

회전결정경계를 이용한 QPSK 복조용 자동주파수 제어 알고리즘

(A Rotational Decision-Directed AFC Algorithm for QPSK Demodulation)

黃有模*, 朴慶培**

(Humor Hwang and Kyung Bae Park)

요 약

본 논문에서는 디지털 위성방송(DBS) 수신기의 QPSK 복조에 사용되고 있는 기존의 자동 주파수 제어(AFC) 기법들에서 문제시 되는 discriminator 출력단에 잔류하는 연속되는 두심볼들간의 위상차를 제거하기 위하여 회전 결정 경계를 이용한 새로운 자동주파수 제어(rotational decision-directed AFC : RDDAFC) 알고리즘을 제안한다. 제안한 RDDAFC는 현재 k번째 수신심볼의 결정경계를 (k-1)번째 수신심볼의 주파수 검출기 출력값 만큼 회전시킴으로써 잔류위상차를 제거한다. 제안한 알고리즘의 성능평가는 반송파 주파수 오차가 2.3MHz, 그리고 S/N = 2dB인 실제적인 DBS 채널상황에서 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 수행되었으며 그 결과는 수신단에서 순방향 에러 정정코드 적용 전 10^{-3} 정도의 심볼에러율을 얻기 위한 RDDAFC의 주파수 포착시간(pull-in time)은 1.697msec 이다.

Abstract

In order to prevent the presence of the residual phase difference at the discriminator output by the existing AFC techniques, we propose a new automatic frequency control(AFC) tracking algorithm for QPSK demodulation at the digital direct broadcasting satellite(DBS) receiver, which we call a rotational decision-directed AFC(RDDAFC). The RDDAFC rotates the decision boundary for the kth received symbol by the frequency detector output of the (k-1)th received symbol. Tracking performances of carrier frequency offset by the proposed RDDAFC algorithm are evaluated through computer simulations under the practical DBS channel conditions with a carrier frequency offset of 2.3MHz when S/N equals 2dB. Test results show that the total pull-in time of the RDDAFC is 1.697msec for 10^{-3} SER before forward error correction at the receiver.

I. 서 론

자동주파수 제어 루프는 채널의 전송 과정에서 왜곡된 수신 신호의 주파수 제어에 사용되는 것으로, 다양한 디지털 수신기에서 필수적인 기능이다. 위성링크

를 통한 디지털 데이터 전송은 BPSK 또는 QPSK와 같은 동기 방식 PSK가 지배적이다. 동기 방식 PSK는 Gaussian 노이즈가 있는 상태에서는 뛰어난 성능을 갖고 있지만 이온 층의 간섭, 높은 도플러 효과 등 다른 여러 가지 간섭 하에서는 성능이 현저히 떨어진다.

위성링크를 통한 디지털 데이터 전송에서는 특히 주파수 오차가 심하게 발생한다. 이러한 동기 복조를 위해서 PLL을 이용하는데, 위성 데이터 전송시에 발생하는 주파수 오차는 PLL의 주파수 포착 범위보다 크다. 따라서 PLL은 초기에 입력 신호의 주파수 오차

* 正會員, 明知大學校 制御計測工學科
(Dept. of Cont. Inst. Eng., Myong Ji Univ.)

** 正會員, 株式會社 태스콤
(TESCOM co., LTD.)

接受日字: 1997年6月28日, 수정완료일: 1997年10月13日

만큼 주파수를 추적해야 복조가 가능하므로 주파수 포착은 수신기의 효율적인 동작을 위해 필수적이다. 이러한 경우에 AFC는 PLL의 주파수 포착을 위한 보조 수단으로 사용된다. 자동주파수제어 알고리즘^{[1]-[2]}으로서 기존에 사용되는 Differentiator AFC (DIF AFC), Discrete Fourier Transform AFC (DFTAFC), Cross Product AFC(CPAFC), 그리고 \tan^{-1} 기법들은 높은 심볼전송률을 갖는 시스템에 적용될 경우 주파수 포착성능이 현저히 저하되는데 그 원인은 연속되는 두 심볼들간의 잔류위상차 때문이다.

본 논문에서는 두 심볼들간의 잔류위상차를 제거하며 20M 정도의 심볼 전송률을 갖는 디지털 위성방송 수신 시스템에서 잘 동작하는 새로운 기법인 RDDAFC를 제안한다. RDDAFC 알고리즘은 fine tuning 을 위한 PLL기능을 포함하므로 복조기 구조가 간단해진다. 제안된 알고리즘의 우수성은 실제적인 위성방송 채널 상황에서 Signal Processing Worksystem(SPW)를 사용한 시뮬레이션을 통해 기존 방법들과의 성능 비교를 통해 검증된다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. II장에서는 본 논문에서 제안하는 RDDAFC 알고리즘을 설명한다. 전송 채널에 백색 Gaussian 노이즈가 존재할 경우 S/N 크기에 따라 제안한 RDDAFC 알고리즘의 주파수 포착 여러 확률값 계산 및 반송파 주파수 오차 보정에 적용하는 방법이 III장에 설명된다. SPW를 사용한 컴퓨터 시뮬레이션 결과가 VI장에 제시되며 V장에서는 본 논문의 결론이 주어진다.

