. Using the averaging value, we can estimate offset. Based on offset changing ratio, we can adapt adaptive loop filter to carrier frequency and symbol timing synchronization circuit.

Keywords : DTV; Synchronization; Gardner; Digital TV

I. 서 론

학생회원, ** 정회원, 인하대학교 정보통신 대학원
(The Graduate School of IT &
Telecommunications, INHA University)
※ 이 논문은 정부(과학기술부)의 재원으로 한국과학재단
단 국가지정연구실사업으로 수행된 연구임
(No. M1060000194-06J0000-19410).
접수일자: 2007년4월27일, 수정완료일: 2007년7월2일

국내 디지털 지상 방송의 표준으로 채택된 ATSC
(Advance Television System Committee) DTV 시스템
은 고음질, 고화질을 위한 높은 데이터 전송률을 가지
고 있으나 심각한 다중경로 환경이나 수신 성능이 열악

한 실내 이동통신 환경의 채널을 거치면 동기 획득이 어려운 문제점을 가지고 있다. 수신기에서 완벽한 송신 신호 복원을 위해서는 채널의 전파지연과 LO(Local Oscillator)의 오차로 인해 파일럿의 위치가 바뀌고, 위상이 틀어지는 것을 보상하기 위한 과정인 반송파 주파수 동기(Carrier Frequency Synchronization)와 샘플링 클럭 주파수의 오차와 위상 오차로 인해 발생하는 샘플링 타이밍 윗셋을 보상하는 과정인 심볼 타이밍 동기(Symbol Timing Synchronization)가 모두 획득되어야만 한다.^[1] ATSC DTV 수신기에서는 반송파주파수 동기를 위해서는 FPLL(Frequency Phase Locked Loop)를 사용하고 심볼 타이밍 동기를 위해서는 77.3 μ s 마다 반복적으로 삽입되어있는 세그먼트를 이용하는 세그먼트 방법 또는 QAM과 같은 다중레벨을 가지는 신호에 일반적으로 사용되는 가드너방법을 사용한다.^[2] 세그먼트 싱크 심볼을 이용한 세그먼트 동기방법은 긴 에코에 대한 영향은 없다는 장점이 있지만 짧은 에코의 영향을 많이 받고 77.3 μ s마다 하나의 세그먼트 싱크에 의해 변하는 채널을 추적하므로 실제적으로 빠른 동기를 유지하기 어렵다는 단점이있다.^[3] 또한 주파수동기를 위한 FPLL에서 위상 윗셋이 남아있다면 심볼 타이밍 동기를 이룰 수 없게 된다. 반면에 가드너방법은 매 심볼 마다 타이밍 에러를 추출하므로 다중경로 채널에서 타이밍 동기를 추적하면서 유지하는 것에 유리하다.^[4] DTV시스템에서 실내 수신률이 상당히 저하되는 이유로 수신 전력의 감쇄가 매우 크다는 것과 실내 환경이 짧은 다이나믹 채널 환경을 만들어 Rayleigh페이딩과 같이 심각한 다중경로 환경의 형성을 들 수 있다. 심볼 타이밍동기에 있어 기존의 수신기는 단순히 송신 신호에 첨부된 DSS(+5,-5,-5,+5)열만을 이용한 방법을 사

용하였으나 최근의 수신기는 QAM계열의 수신기에서 사용하고 있는 Band-edge검출, 선스펙트럼 검출과 같은 방법과 같이 사용하여 멀티패스 환경에 대응하고 Gardner방법과 같이 DSS열을 사용하지 않고 동기 및 사용자 데이터를 모두 이용하는 방법을 사용한다.^[5]

본 논문에서는 가드너 방법을 심볼 타이밍 동기로서 사용하는 전체 동기 시스템에서 1차적으로 수신기의 수신 파워레벨이 불안정 할때 생기는 성능 열화를 분석하고 이를 위해 수신 파워 레벨을 보정하는 블록을 추가하고 2차적으로 반송파 주파수 동기와 심볼 타이밍 동기에 사용되는 루프필터의 출력값을 가지고 윗셋량을 추정한 후 추정된 윗셋의 변화율에 따라 단계적으로 대역폭을 가지는 루프필터를 각 동기부에 사용하여 최적의 동기 성능을 얻는 알고리즘을 제안한다. II장에서는 기존 동기알고리즘에서 발생하는 성능열화를 분석하며 III장에서 문제점해결을 위한 새로운 블록의 구성을 제안한다. IV장에서는 시뮬레이션을 통해 성능향상을 분석하고 V장에서 결론을 맺는다.

II. 기존의 동기 알고리즘

DTV의 동기 시스템은 반송파 주파수 동기와 심볼 타이밍 동기부로 이루어진다. 그림 1은 DTV시스템에서 심볼 타이밍 동기부에 가드너 방법을 적용한 전체 동기의 블록도 이다. 반송파 주파수 동기부는 파일럿의 정보와 FPLL을 이용하여 주파수 동기를 획득한다. 여기서 루프필터는 NCO (Numerically Controlled Oscillator)의 위상과 주파수가 입력 신호의 위상과 동일 하도록 조절하는 역할을 한다. 심볼 타이밍 동기부는 ADC (Analog Digital Converter)를 거쳐 정합 필터

