

디지털 위성방송 수신기를 위한 QPSK 복조용 RDDAFC 알고리즘

박경배, 황유모  
명지대학교 제어계측 공학과

RDDAFC Algorithm for QPSK Demodulation at Digital DBS Receiver

K.B.Park and H.Hwang  
Dept. of Control and Instrumentation Eng., MyongJi University

Abstract

A new automatic frequency control(AFC) tracking algorithm, which we call a *rotational decision directed AFC(RDDAFC)* is proposed for QPSK demodulation at the digital direct broadcasting satellite(DBS).

In order to prevent the presence of the residual phase difference between symbols received at k and k-1 by the CPAFC[1] as well as the AFC based on  $\tan^{-1}$  circuit[2], the RDDAFC rotates the decision boundary for the kth received symbol by the frequency detector output of the (k-1)th received symbol before passing through the cross product discriminator.

Test results show that the total pull-in time of the RDDAFC and PLL was 0.13msec under a carrier frequency offset of 2.4MHz when S/N equals 2dB.

1. 서론

자동 주파수 제어(AFC) 루프는 채널의 전송 과정에서 교란된 수신 신호의 반송파 주파수 제어에 사용되는 것으로 다양한 디지털 수신기에서 필수적인 기능이다.

위성 링크를 통한 디지털 데이터 전송은 quadrature phase shift keying(QPSK)과 같은 동기 방식 PSK 가 지배적이다. 동기 방식 PSK는 가우시안 노이즈 상태에서는 뛰어난 성능을 보이지만 페이딩 채널과 같이 심하게 교란된 이동 채널의 경우에는 동기화 문제 때문에 동기 복조를 수행하기가 어렵다.

약 20M 심볼 전송률을 갖는 디지털 위성방송(DBS)은 QPSK 전송 방식을 사용하는데 위성 링크 사용으로 인해 최대 전송률의 1/8배까지의 반송파 주파수 오차가 발생한다. 이 오차는 동기 복조를 위한 phase locked loop(PLL)의 추적 범위를 벗어나게 된다. 일반적으로 PLL은 초기에 입력 신호의 주파수 오차만큼 주파수 오차를 추적해야 복조가 가능하므로 짧은 주파수 포착은 수신기의 효율적인 동작을 위해 필수적이다. 심한 반송파 주파수 오차가 발생하게 되는 디지털 위성 방송의 경우 수신기에서의 AFC 루프는 PLL의 초기 주파수 포착을 위한 보조 수단으로 필수적이다.

기존의 AFC 방법으로는 Cross Product AFC(CPAFC)[1] 및  $\tan^{-1}$ 방법의 AFC[2]등이 있는데 이 방법들을 적용하면 discriminator 출력단에 연속되는 두 심볼간의 위상차 향이 잔류하게 되므로 디지털 위성 방송과 같은 높은 심볼 전송률을 갖는 경우 성능이 저하된다. 최근 제안된 Phase Difference Removed AFC(PDAFC)[3]에서는 k번째 수신된 심볼과 (k-1)번째 수신된 심볼의 공역복소수의 곱을 사용하므로써 잔류하는 위상차 향을 제거했다.

본 논문에서는 discriminator 출력단에 연속되는 두 심볼들

간의 위상차 향이 존재하지 않고 구현이 용이한 새로운 AFC 방식인 RDDAFC 알고리즘이 제안된다. RDDAFC에서는 k번째 수신된 심볼의 결정 경계(decision boundary)를 (k-1)번째 수신된 심볼의 주파수 검출기(frequency detector) 출력 값만큼 회전시킨 후 사용한다. 디지털 위성방송 전송 수신단 시뮬레이션을 통해 RDDAFC 알고리즘의 성능과 PDAFC 및 CPAFC 알고리즘들의 성능이 비교된다.

2. 새로운 AFC 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 Quadratic Correlator를 디지털 회한 구조로써 discriminator 출력은 다음과 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 위상 차이이며 QPSK 전송시  $\theta_k \in \{\phi_1, \phi_2, 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 이다. 식 (2)에서 보면  $\theta_k$ 가 CPAFC의 discriminator 출력단에 존재하는데 이는 디지털 위성 방송과 같은 높은 데이터 전송률을 갖는 경우 CPAFC 성능을 현저히 저하시키는 원인이 된다. 한편  $g_k = \tan^{-1} Q_k/I_k$ 를 이용하여 심볼 위상을 구하는 AFC 방식의 discriminator 출력은 다음과 같다.