II. RDDAFC 알고리즘

디지털 위성 방송에서 수신단 QPSK 심볼은 다음 형태로 표현될 수 있다.

$$R_k = I_k + jQ_k = r_k e^{j(d_k + \Delta\omega T)} \quad (1)$$

여기서 $\Delta\omega$, d_k , 그리고 T는 각각, 반송파 주파수 오차, 전송 심볼의 위상, 그리고 심볼당 전송 시간이다. CPAFC는 Balanced Quadricorrelator를 디지털화한 구조로써 그 블록도는 다음과 같다.

Discriminator 출력은 식(2)와 같다.

$$I_{k-1}Q_k - Q_{k-1}I_k = r_k r_{k-1} \sin(\theta_k + \Delta\omega T) \quad (2)$$

여기서 $\theta_k = d_k - d_{k-1}$ 은 k번째와 (k-1)번째 수신된 연속되는 두 심볼들 간의 위상차이며 QPSK 전송시 $\theta_k \in \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 이다. 식 (2)에서 보면 θ_k 가 CPAFC의 discriminator 출력에 존재하며 이는 디지털 위성 방송과 같은 높은 심볼 전송률을 갖는 경우 CPAFC 성능을 현저히 저하시키는 원인이 된다.

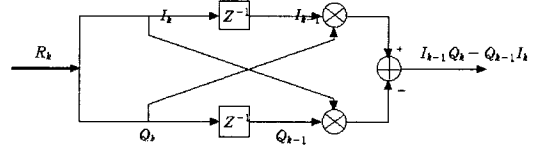


그림 1. CPAFC 블록도

Fig. 1. A block diagram of CPAFC.

한편 \tan^{-1} 기법을 이용한 AFC는 $g_k = \tan^{-1} \theta_k / I_k$ 로 계산하며 discriminator 출력은 다음과 같다.

$$g_k - g_{k-1} = \theta_k + \Delta\omega T \quad (3)$$

이 방법도 θ_k 가 존재하므로 CPAFC와 같은 문제가 발생한다.

기존 알고리즘들에서 문제지 되고 있는 discriminator 출력단에 잔류하는 위상차 항 θ_k 를 제거하기 위하여 본 논문에서 제안하는 RDDAFC에서는 k번째 수신 심볼을 결정하기 위한 결정 경계를 (k-1)번째 수신 심볼에서의 주파수 검출기 출력값만큼 회전시킨다. 식(1)의 QPSK 수신 심볼을 고려하여 RDDAFC를 위한 회전 결정 경계에 해당되는 신호성좌(constellation)를 $\{h_k\}$ 로 정의한다. 여기서 $\{h_k\}$ 는 다음과 같은 네가지 값을 갖게 된다.

$$\begin{aligned} \{h_k\} &= \{h_{k-1}\} + \varepsilon_{k-1} \\ &\triangleq \{\phi_{k1}, \phi_{k2}, \phi_{k3}, \phi_{k4}\} \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 ε_{k-1} 는 (k-1)번째 수신 신호에 대한 주파수 검출기 출력이고 $\{h_0\}$ 은 다음과 같은 네 가지 값을 갖는 회전되지 않는 QPSK 신호 성좌를 나타낸다.

$$\begin{aligned} \{h_0\} &= \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\} \\ &\triangleq \{\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4\} \end{aligned} \quad (5)$$

식(4)와 (5)에서 $\phi_{ki} = \phi_{(k-1)i} + \varepsilon_{k-1}$ 이므로 ϕ_{kn} 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\phi_{ki} = \phi_i + \sum_{j=0}^{k-1} \epsilon_j, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (6)$$

회전 결정 경계를 이용한 결정회로(decision device)의 출력을 다음 형태로 정의한다.

$$B_k \triangleq r_k e^{j\theta_k} \quad (7)$$

결정 회로는 Euclidean 거리로 수신 심볼에 가장 가까운 신호성과 점을 선택하게 하므로 식(7)의 θ_k 는 다음과 같이 주어진다.

$$\left\{ \theta_k = \phi_{ki} \mid i = 1, 2, 3, 4 \mid (d_k + \Delta\omega T k) - \phi_{ki} \right\} \quad (8)$$

반송파 주파수 오차 추적을 위하여 RDDAFC에서는 수신 심볼 R_k 와 결정 device 출력 B_k 의 공액복소수 B_k^* 의 곱을 u_k 라 정의하고

$$u_k \triangleq \frac{R_k B_k^*}{|R_k| |B_k^*|} \quad (9)$$

ϵ_k 를 다음과 같이 정의한다.

$$\epsilon_k \triangleq \sin^{-1}[\text{Im}\{u_k\}] \quad (10)$$

정리 : $|\Delta\omega T| < \pi/4$ 이면 식(10)의 ϵ_k 는 이상적인 주파수 검출기 출력인 $\Delta\omega T$ 와 같게 된다.

위 정리의 증명은 부록에 주어진다. 이 정리에 의하면 제안한 RDDAFC는 현재 k번째 수신된 심볼만 사용하므로 그림 2와 같이 구성이 간단하다. 여기서 RDD는 결정경계를 회전시키는 역할을 한다.

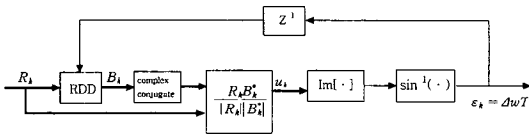


그림 2. RDDAFC 블록도
Fig. 2. A block diagram of RDDAFC.