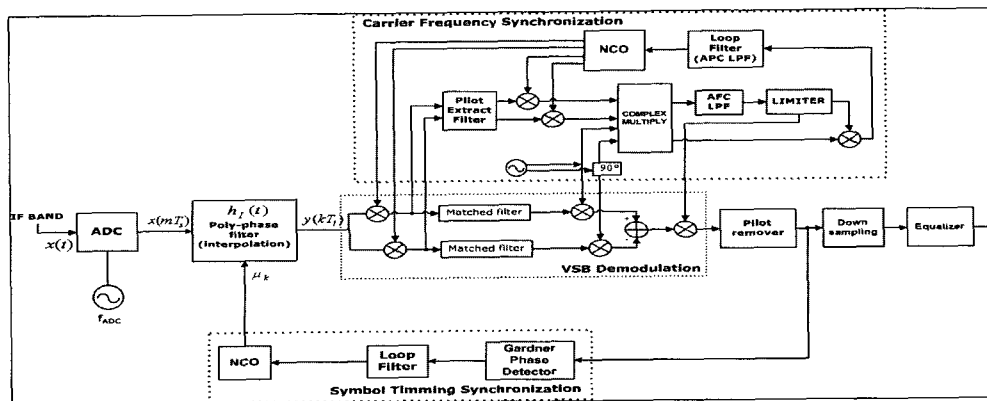


그림 1. DTV 시스템에서 전체 동기 알고리즘 블록도

Fig. 1. The block diagram of synchronization algorithm in DTV System.

를 통과한 후 두 배로 오버 샘플링 된 신호에서 파일럿을 제거하고 타이밍 에러 검출기(Timing Error Detector)로 심볼 타이밍 에러를 추정하여 루프필터를 통과하면서 에러의 평균을 취하는 역할을 수행 후 NCO를 거치고 Interpolator를 이용하여 심볼 타이밍 옵셋을 보정한다. 수신된 신호가 $x(t)$ 라 하고 ADC를 거쳐 샘플링 타임 T_s 를 가지는 샘플링 된 신호는 $x(mT_s)$ 로 나타낼 수 있다. Interpolator 통과후 보정된 샘플링 타임 T_i 를 가지는 신호를 식(1)과 같이 쓸 수 있다.

$$y(kT_i) = \sum_m x(mT_s)h_f(kT_i - mT_s) \quad (1)$$

$$kT_i = (m + \mu_k)T_s$$

수신신호 $x(t)$ 의 심볼 레이트는 10.76Mhz이고 샘플링된 신호 $x(mT_s)$ 의 심볼 레이트는 21.52Mhz 이다. Interpolator 통과 후 시그널은 심볼 타이밍 동기루프를 거쳐서 계산된 옵셋값에 따라 조정되어 진다.

그림 2는 가드너 방식의 타이밍 에러 검출기이다. 심볼 레이트의 두 배로 샘플링 된 신호의 곱의 차를 이용하여 심볼 타이밍 에러를 추정하는 방식이다. 식(2)과 같이 샘플링 되는 위치를 중심으로 서로 대칭을 이루는 시점이 정확한 타이밍 시점이 되는 것을 이용하여 심볼 타이밍 에러 $e(k)$ 를 추정할 수 있다.^[4] 추정된 값은 루프필터와 NCO를 거쳐 심볼 타이밍 동기를 획득한다.

$$e(k) = y((k-1/2)T_i) \cdot \{y((k-1)T_i) - y(kT_i)\} \quad (2)$$

이상적인 채널 환경에서는 식(2)와 같이 심볼 타이밍 에러를 검출할 수 있다. 하지만 브라질 필드테스트 채널과 같은 다중경로 채널 환경에서는 그림 4에서와 같이 수신 파워 레벨이 이상적 채널 환경보다 상승하거나 감소된다.^[6]

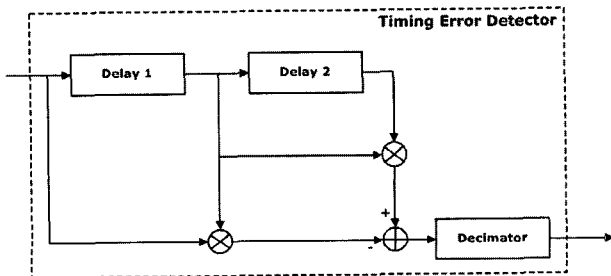


그림 2. 가드너 타이밍 에러 검출기
Fig. 2. The Gardner Timing Error Detector.

$$\text{if } \sqrt{y(kT_i)^2} \gg \sqrt{y_{ideal}(kT_i)^2} \text{ then } e(k) \gg e_{ideal}(k) \quad (3)$$

$$\text{if } \sqrt{y(kT_i)^2} \ll \sqrt{y_{ideal}(kT_i)^2} \text{ then } e(k) \ll e_{ideal}(k)$$

식 (3)에서 시그널 파워레벨이 증가하게 되면 $y(kT_i)$ 의 값이 상대적으로 커지게 되고 그러면 심볼 타이밍 에러 $e(k)$ 값이 커지게 된다. 상대적으로 큰 심볼 타이밍 에러값은 전체적으로 빠르게 동기를 획득할 수 있지만 지터의 양이 커지게 된다. 반대로 시그널 파워 레벨이 이상적인 파워레벨보다 적을 경우에는 전체적으로 들어오는 시그널 크기는 감소되므로 자연스럽게 상대적으로 작은 심볼 타이밍 에러값을 가지게 되어 지터의 양은 적어지게 되지만 동기화 되기까지 상대적으로 오랜 시간이 걸리게 된다. 이와 같이 시그널의 파워 레벨이 이상적인 파워레벨보다 크거나 작을 경우 가드너 방법의 심볼타이밍 동기는 제대로 이루어지지 않아 전체적인 동기성능을 열화시킨다.^[6] 만약에 항상 이상적인 시그널 파워레벨로 유지시켜준다면 이러한 성능열화를 막아 동기성능을 향상시킬 수 있다.