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

이 방식도  $\theta_k$ 가 존재하므로 CPAFC와 같은 문제가 발생한다.

2.1 Phase Difference Removed AFC[3]

식 (1)의 QPSK 수신 심볼  $R_k$ 는  $\Delta\omega$ , 즉 주파수 오차에 비례해서 회전을 하게 된다. 따라서 연속되는 두 심볼의 위상 차이를 구하게 되면 주파수 오차를 검출할 수 있다. 연속되는 두 심볼의 위상 차이를 구하기 위하여  $u_k$ 를 다음과 같다.

$$u_k = \frac{R_k R_{k-1}^*}{|R_k R_{k-1}|} = C_k + jS_k \quad (4)$$

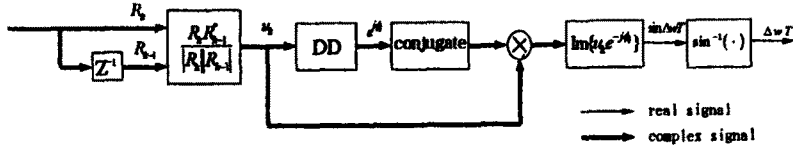


그림 1. PDAFC 블록도

식 (4)의  $u_k = e^{j(\theta_k + \Delta\omega T)}$ 로  $u_k$ 의 위상은  $\theta_k + \Delta\omega T$ 가 된다. 반송파 주파수 오차에 기인한 위상 에러는  $\Delta\omega T = \angle u_k - \theta_k$ 이다.

Corollary 1 :  $|\Delta\omega T| < \pi/4$ 이면  $\theta_k = \phi_i$  such that

$$\min_{\text{all } i} |u_k - e^{j\phi_i}|$$

Corollary 1에 의하면

$$\begin{aligned} \Delta\omega T &= \angle u_k - \phi_i = \sin^{-1}[\text{Im}\{u_k e^{-j\phi_i}\}] \\ &\approx \text{Im}\{u_k e^{-j\phi_i}\} = \sin \Delta\omega T \end{aligned} \quad (5)$$

Corollary 1에서  $|\Delta\omega T| < \pi/4$ 의 검출 영역은  $|\Delta f| < f/8$ 과 같고 이는 디지털 위상 방송 수신기에 적용되는 AFC의 최대 포착 영역(pull-in range)이다. 그림 1은 PDAFC 블록도를 나타낸다.

## 2.2 Rotational Decision Directed AFC

Discriminator 출력단에 잔류하는 위상차 항  $\theta_k$ 를 제거하기 위하여 RDDAFC에서는 k번째 수신 심볼을 결정하기 위한 결정 경계들 (k-1)번째 수신 심볼에서의 주파수 검출기 출력값만큼 회전시킨다. QPSK 수신 심볼이 다음과 같은 형태라 가정한다.

$$R_k = r_k e^{j(\theta_k + \Delta\omega T)} \quad (6)$$

회전된 결정 경계에 해당되는 신호 constellation은 다음과 같은 네 가지 값을 갖게 된다.

$$\begin{aligned} \{h_k\} &= \{h_{k-1}\} + \varepsilon_{k-1} \\ &\triangleq \{\phi_{k1}, \phi_{k2}, \phi_{k3}, \phi_{k4}\} \end{aligned} \quad (7)$$

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

$$\begin{aligned} \{h_0\} &= \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\} \\ &\triangleq \{\phi_{01}, \phi_{02}, \phi_{03}, \phi_{04}\} \end{aligned} \quad (8)$$

식(7)과 (8)에서,  $\phi_{ki} = \phi_{(k-1)i} + \varepsilon_{k-1}$  이므로  $\phi_{ki}$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\phi_{ki} = \phi_i + \sum_{j=0}^{k-1} \varepsilon_j, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (9)$$

회전된 결정 경계를 이용한 결정 device의 출력은 다음 형태로 정의한다.

$$B_k \triangleq r_k e^{j\theta_k} \quad (10)$$

결정 device는 Euclidean 거리중 수신 심볼에 가장 가까운 constellation 점을 선택하게 된다. 그러므로 식(10)의  $\theta_k$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\{\theta_k = \phi_{ki} \mid i = 1, 2, 3, 4 \mid (d_k + \Delta\omega T k) - \phi_{ki}\} \quad (11)$$