RDDAFC의 특징은 결정 경계가 고정된 것이 아니고 수신된 심볼에 따라 계속 회전을 한다는 것이다. 따라서 PLL을 따로 구현할 필요가 없으며 PLL의 동작시간 만큼 반송파 복구의 시간을 단축 시킬 수 있는 장점이 있다. 기존의 AFC는 주파수 오차를 제거한 뒤 AFC를 멈추고 PLL로 스위치를 전환해야 한다. 그러기 위해서는 주파수 lock 검출기^[3]가 필수적이다. 그러나, RDDAFC에서는 AFC와 PLL의 기능이

하나로 합쳐졌기 때문에 스위치가 필요 없으므로 주파수 lock 검출기가 필요 없다. 따라서 RDDAFC를 이용한 그림 3의 디지털 위성방송 수신단 블록도를 보면 간단함을 알 수 있다.

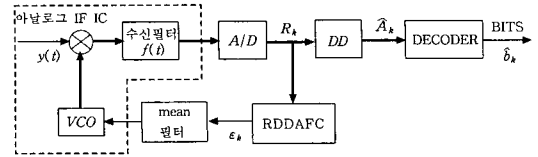


그림 3. RDDAFC를 이용한 DBS 수신기 블록도
Fig. 3. A block diagram of DBS receiver based on RDDAFC.

III. RDDAFC의 반송파 주파수 오차 추적

AFC에서 주파수 오차 검출기에 대한 성능 평가는 주파수 오차 $\Delta\omega T$ 에 대한 정확한 값을 검출하는 것보다 주파수 오차의 부호를 정확히 검출하는 가를 살펴봐야 한다. QPSK 경우 이상적인 주파수 오차 검출기의 출력^[4]을 보면 $|\Delta\omega T| < \pi/4$ 일 경우에만 AFC의 출력이 주파수 오차에 비례하는 값을 출력한다. 만약 $|\Delta\omega T| > \pi/4$ 이면 에러가 발생한다. 따라서 AFC의 안정된 동작을 위해서는 $|\Delta\omega T| < \pi/4$ 라는 조건만 만족하면 된다. 그러나 Gaussian 노이즈에 의한 위상 오차인 g_k 에 의해서 $|\Delta\omega T| < \pi/4$ 인 경우라도 주파수 포착에러가 발생할 수 있다.

1. 주파수 포착 에러 확률

QPSK에서는 신호의 크기에는 무관하고 위상만으로 데이터를 검출한다. 따라서 신호에 섞이는 노이즈의 크기에는 상관이 없고 위상 에러만이 수신기의 성능에 영향을 미친다. Gaussian 노이즈에 의해 왜곡된 신호위상의 확률분포도를 유도하기 위해 채널로 전송되는 신호를 다음과 같이 정의한다.

$$x(t) = r_0 \cos(d_0) \cos(\omega_c t) - r_0 \sin(d_0) \sin(\omega_c t) \quad (11)$$

QPSK일 경우 $d_0 = \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 이고 r_0 와 ω_c 는 상수이다. Gaussian 노이즈 프로세스 $n(t)$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$n(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \quad (12)$$

Jacobian 변환을 사용하면 수신신호의 위상 g 와 크기 m 의 joint 확률밀도함수^[5]를 얻을 수 있으며 위상 g 에 대한 marginal 확률 밀도 함수를 구하면 다음과 같다.

$$f_G(g) = \int_0^\infty \frac{m}{2\pi\sigma^2} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}[m^2 - 2mr_0 \cos(g-d_0) + r_0^2]\right\} dm$$

$$= \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{r_0^2}{2\sigma^2}\right) + \frac{r_0 \cos(g-d_0)}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{r_0^2 \sin^2(g-d_0)}{2\sigma^2}\right] \cdot F\left[\frac{r_0 \cos(g-d_0)}{\sigma}\right] \quad (13)$$

여기서 $F(x) = \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} dt$ 이다. 식(13)에서 다음을 유도할 수 있다.

$$\lim_{r_0/\sigma \rightarrow \infty} [f_G(g)] = \delta(g-d_0), \quad \lim_{r_0/\sigma \rightarrow 0} [f_G(g)] = u[-\pi, \pi] \quad (14)$$

식(14)가 의미하는 것은 신호 power가 노이즈 power에 비해 충분히 클 때 수신 심볼의 위상 g 가 d_0 로 될 확률이 커지며 결국 위상 오차가 줄어든다. 한편 노이즈 power가 신호 power에 비해 충분히 크면 g 는 uniform한 확률밀도를 갖게 된다.

식 (13)의 Gaussian 노이즈에 의한 위상오차 g_k 의 확률밀도 함수를 사용하여 제안한 RDDAFC 알고리즘의 주파수 포착에러에 대한 확률 값을 S/N 크기에 따라 구한다. Gaussian 노이즈에 의한 위상 오차 g_k 를 고려한다면 수신 신호는 다음과 같다.

$$R_k = r_k e^{j(d_k + \Delta wTk + g_k)} \quad (15)$$

이때 결정 회로의 위상은 다음과 같이 회전을 한다.

$$\phi_{ki} = \phi_i + \sum_{j=0}^{k-1} \epsilon_j, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (16)$$

정리에 의하면 결정 회로의 4가지 위상 중에서 식(8)을 만족하는 경우는 $\phi_i = d_k$ 일 경우이다. 따라서 결정 회로의 출력은 다음과 같다.