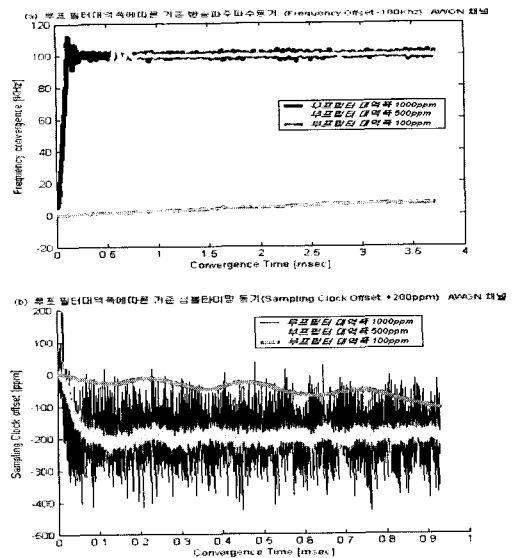


그림 3. 루프필터대역폭에 따른 동기수렴 곡선
Fig. 3. The Synchronization curve with each loop filter bandwidth.
(a) 반송파 주파수 동기수렴 곡선 (Frequency offset -100 KHz in AWGN Channel)
(b) 심볼 타이밍 동기수렴 곡선 (Clock offset +200 ppm in AWGN Channel)

그림 1에서 반송파 주파수 동기부와 심볼 타이밍 동기부는 FPLL과 PLL루프를 사용하고 있다. 두 동기부 모두 루프필터를 사용하는데 루프필터의 대역폭의 조절은 동기의 성능을 조절하는 중요한 요소가 된다. 그림 3은 반송파 주파수 동기부와 심볼 타이밍 동기부에 사용되는 루프필터 대역폭에 따라서 동기 수렴곡선을 보여준다. 루프필터대역폭을 1000ppm, 500ppm, 100ppm으로 점차적으로 줄여가며 동기성능을 측정하였다. 루프필터의 대역폭이 클 경우 동기 수렴시간은 짧아지지만 지터의 양이 커진다. 반대로 루프필터의 대역폭이 작을 경우 동기 획득에 오랜 시간이 걸리지만 지터의 양은 작다.^[7] 일반적으로 사용하는 기존의 적응적 루프필터 동기 알고리즘에서는 초기 수렴구간에서 큰 대역폭으로 빠르게 동기를 시키고 일정 시간이 지난 후 작은 대역폭으로 변환을 하여 동기를 안정시킨다. 데이터의 대역폭이 클 경우 빠르게 수렴한다는 특징과 대역폭이 작을 경우 지터의 크기가 작다는 점을 이용한다. 이를 최적화 한다면 동기성능을 향상시킬 수 있다. 루프필터의 대역폭을 계속적으로 바꾼다면 동기부 구조가 매우 복잡해 질 수 있으므로 이를 고려해 루프필터의 대역폭을 줄여준다. III장에서는 수신파워레벨을 일정하게 유지시켜주는 알고리즘과 각 동기부에 사용되는 루프필터의 최적화 알고리즘을 설명한다.

III. 제안하는 동기 알고리즘

ATSC DTV 시스템은 데이터 심볼은 총 8-level으로 ($\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$) 값을 가진다. 여기에 파일럿 1.25V의 DC전압이 더해져서 송신된다. 랜덤하게 데이터가 생성된다면 식(4)과 같이 송신단의 시그널 평균 파워 레벨을 추정할 수 있다.

$$P = [(-7 + 1.25)^2 + (-5 + 1.25)^2 + \dots + (7 + 1.25)^2] / 8$$

$$V \cong \sqrt{P} = 4.76 V \tag{4}$$

이를 이용하여 이상적인 송신단의 평균 전압을 구해보면 4.76V를 얻을 수 있다. 송신단의 평균 전압을 기준 전압 레벨이라고 한다. 실제적인 시스템 적용에 있어서는 송신단의 송신 전압 레벨을 측정하여 기준 전압 레벨로 정한다.

그림 4는 각 채널에서 수신데이터의 시간적 평균 전압을 나타낸다. 그림 4에서 볼 수 있듯이 Brazil A와 Brazil B 채널 환경은 AWGN과 비슷한 기준 시그널 전압레벨인 4.76V 근처의 수신 전압을 유지 하는 것을 볼

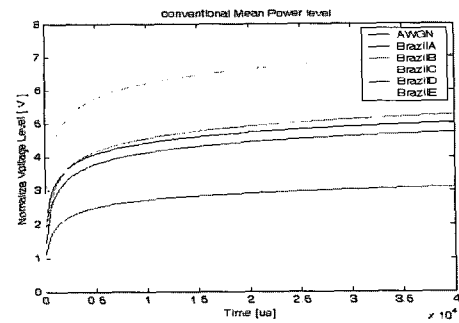


그림 4. 각 채널에서 수신데이터의 평균파워
Fig. 4. The Power Level of received data in each channels.

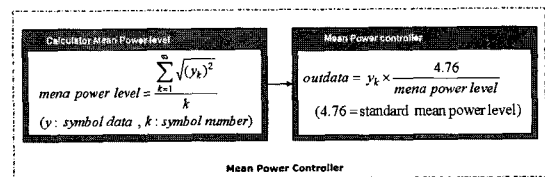


그림 5. 제안된 평균 파워 조절기
Fig. 5. The Proposed Mean Power Controller.