$$B_k \triangleq r_k e^{j(d_k + \sum_{j=0}^{k-1} \epsilon_j)} \quad (17)$$

이 식을 이용하여 식(9)에서 처럼 u_k 를 구하면

$$u_k = e^{j(\Delta wTk + g_k - \sum_{j=0}^{k-1} \epsilon_j)} \quad (18)$$

ϵ_k 는 다음과 같이 구해진다.

$$\epsilon_k = \sin^{-1}[Im\{u_k\}] = \Delta wTk + g_k - \sum_{j=0}^{k-1} \epsilon_j, \quad (19)$$

여기서

$$\sum_{j=0}^{k-1} \epsilon_j = \Delta wT(k-1) + g_{k-1} \quad (20)$$

따라서 식(10)의 ϵ_k 는 다음과 같다.

$$\epsilon_k = \Delta wT + g_k - g_{k-1} \quad (21)$$

RDDAFC에서 주파수 포착 에러가 발생할 경우는 식(8)을 만족하는 ϕ_i 가 $\phi_i \neq d_k$ 일 경우 발생한다. 그러므로

$$[d_k + \Delta wTk + g_k] - [\phi_i - \Delta wT(k-1) - g_{k-1}] = d_k - \phi_i + \Delta wT + g_k - g_{k-1} \quad (22)$$

식(22)의 절대값을 최대로 하도록 ϕ_i 를 결정해야 한다. 한편 $\phi_i = d_k$ 를 만족하는 경우는 $|\Delta wT + g_k - g_{k-1}| < \pi/4$ 조건을 만족해야 한다. $|\Delta wT + g_k - g_{k-1}| > \pi/4$ 일 경우 $\phi_i \neq d_k$ 가 됨을 알 수 있다. 이 경우도 $g_k - g_{k-1}$ 에 의해 영향을 받으므로 $z_k = g_k - g_{k-1}$ 라 하면 z_k 에 대한 확률 밀도 함수는 다음과 같다.

$$f_z(z) = \int_{-\infty}^{\infty} f_G(g) \cdot f_G(z+g) dg \quad (23)$$

그리고 $q = \Delta wT + z$ 라고 할 경우

$$f_Q(q) = \int_{-\infty}^{\infty} f_G(g) \cdot f_G(q - \Delta wT + g) dg \quad (24)$$

따라서 $|\Delta wT + g_k - g_{k-1}| \geq \pi/4$ 의 확률, 즉 RDDAFC 알고리즘의 주파수 포착 에러 확률은 다음과 같다.

$$P(E) = 1 - \int_{-\pi/4}^{\pi/4} f_Q(q) dq = 1 - \int_{-\pi/4}^{\pi/4} \int_{-\infty}^{\infty} f_G(g) \cdot f_G(q - \Delta wT + g) dg dq \quad (25)$$

그림 4는 RDDAFC에서 ΔwT 와 S/N에 따른 식(25)의 주파수 포착 에러를 시뮬레이션한 결과다. 그림에서 $|\Delta wT|$ 의 값이 $\pi/4$ 근처에서는 S/N에 무관하게 주파수 포착 에러가 발생할 확률이 약 0.5정도가 되는 것을 알 수 있다. 그리고 $|\Delta wT|$ 의 값이 작을수록, S/N이 클수록 주파수 포착 에러가 발생할 확률이 작아지는 것을 알 수 있다.

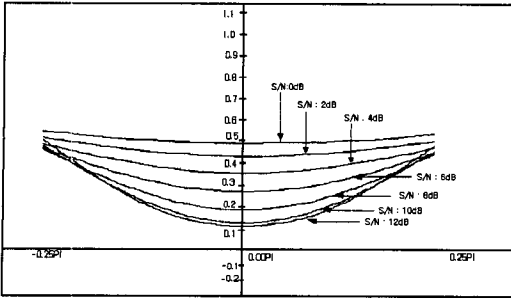


그림 4. $\Delta\omega T$ 와 S/N에 따른 RDDAFC의 주파수 포착에러

Fig. 4. Frequency pull-in errors of RDDAFC versus $\Delta\omega T$ and S/N.

2. 반송파 주파수 오차 추적

RDDAFC 알고리즘에 의해서 구해진 주파수 오차 신호는 그림 3에서와 같이 VCO로 feedback 되어 주파수 오차를 추적한다. 그러나 II장에서는 주파수 오차를 상수로 놓고 알고리즘을 유도했다. 따라서 주파수 오차의 보상, 즉 feedback에 의한 영향을 전혀 고려하지 않고 주파수 오차를 측정했다. 이 경우 주파수 오차, 즉 $\Delta\omega T$ 가 시간에 따라 변하기 때문에 정확한 주파수 오차를 측정하지 못한다. 주파수 오차 보상 값을 e_k 라고 하면 수신단의 입력신호 y_k 및 VCO 출력신호 v_k 는 다음과 같다.

$$y_k = r'_k e^{j(\omega_c + \Delta\omega)Tk + d_k} \tag{26}$$

$$v_k = e^{-j(\omega_c + e_k)Tk} \tag{27}$$

RDDAFC의 입력신호 R_k 는 다음과 같다.

$$R_k = y_k \cdot v_k = r'_k e^{j(\Delta\omega - e_k)Tk + d_k} \tag{28}$$

다음, 주파수 오차 보정값 e_k 는 RDDAFC 출력값들의 합이 된다.

$$e_k = k_f \sum_{i=0}^{k-1} \varepsilon_i \tag{29}$$

Feedback을 하였을 경우 결정 회로의 출력인 식 (7)의 θ_k 는 다음과 같다.

$$\theta_k = d_k + (\Delta\omega - e_{k-1}) T (k-1) \tag{30}$$

따라서

$$u_k = \frac{R_k B_k^*}{|R_k| |B_k^*|} = e^{j(\Delta\omega T - 2e_k T)} \tag{31}$$

여기서

$$z_k = k_f \varepsilon_{k-1} T (k-1) + e_k T \tag{32}$$

식(32)에서 $k_f \varepsilon_{k-1} (k-1) T$ 항은 feedback 되었을 경우 주파수 오차의 변화로 발생하는 에러 성분이다. 그런데 $k_f \varepsilon_{k-1} (k-1) T$ 에서 k 가 커지면 무시할 수 없는 항이 된다. 이 항이 발생하지 않는 유일한 조건은 $e_k = e_{k-1}$ 이다. 이 영향을 제거하기 위한 방법으로 다음과 같은 modified sampling(MS)을 제안한다.

MS는 식(29)의 ε_i 에 다음과 같이 $\sum_{i=0}^n \delta(k-N)$ 을 곱하는 것이다.

$$e_k = k_f \sum_{i=0}^{k-1} \left[\varepsilon_i \sum_{N=0}^n \delta(i-N) \right] \tag{33}$$

여기서 n은 k/N의 정수부분의 값이다.

$$e_{k-1} - e_k = \begin{cases} -k_f \varepsilon_{k-1} & \text{if } k = Ni+1 \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \tag{34}$$

식(34)에서 $k = Ni+1$ 일 경우는 $e_{k-1} - e_k$ 에 의한 영향을 받으므로 주파수 오차를 정확히 검출할 수 없다. $k \neq Ni+1$ 일 경우는 $e_{k-1} - e_k$ 가 영이 되어 바람직한 주파수 오차를 검출해 낸다. 따라서 $k = Ni+1$ 번째의 출력을 사용하지 않으면 $e_{k-1} - e_k$ 의 영향에 의한 오동작을 막을 수 있다. 다음, k번째 VCO의 입력을 보면 다음과 같은 mean 필터의 출력이 되는데 식(34)의 N의 크기는 mean 필터의 탭수에 영향을 주게된다.

$$\text{mean} \{ \varepsilon_k, \varepsilon_{k-1}, \varepsilon_{k-2}, \dots, \varepsilon_{k-M+1} \} \tag{35}$$

여기서 M은 mean 필터의 탭수이다.

만약 $M > N$ 일 경우 $\{ \varepsilon_{k-N}, \varepsilon_{k-N-1}, \dots, \varepsilon_{k-M+1} \}$ 은 현재의 주파수 오차가 아닌 보정 되기 이전의 주파수 오차이다. 따라서 mean 필터의 출력은 현재 주파수 오차에 대한 정확한 값이 아니므로 M은 N보다 작거나 또는 같은 값으로 되어야 한다. N의 값은 또한 수렴 속도에도 영향을 미친다. N의 크기가 작을수록 수렴 속도는 증가한다. 그러나 N의 크기를 너무 작게 하면 mean 필터의 탭수도 같이 작아지므로 오히려 성능이 떨어진다. 따라서 N의 크기는 적절한 값으로 선정^[6] 되어야 한다.

IV. 시뮬레이션 결과

제안한 RDDAFC의 성능 평가는 20M 전송 심볼률 및 44MHz 반송파 주파수를 갖는 실제적인 DBS의 채널 상황에서^{[2], [7]} 수행되었다. 최대 반송파 주파수 오차는 2.4MHz (전송 심볼률의 약 1/8배), 그리고 백색 Gaussian 채널노이즈를 고려했으며 타이밍 복구는 이상적이라고 가정하였다.

반송파 주파수 오차 $\Delta f = 2.3MHz$ 의 채널 상황에서 기존의 CPAFC와 제안한 RDDAFC 알고리즘들의 S/N 크기에 따른 주파수 오차 검출 결과를 비교해 본다.

그림 5는 S/N = 15dB에서 CPAFC 주파수 오차 검출기인 식(2)를 계산한 결과이다. 횡축은 시간 k를 나타내고 종축은 검출된 주파수 오차 Δf 를 나타낸다. 정상적인 동작을 하는 AFC의 주파수 오차 검출기의 출력은 시간 k에 무관하게 주파수 오차를 검출해야 하는데 그림 5를 보면 CPAFC는 Gaussian 노이즈와 같은 출력이 나오므로 주파수 오차를 검출하지 못함을 알 수 있다.

그림 6은 RDDAFC의 식(10)를 계산 결과이다. 그림 6의 (a)와 (b)는 그림 3의 블록도에서 mean 필터

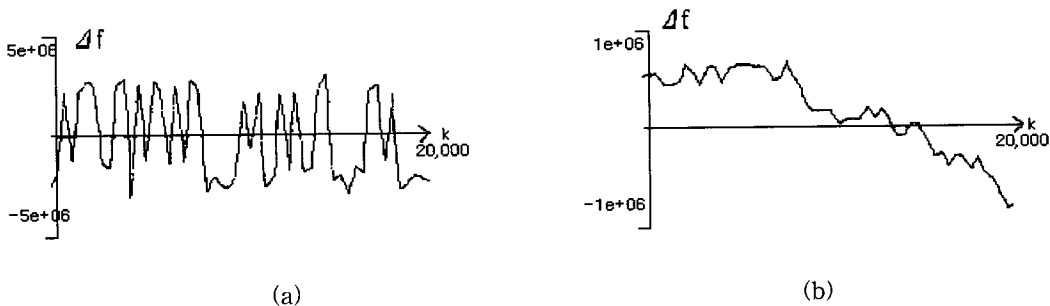


그림 5. $\Delta f = 2.3MHz$ 에서 CPAFC에 의한 주파수 오차 검출결과; (a) mean 필터링전, (b) mean 필터링후

Fig. 5. Detection results of frequency offset $\Delta f = 2.3MHz$ by CPAFC; (a) before mean filtering, (b) after mean filtering.