수 있다. 하지만 Brazil D 채널의 경우는 수신 데이터의 평균 전압이 3V로서 기준 시그널 전압레벨 보다 떨어지는 것을 볼 수 있고, Brazil C와 Brazil E의 경우는 6V를 넘어서 이상적인 경우 보다 높은 전압 레벨을 유지하는 것을 확인 할 수 있다. 또한 송신 안테나에서 멀리 떨어진 전계강도가 약한 지점에서는 방송을 수신할 수가 없고 필요한 커버 영역을 확보 하기 위해서 AGC (Automatic Gain Control)를 사용하게 된다. 기존의 AFE(Analog Front End)단에 포함된 AGC의 경우 동기신호 진폭을 이미 알고 있는 기준 값과 비교하여 차이 값을 적분하여 이득조절에 사용하게 되는데 RF AGC와 IF AGC 2개의 AGC회로로 구성되어 독립적으로 작동하여 출력에 적합한 C/N을 확보 하게 된다. 이때 다양한 환경에서 지상파 DTV방송을 수신하기 위해서는 수신기의 다이내믹 레이지가 75dB 이상 되어야 한다.^[8] 보다 넓은 다이내믹 레인지와 입력신호의 레벨을 최적으로 유지하기 위해 기존의 AGC에 추가적으로 기준 전압과 수신된 데이터의 평균전압의 비를 저장하고 이를 이용하여 수신되는 데이터에 저장된 평균전압과 기준전압의 비를 곱해주는 블록을 ADC앞에 추가한다. 그림 5는 제안하는 평균 파워 조절기를 나타낸다. 제안하는 블록은 평균 파워 레벨 측정블록과 평균 파워 조절블록으로 이루어져있다. 우선 평균 파워레벨 측정블록에서 식(5)를 이용해 수신 전압 레벨을 측정한다. 여기서 y_k 는 수신된 k번째 심볼의 값을 나타낸다. 식(6)

를 이용하여 평균 파워 조절기에서는 측정된 평균 전압 레벨과 저장된 기준 전압의 비를 계산하여 곱해줌으로써 수신 전압 레벨을 송신 전압 레벨과 같게 맞춰준다. ATSC DTV 시스템에서는 앞에서 계산한 4.76V를 기준 전압 레벨로 계산하여 송신 전압 레벨을 맞춰준다. 식(6)은 수신되는 전압 레벨을 기준전압 레벨로 유지 시켜준다.

$$mean\ voltage\ level = \frac{\sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{(y_k)^2}}{k} \quad (5)$$

$$out\ data = y_k \times \frac{standard\ mean\ power\ level (= 4.76\ V)}{mean\ voltage\ level} \quad (6)$$

그림 6은 제안된 평균 파워 조절기를 통과한 후 각 채널 통과 후 수신 데이터의 평균 전압이다. 그림 4와 비교하여 각 채널에서 일정시간 후 모두 기준 전압 레벨인 4.76V로 조정 되는 것을 확인 할 수가 있다. 가드

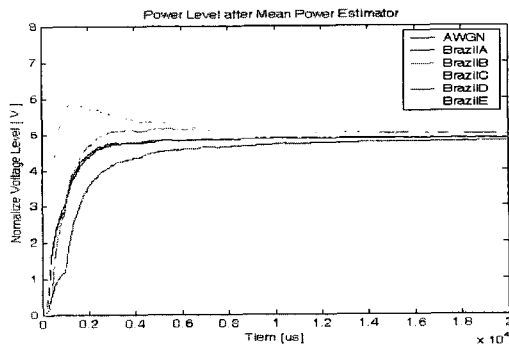


그림 6. 제안한 평균파워 조절기를 통과한 후 각 채널에서 수신데이터의 평균파워

Fig. 6. The Power Level of received data in each channels using Mean Power Controller.

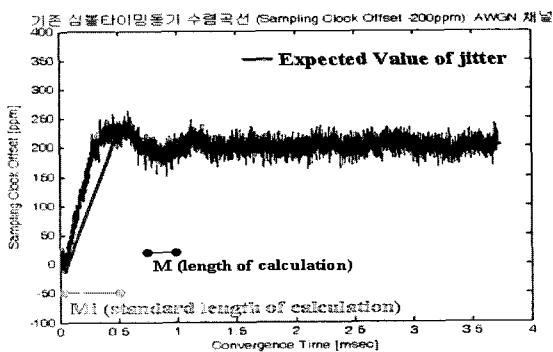


그림 7. 기존의 심볼 타이밍 동기수렴 곡선

Fig. 7. The Convergence curve of a Symbol Timing Synchronization.

너 방식의 심볼 타이밍 동기는 식 (3)에 의해 타이밍 에러의 값이 수신 전압 레벨에 영향을 받게 되고 다중 경로 채널을 통과 할 때 생기는 평균 전압 레벨의 변화를 고려하지 않는다면 잘못된 타이밍 에러 값에 의해 동기 성능 열화를 가져온다.

수신 전압레벨이 안정화 된 후 각 동기부에 들어가는 루프필터의 대역폭 조절 알고리즘을 적용한다. 초기에는 일정 시간동안 지터의 평균값을 구한 후 이 지터의 평균값을 이용하여 초기에 옷셋값을 추정하고 초기 옷셋 추정값과 계속적으로 들어오는 옷셋 추정값의 변화율을 이용하여 옷셋 추정치의 변화율이 전의 변화율보다 적을 경우에만 지터의 크기를 줄이기 위해 점차적으로 대역폭을 줄이는 알고리즘이다. 이때 루프필터의 대역폭은 5번까지만 변화 되도록 설정하여 전체적인 동기 루프의 복잡도를 줄여준다. 그림 7은 기존의 심볼타이밍 동기의 수렴곡선을 나타낸다. 초기 관찰시간을 M_i 라 하고 이때 초기 루프필터 대역폭에서의 루프필터 누적 출력값의 평균은 초기 지터 평균 $B_{jitter}(0)$ 이 된다. 이때 지터 평균은 샘플링 클럭 옷셋의 추정치가 된다. 식(9)을 이용해 초기 기준 기울기 $Slope_{std}$ 가 결정 된다. 루프필터가 되먹임 되며 새롭게 들어오는 데이터에 대해서도 지터 평균 계산 구간 M 으로 나누어 식(10)에 의해 지터 평균 변화량에 대한 기울기를 구할 수 있다. 식(11)에 의해 계속적으로 들어오는 입력 지터의 평균 기울기 $Slope_{input}$ 와 기준 기울기 $Slope_{std}$ 를 비교하여 입력 지터의 평균 기울기가 기준 기울기보다 작을 경우, 즉 변화량이 전구간 보다 작을 경우에만 기울기 감쇄계수 k 가 기준 기울기 에 곱해져서 새로운 기준기울기를 생성한다. 이때 기울기가 감소하는 동시에 식 (12)