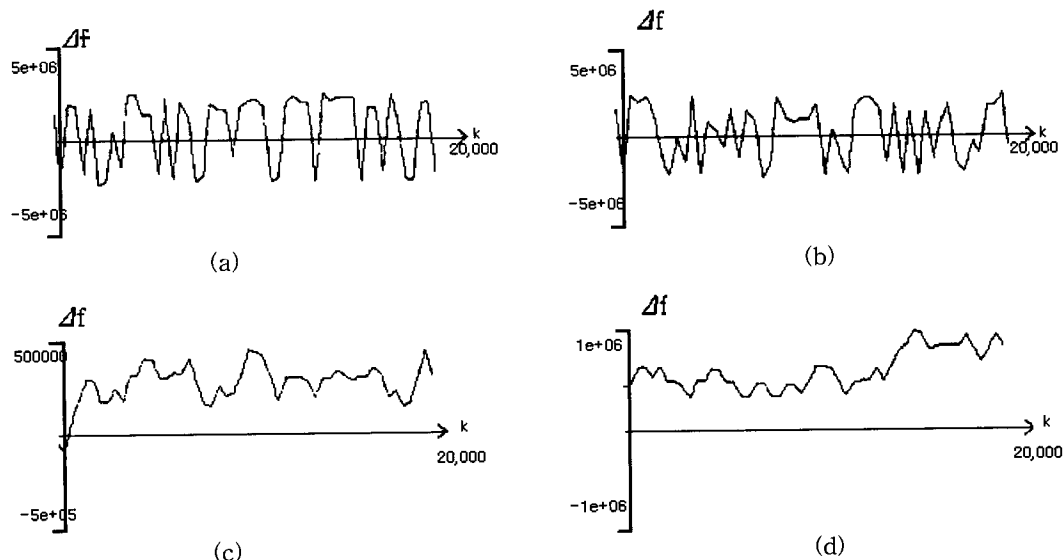


그림 6. $\Delta f = 2.3MHz$ 에서 RDDAFC에 의한 주파수오차 검출결과; (a) mean 필터링전:S/N=2dB, (b) mean 필터링전:S/N=15dB (c) mean 필터링후:S/N= 2dB, (d) mean 필터링후:S/N=15dB.

Fig. 6. Detection Results of frequency offset $\Delta f = 2.3MHz$ by RDDAFC; (a) before mean filtering:S/N=2dB, (b) before mean filtering:S/N=15dB (c) after mean filtering:S/N=2dB, (d) after mean filtering:S/N=15dB.

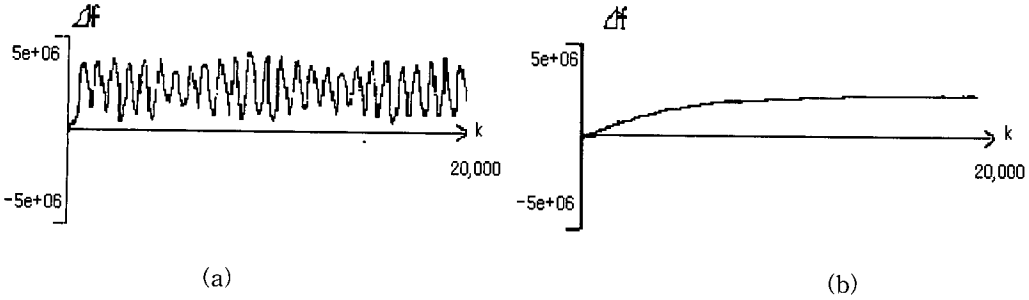


그림 7. $\Delta f = 2.3MHz$, $S/N=15dB$ 에서 RDDAFC의 반송파 주파수 오차추적; (a) MS 사용전, (b) MS 사용후

Fig. 7. Tracking performance of carrier frequency offset by RDDAFC with $\Delta f = 2.3MHz$, $S/N=15dB$; (a) before MS, (b) after MS.

를 통과하기 전의 출력이고 그림 6의 (c)와 (d)는 mean 필터를 통과한 후의 출력이다. RDDAFC의 주파수 오차 검출기의 출력은 그림 6의 (c)와 (d)에서 처럼 시간 k에 무관하게 일정한 주파수 오차를 검출하는 것을 알 수 있다.

시뮬레이션 결과를 보면 II장에서 설명한 것처럼 CPAFC는 두 심볼간의 위상차 θ_k 가 존재하기 때문에 주파수 오차를 검출하지 못함을 알 수 있다. 그러나 RDDAFC는 주파수 오차를 정확히 검출하는 것을 알 수 있다.