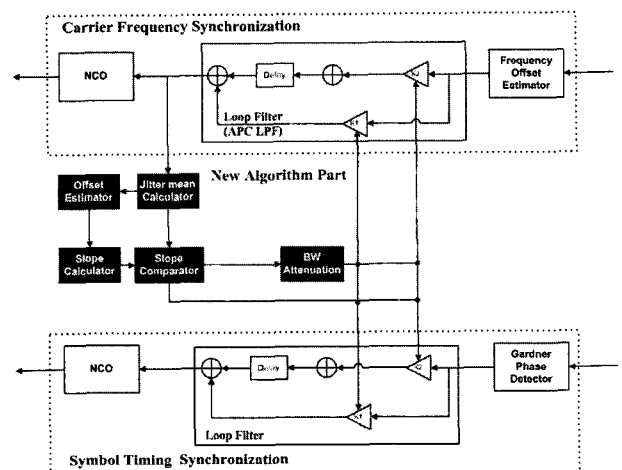


그림 8 제안하는 알고리즘의 블록도

Fig. 8. The Block diagram of new algorithm.

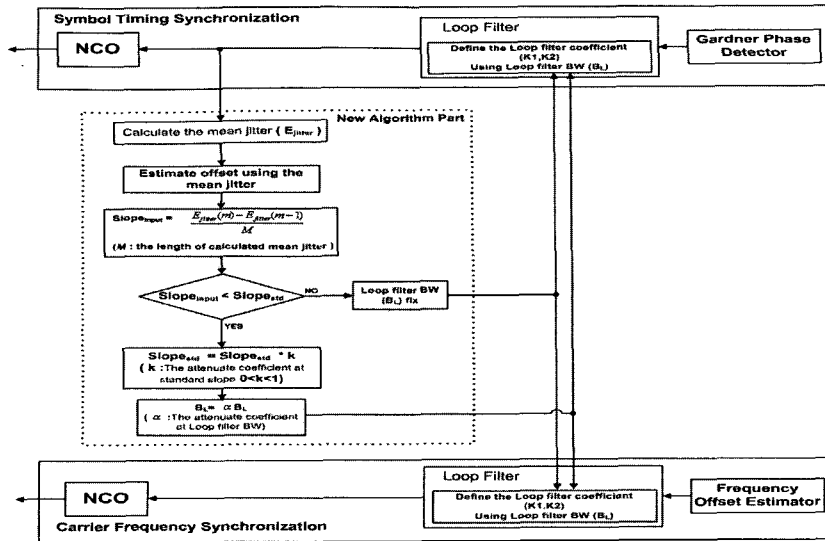


그림 9. 제안하는 알고리즘의 흐름도
Fig. 9. The flow chart of new algorithm.

에 따라 루프필터의 대역폭은 대역폭 감쇄계수 α 에 의해 감소하게 된다. 본 논문에서는 대역폭은 총 5번 감소하게 되는데 예를 들면, 초기 루프필터의 대역폭이 1000ppm이고 $\alpha=0.5$ 라면 계산구간의 변화율이 전구간보다 작을 경우에만 루프필터의 대역폭은 500ppm, 250ppm, 125ppm, 62.5ppm의 대역폭을 가진다. 루프필터 대역폭(B_L)은 식(7)과 같이 정의 된다.

$$B_L = \frac{\omega_n}{2} \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) \text{ Hz} \quad (7)$$

(ω_n : 루프필터 고유주파수, ζ : 댐핑상수)

루프필터 대역폭(B_L)이 결정되면 ω_n 을 구할 수 있으며 식(8)에 의해 루프필터 계수 K_1 과 K_2 를 조절하게 된다.

$$K_1 = \frac{2\zeta\omega_n}{K}, \quad K_2 = \frac{\Delta T \omega_n^2}{K} \quad (8)$$

(K : 루프필터 이득 ΔT : 루프필터 시간동작차)

그림 8은 실제 각 동기부에 적용되는 루프필터의 대역폭 변환 알고리즘의 블록도를 그림 9은 루프필터 변환 알고리즘의 흐름도를 나타낸다.

step i)

$$Slope_{std} = \frac{E_{jitter}(0)}{M_i} \quad (M_i: \text{초기 계산구간길이}) \quad (9)$$

step ii)

$$Slope_{input} = \frac{E_{jitter}(m) - E_{jitter}(m-1)}{M} \quad (10)$$

(M : 평균 계산구간길이, $m = 1, 2, 3 \dots$)

step iii)

if $Slope_{input} < Slope_{std}$ then (11)

$$Slope_{std} = Slope_{std} \times k \quad (k: \text{기울기 감쇄 계수})$$

step iv)

$$B_L(n+1) = B_L(n) \times \alpha^n \quad (12)$$

(α : 대역폭 감쇄 계수, $0 < \alpha < 1, 1 \leq n \leq 5$)

IV. 시뮬레이션

DTV시스템을 이용하여 제안하는 수신 평균 파워 조절 블록을 ADC 앞에 추가하고 반송파 주파수 동기부와 심볼 타이밍 동기부의 루프필터 대역폭 조절 블록을 그림 10과 같이 추가하여 전체 동기 시뮬레이션을 구성하였다. 1차적으로 수신 파워레벨을 안정화 시킨 후 2차적으로 빠른 동기 시간과 동기 후 지터량을 줄여주기 위한 루프필터 대역폭 조절 블록을 추가한 것이다. 동기성능은 얼마만큼 빨리 타이밍 윗셋에 수렴하는가하는 수렴시간(Convergence Time)과 수렴 후 얼마나 안정적인가 하는 지터(jitter)량으로 성능을 평가한다. 동기성능을 평가하기 위해서 각 채널에 $\pm 100\text{KHz}$ 의 반송파 주파수 윗셋과 $\pm 200\text{ppm}$ 의 타이밍 윗셋을 주고 수렴속도와 지터량을 비교한다. SNR=15dB로 고정하였고 동기에 들어가는 루프필터의 기존 동기 알고리즘에서는 500 ppm으로 고정하고 제안하는 동기 알고리즘에서의 초기 대역폭은 1000ppm으로 설정하고, 대역폭 감쇄계수 α 는 0.65, 기울기 감쇄 계수 k 는 0.3을 사용하였다.

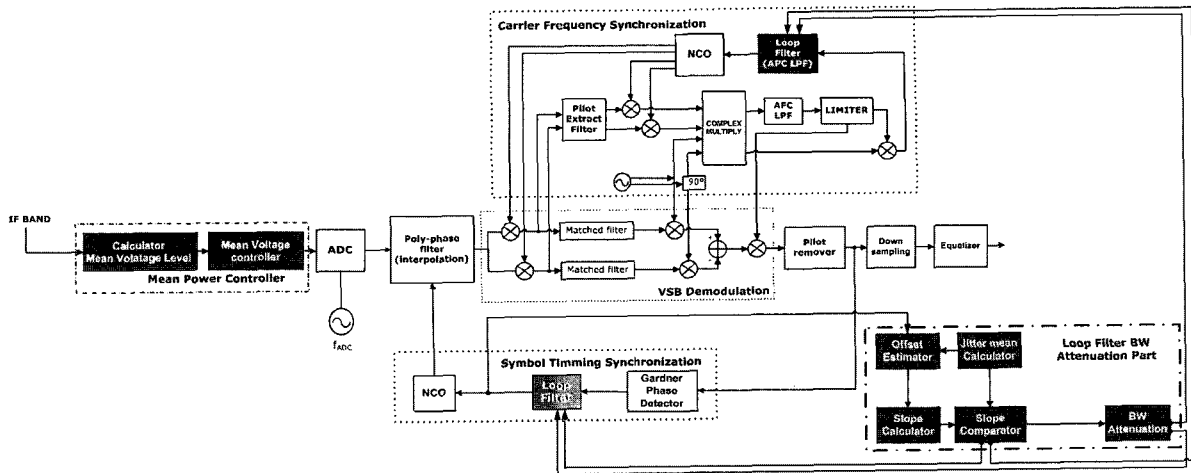


그림 10. 제안하는 동기 알고리즘의 전체 블록도
 Fig. 10. The block diagram of New Synchronization Algorithm.

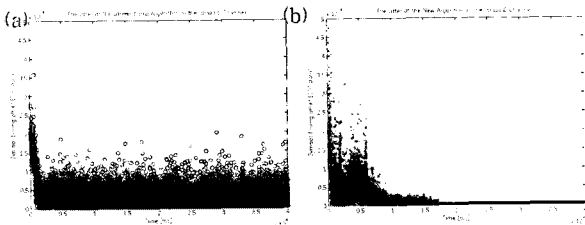


그림 11. 지터량 비교 (Brazil C 채널)
 (a) 기존 알고리즘 (b) 제안 알고리즘
 Fig. 11. compare to the jitter in Brazil C channel.
 (a) conventional algorithm (b) new algorithm

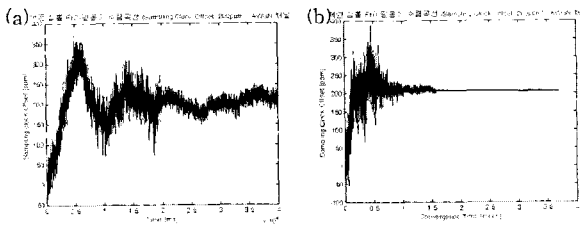


그림 12. 적응적 루프필터의 동기 그래프 비교
 (a) 기존의 적응적 루프필터 사용
 (b) 제안한 적응적 루프필터 사용
 Fig. 12. compare to the curve of carrier frequency synchronization using adaptive loop filter.
 (a) conventional algorithm
 (b) new algorithm