주파수 오차를 보정함에 있어 MS를 사용하지 않으면 식(32)과 같이 $k_f \epsilon_{k-1}(k-1)T$ 의 오차항이 잔류하게 된다. 이 항을 제거하기 위해 RDDAFC 알고리즘에서 MS를 수행하여야 한다. 그림 7(a)는 MS를 사용하지 않고 주파수 오차를 보정한 시뮬레이션 결과이고 (b)는 MS를 사용한 시뮬레이션 결과이다. 그림 7(a)을 보면 MS를 사용하지 않았을 경우 주파수 오차를 정확히 제거하지 못함을 알 수 있다. 반면 그림 7(b)에서 나타나듯이 MS를 사용하면 제안한 RDDAFC 알고리즘은 안정적으로 주파수오차를 추적하는 것을 알 수 있다.

수신심볼의 신호성좌를 2.3MHz의 주파수 오차가 존재할 경우 CPAFC 및 제안한 RDDAFC 알고리즘들에 의해 주파수 오차를 제거한 후의 신호성좌를 여러 가지 S/N에서 시뮬레이션을 통해 비교하였다.

그림 8은 CPAFC를 적용한 결과이다. 그림 8(a)와 (b)는 CPAFC 전이고 (c)와 (d)는 CPAFC 적용 후의 신호성좌들이다. 그 결과를 보면 CPAFC 적용 후

에도 주파수 오차가 존재하기 때문에 수신 심볼이 회전함을 알 수 있다.

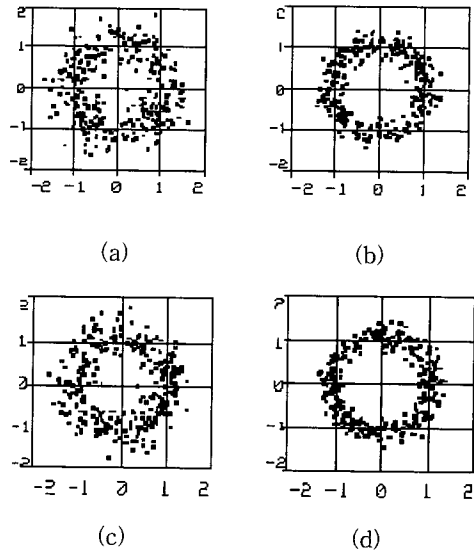


그림 8. $\Delta f = 2.3MHz$ 에서 CPAFC에 의한 수신심볼 신호성좌;

(a) AFC + PLL 전; $S/N=2dB$, (b) AFC + PLL 전; $S/N=15dB$ (c) AFC + PLL 후; $S/N=2dB$, (d) AFC + PLL 후; $S/N=15dB$.

Fig. 8. Constellations of received symbol by CPAFC with $\Delta f = 2.3MHz$;

(a) before AFC+PLL; $S/N=2dB$, (b) before AFC+PLL; $S/N=15dB$ (c) after AFC+PLL; $S/N=2dB$, (d) after AFC+PLL; $S/N=15dB$.

그림 9(a)와 (b)는 주파수 오차를 제거하기 전의 신호성좌이고 그림 9(c)와 (d)는 RDDAFC를 사용해서 주파수 오차를 제거한 뒤의 신호 성좌를 나타내는

데 심볼 에러율은 각각 10^{-3} 그리고 10^{-5} 정도이며 주파수 포착 시간은 약 1.697msec이다. 두 경우 모두 순방향 에러 정정코드(FEC)를 수행하면 10^{-8} 이하가 된다.

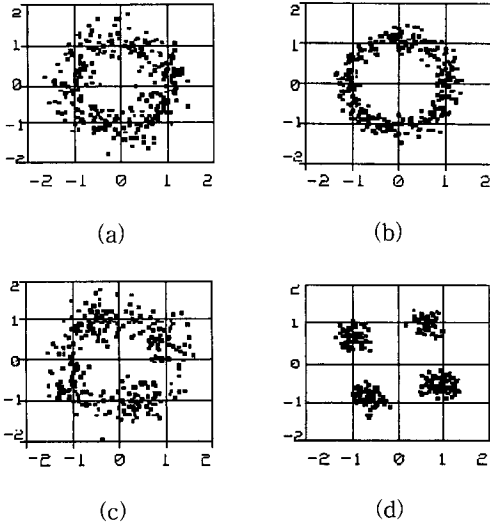


그림 9. $\Delta f = 2.3MHz$ 에서 RDDAFC에 의한 수신심볼 신호성좌; (a) AFC 전; S/N=2dB, (b) AFC 전; S/N=15dB (c) AFC 후; S/N=2dB, (d) AFC 후; S/N=15dB.

Fig. 9. Constellations of received symbol by RDDAFC with $\Delta f = 2.3MHz$; (a) before AFC+PLL; S/N=2dB, (b) before AFC+PLL; S/N=15dB (c) after AFC+PLL; S/N=2dB, (d) after AFC+PLL; S/N=15dB.

RDDAFC에서는 PLL의 기능을 포함하고 있기 때문에 그림 9에서 보듯이 주파수 오차를 제거한 뒤의 위상이 반드시 $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 중 하나를 가져야 할 필요가 없다. 그림9(d)의 신호성좌점들이 회전된각은 $(k-1)$ 번째 주파수 검출기 출력 값으로써 RDDAFC에서는 k 번째 수신심볼을 결정 하기위한 결정경계를 그만큼 회전시키게 된다.

V. 결론

본 논문에서는 기존의 AFC 기법들에서 문제시 되고 있는 discriminator 출력단에 잔류하는 위상차 향을 제거하기 위하여 k 번째 수신 심볼을 결정하기 위한 결정경계를 $(k-1)$ 번째 수신 심볼에서의 주파수 검출기 출력만큼 회전시키는 새로운 기법인 RDDAFC

를 제안했다.