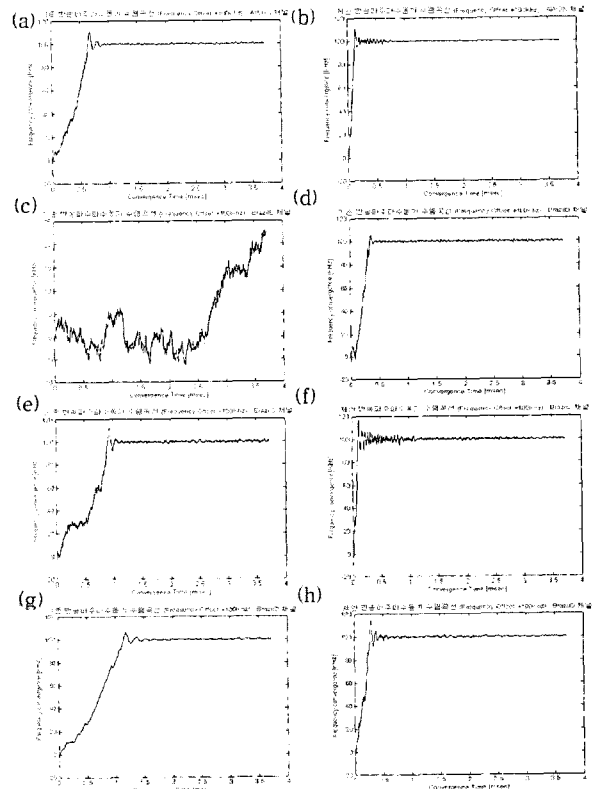


그림 13. 반송파 주파수 동기 알고리즘 비교
 (frequency offset -100Khz)
 (a) 기존 Brazil A (b) 제안 Brazil A
 (c) 기존 Brazil B (d) 제안 Brazil B
 (e) 기존 Brazil C (f) 제안 Brazil C
 (g) 기존 Brazil D (h) 제안 Brazil D 채널 적용
 Fig. 13. The curve of carrier frequency synchronization.
 (a) (c) (e) (g): The conventional algorithm
 (b) (d) (f) (h): The new algorithm

여기서 각종 파라미터의 값에 따라서 시뮬레이션의 결과에 많은 영향을 미칠 수 있다. 이때 각 파라미터의 값은 시뮬레이션 결과 반송파 주파수동기와 심볼타이밍 동기 모두 성능향상이 되도록 설정한 값이다. 이때 루프필터의 대역폭 갱신은 5번으로 한정하였다. 반송파 주파수는 UHF대역 채널 15번인 476MHz를 사용하여 시뮬레이션 하였다. 각 채널에서의 성능을 평가하기 위

하여 브라질 필드 테스트 채널 모델을 사용하였다. Brazil A, B는 실외 수신 안테나 환경, C는 실외와 실

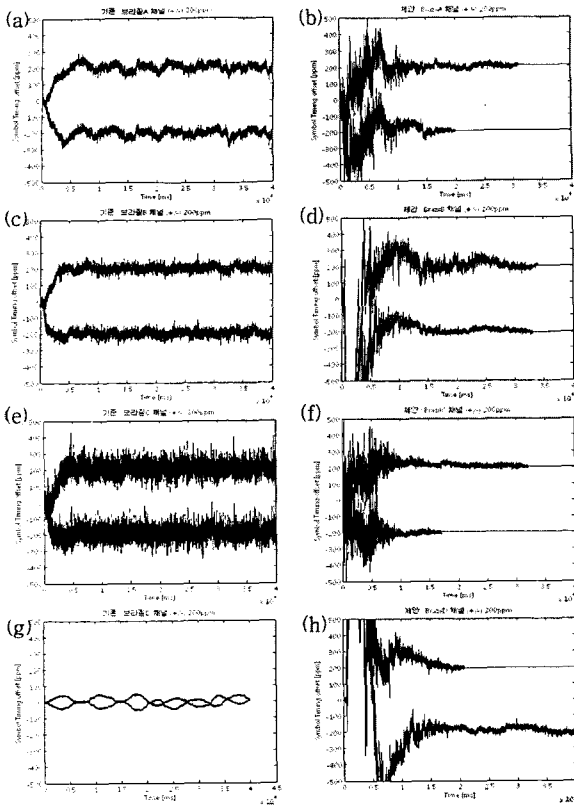


그림 14. 심볼 타이밍 동기 기존 및 제안 알고리즘 비교

- (a) 기존 Brazil A (b) 제안 Brazil A
- (c) 기존 Brazil B (d) 제안 Brazil B
- (e) 기존 Brazil C (f) 제안 Brazil C
- (g) 기존 Brazil D (h) 제안 Brazil D 채널 적용

Fig. 14. The curve of symbol timing synchronization.

- (a) (c) (e) (g): The conventional algorithm
- (b) (d) (f) (h): The new algorithm

내 중간 지점, D는 실내 안테나 환경이다.^[9]

그림 11은 루프필터의 지터량을 비교한 그림이다. 기존의 알고리즘의 경우 동기 획득 후에도 계속적으로 지터가 100ppm 정도로 생기지만 제안 알고리즘의 경우 동기 획득 후 지터량이 대폭 감소하는 것을 볼 수 있다.

그림 12는 기존의 적응적 루프필터와 제안한 최적화 루프 필터를 비교한 그림이다. 시뮬레이션 환경은 AWGN 채널에서 -200ppm의 샘플링 타이밍 윗셋을 주어 동기 그래프를 비교한 그림이다. 그림 12(b)에서 확인 할 수 있듯이 제안한 적응적 루프필터를 사용 하였을 경우 빠르게 수렴 할 뿐만 아니라 수렴 후 동기가 안정 되는 것을 확인할 수가 있다.

그림 13은 반송파 주파수 동기 그래프이다. (a), (c), (e), (g)는 기존의 반송파 주파수 동기를 (b), (d), (f), (h)는 제안된 알고리즘을 사용한 반송파 주파수 동기이다. 특히 (c)를 보면 브라질 B 채널에서 -100Khz의 주파

수 윗셋이 발생했을 경우 기존의 알고리즘으로는 동기를 획득할 수 없었으나 제안된 알고리즘에서는 동기를 획득할 수 있었다. 나머지 채널에서도 모두 반송파 주파수 동기의 성능이 향상 됐음을 확인 할 수 있다. 그림 14는 ±200ppm의 타이밍 윗셋을 주고 심볼 타이밍 동기 그래프를 기존과 제안 알고리즘을 사용하여 비교해 놓은 그래프 이다. 기존 알고리즘의 경우 그림 14(e) 브라질 채널 C에서와 같이 동기되는 과정에서 매우 큰 지터량을 계속적으로 유지할 뿐만 아니라 (g)에서와 같이 동기를 획득할 수 없는 경우에서도 제안 알고리즘은 그림 14(d), (h)와 같이 동기를 획득하였다. 제안된 알고리즘을 사용하면 비록 초반의 지터는 크지만 동기가 되지 않던 경우도 동기를 획득 할 수 있었고 기존 알고리즘 보다 빠르게 동기를 획득할 수 있을 뿐만 아니라 동기 획득 후 지터량이 감소됨을 알 수 있다.