반송파 주파수 오차가 2.3MHz, 그리고 S/N이 2dB인 20M 전송심볼률을 갖는 실제적인 디지털 위성 방송 채널상황에서 컴퓨터 시뮬레이션 결과 제안한 RDDAFC 알고리즘은 기존의 CPAFC 및 \tan^{-1} 기법들에 비해 반송파 주파수 포착 성능이 우수하며 10^{-3} 심볼에러율을 위한 주파수 포착시간도 1.697msec로 기존 기법들에 비해 1/100배 시간이 단축된다. 기존의 AFC 알고리즘에서는 주파수 lock 감지기 및 fine tuning을 위한 PLL 회로가 요구되지만 RDDAFC 알고리즘은 PLL기능을 포함하고 있다.

본 논문에서는 심볼 타이밍 복구가 이상적이라는 가정 하에 RDDAFC 알고리즘의 성능을 평가했다. 향후 심볼 타이밍 jitter가 RDDAFC 알고리즘에 미치는 영향을 분석하고 타이밍 복구 및 채널등화^[8]와 연계된 joint AFC 알고리즘을 연구하고자 한다.

부 록

정리의 증명

결정 회로를 통과한 심볼의 위상에 대한 식(8)을 고려한다. 식 (6)에 의해 k 번째 수신 심볼과 i 번째 결정 경계 사이의 위상차는 다음과 같다.

$$(d_k + \Delta wTk) - \phi_m = (d_k + \Delta wTk) - (\phi_i + \sum_{j=0}^{k-1} \epsilon_j) \quad (36)$$

식 (36)에서 ϵ_j 는 이상적인 주파수 검출기의 출력 ΔwT 라고 가정할 수 있으므로 식(36)의 위상차는 다음과 같게 된다.

$$(d_k + \Delta wTk) - \phi_m = d_k - \phi_i + \Delta wT \quad (37)$$

여기서 d_k 와 ϕ_i 는 각각 $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 중 하나의 값을 갖고 $d_k - \phi_i$ 는 $\{-\pi, -\pi/2, 0, \pi/2, \pi\}$ 중 하나의 값이 된다. 만약 반송파 주파수 오차 ΔwT 의 절대 값이 QPSK 복조시의 AFC 최대 포착 영역인 $\pi/4$ 보다 작으면, 식(8)을 만족하는 조건은 식(37)에서 $d_k = \phi_i$ 이므로 식(9)의 u_k 는 다음과 같게 된다.

$$u_k = \frac{R_k B_k^*}{|R_k| |B_k|} = e^{j((d_k + \Delta wTk) - \theta_k)} = e^{j\Delta wT} \quad (38)$$

그러므로

$$\epsilon_k = \sin^{-1} \{ \text{Im} \{ u_k \} \} = \Delta wT \quad (39)$$

참 고 문 헌

[1] Francis D. Natali, "AFC Tracking Algorithms," *IEEE Trans. on communication*, vol. COM-32, no.8, pp.935-947, August,1984.

[2] T.Ishigawa, N.Tagu, and S.Komatsu, "A New QPSK Demodulator for Digital DBS Receiver," *the Proceeding of the International Conference on Consumer Electronics*, pp.192-193, June,1992.

[3] Kamran Kiasaleh, "OnFalse Lock in Suppressed Carrier MPSK Tracking Loops," *IEEE Trans. on Communications*, vol 39, no. 11, November 1991.

[4] DAVID G.MESSERSCHMITT, "Frequency Detectors for PLL Acquisition in Timing and Carrier Recovery," *IEEE Trans. on*

Communications, vol COM-27, no. 9, September, 1979.

[5] PEYTON Z. PEEBLES, JR. "PROBABILITY RANDOM VARIABLES, AND RANDOM SIGNAL PRINCIPLES", Third Edition, McGraw-Hill.

[6] 박 경배, "디지털 위성방송(DBS) 수신기용 AFC 알고리즘 및 복조기 구조연구," 명지대 전기공학과 석사학위 논문, 1998. 12.

[7] Edward A. Lee and David G. Messerschmitt, "DIGITAL COMMUNICATION," Second Edition, KAP.

[8] Y.S.Choi, H.Hwang, and D.I.Song, "Adaptive Blind Equaliation coupled with Carrier Recovery for HDTV Modem," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol.39, pp.386-391, no.3, August, 1993.

저 자 소 개



黃 有 模(正會員)

1980년 2월 한양대학교 전기 공학과 졸업(공학사) 1986년 6월 Texas A&M Univ. 전기 공학과 졸업(M.S.), 1991년 6월 Polytechnic Univ. 전기 공학과 졸업(Ph.D). 1982년 3월 ~ 1984년 8

월 삼척 산업대 전임강사, 1991년 7월 ~ 1994년 8월 삼성전자 신호처리 연구소 수석 연구원, 1994년 9월 ~ 현재 명지대 제어계측 공학과 조교수. 주 관심분야는 초고속 전송기술, ATM이용 video 통신 등.

朴 慶 培(正會員)

1995년 2월 명지대학교 제어계측 공학과 졸업(공학사), 1997년 2월 명지대학교 전기공학과 졸업(공학석사). 1997년 3월 ~ 현재 주식회사 테스콤 연구원. 주 관심분야는 디지털통신, 고속신호처리 등