V. 결 론

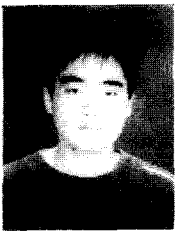
DTV 수신기는 반송파 주파수 동기와 심볼 타이밍 동기가 모두 획득 되어야지만 송신신호를 제대로 복원할 수 있다. 본 논문에서는 수신단의 전압레벨이 송신단의 전압 레벨과 차이가 날 경우 발생할 수 있는 성능 열화를 ATSC DTV 시스템에 적용하여 확인하고 이를 해결하기 위해 수신단의 전압레벨을 송신단의 전압 레벨로 일정하게 유지시켜 주는 블록을 첨가하여 안정된 수신 전압레벨을 유지할 수 있게 하였고, 안정된 수신 전압레벨일 때 보다 빠르게 동기를 획득하고 지터량을 줄여주기 위하여 루프필터 출력 값으로 윗셋량을 추정한 후 윗셋의 변화율이 작아지면 동기화 되었다고 가정하여 점차적으로 지터량을 줄여주는 알고리즘을 소개하였다. 심볼 타이밍 동기와 반송파 주파수 동기는 연계적으로 동작하기 때문에 본 제안 알고리즘은 전체적인 동기 성능 향상을 가져온다. 하지만 동기가 안정화 되는 시점에서 즉 루프필터의 대역폭이 줄어들 경우 순간적인 잡음의 유입으로 동기를 잃었을 경우 다시 동기를 획득하지 못하는 문제점이 생긴다. 향후 이 문제점을 해결하기 위한 추가적인 연구가 필요하다. 이 문제점은 동기부에 동기 범위를 벗어나는 경우 체크하는 블록을 추가 하여 동기를 잃었을 경우 피드백 시키는 알고리즘을 적용 한다면 갑작스런 잡음으로 인한 동기손실을 막을 수 있을 것으로 생각된다. 곧 각 가정에 DTV 보급이 이루어져서 실제로 많은 사람들이 이용하게 된다. 앞으로 수신 성능의 향상을 위해 많은 연구가 이루어지

고 DTV 수신 범위를 넓혀 주어서 보다 많은 사람들이 시청하는데 불편함이 없도록 하는 것이 무엇보다도 중요하다.

참 고 문 헌

[1] ATSC A/53, ATSC digital television standard, Sep. 1995.
 [2] 김용철, 김대진, “타이밍 옵셋 보상기법을 이용한 DTV 수신성능 개선,” 대한전자공학회 논문지, vol.26, no.1, pp.15-18, 2003.
 [3] Yong Chul Kim, Young Ho Oh, Seong Joon Baek, Dae Jin Kim, “Timing-Offset Compansation Techniques in ATSC DTV Receivers,” *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol.49, no.3, pp.519-523, Aug. 2003.
 [4] Floyd M. Gardner, “A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers,” *IEEE Trans. on Communications*, COM-24, May 1986.
 [5] 한동석, 김정진, 류영재, “ATSC 8-VSB DTV의 실내 수신 동기 성능개선” 방송공학학회지7권1호, pp.30-38, 2002.
 [6] 남완주, 이성준, 김재명, “ATSC DTV 시스템에서 수신 파워 레벨 보상을 이용한 타이밍 동기 기법” 한국방송공학회 학술대회 pp.198-199, 2006.
 [7] 남완주, 이명걸, 김재명, “ATSC DTV 시스템에서 추정 옵셋 변화율을 이용한 동기 알고리즘” JCCI, 2006.
 [8] 이동훈, 박성우, 김정진, “최신 ATSC DTV 수신, 기의 다중 경로 페이딩 환경에서의 수신 성능 평가” 한국방송공학회 추계학술대회, pp.191-195, 2006.
 [9] Mackenzie report, refer to the test in DTV systems, May 2000.

저 자 소 개



남 완 주(학생회원)
 2005년 2월 인하대학교
 전자공학과 졸업(공학사)
 2005년 3월~현재 인하대학교
 정보통신대학원 재학
 (공학석사)
 <주관심분야 : 디지털 방송분야,
 RFID>



이 성 준(학생회원)
 2006년 2월 인하대학교
 전자공학과 졸업(공학사)
 2005년 3월~현재 인하대학교
 정보통신대학원 재학
 (공학석사)
 <주관심분야 : 디지털 방송분야,
 RFID>



손 성 환(학생회원)
 2004년 2월 인하대학교
 전자공학과 졸업(공학사)
 2004년 3월~2006년 2월
 인하대학교 정보통신
 대학원 졸업(공학석사)
 2006년 3월~현재 인하대학교
 정보통신대학원 박사과정

<주관심분야 : 이동통신, 무선인지기술>



김 재 명(정회원)
 1974년 2월 한양대학교
 전자공학과 졸업(공학사)
 1981년 8월 미국 남가주대학교
 (USC) 전기공학과 졸업
 (공학석사)
 1987년 8월 연세대학교 전자
 공학과 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
 2007년 현재 통신위성우주산업연구회 회장 외
 정부 및 다수 기업에 기술자문 등 활동 중
 <주관심분야 : 광대역 무선전송, 이동통신 및 위
 성통신, 디지털방송 분야>