수신 심볼  $R_k$ 와 결정 device 출력  $B_k$ 의 공역복소수  $B_k^*$ 의 곱을  $u_k$ 라 정의하고

$$u_k \triangleq \frac{R_k B_k^*}{|R_k| |B_k|} \quad (12)$$

$\varepsilon_k$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\varepsilon_k \triangleq \sin^{-1}[\text{Im}\{u_k\}] \quad (13)$$

Corollary 2 :  $|\Delta\omega T| < \pi/4$  이면 식(13)의  $\varepsilon_k$ 는 이상적인 주파수 검출기 출력인  $\Delta\omega T$ 와 같게 된다. 이 Corollary 2의 증명은 Appendix에 주어진다. 이 Corollary 2에 의하면 제안한 RDDAFC는 현재 k번째 수신 심볼만 사용하므로 간단하다. 그림 2은 RDDAFC 블록도이다.

## 3. 시뮬레이션 결과 및 결론

제안된 RDDAFC 루프는 QPSK 수신 신호의 초기 주파수 포착을 위해 PLL[4] 루프와 연계해(conjuncted) 동작된다. 시뮬레이션은 다음 상황에서 수행된다.

- 심볼 전송률 : 20 MSymbols/sec (40 Mbps)
- 반송파 주파수 오차 : 2.4 MHz(약 심볼 전송률의 1/8배)
- 채널 노이즈 : AWGN
- C/N : 2dB

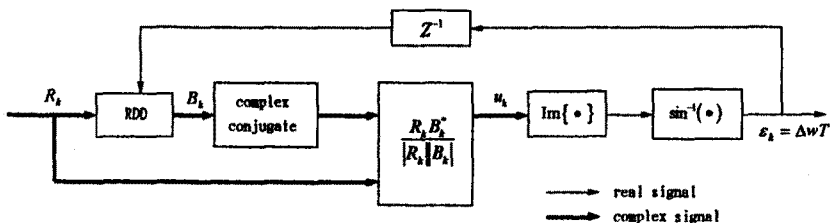


그림 2. RDDAFC 블록도

심볼 타이밍 복구는 이상적, 그리고 상호 심볼간 간섭 (inter-symbol interference)는 없다고 가정한다.

그림 3는 C/N 16dB, 반송파 주파수 오차 1.5MHz 상황에서 CPAFC, PDAFC, RDDAFC 알고리즘들의 주파수 검출기 출력음 나타낸다.  $\tan^{-1}$  회로를 이용한 AFC 결과도 CPAFC 결과와 비슷하다. 그림 3에서 보면 CPAFC 및  $\tan^{-1}$  기법은 높은 C/N 상황에서도 포착에 실패함을 알 수 있다.

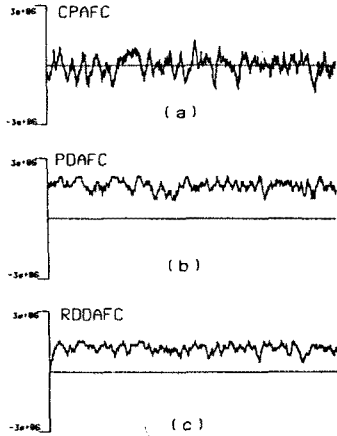


그림 3. 주파수 오차 1.5MHz, C/N이 16dB 일때 주파수 검출기의 출력 (a) CPAFC, (b) PDAFC, (c) RDDAFC

그림 4는 채널 등화(channel equalization)는 하지 않고 PLL 구조와 연계한 PDAFC 및 RDDAFC를 적용하여 QPSK 복조후의 constellation이다. 채널 등화와 에리 교정(error correction)을 적용하면  $10^{-8} \sim 10^{-9}$  BER 성능을 보일 수 있는 QPSK 복조 신호이다.

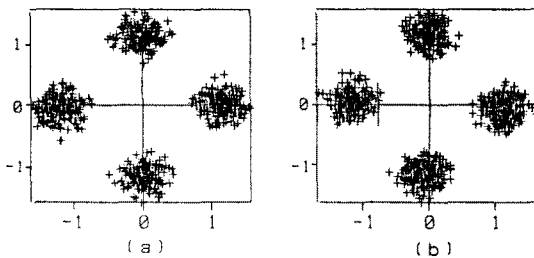


그림 4. 주파수 오차 1.5MHz, C/N이 16dB 일때 AFC와 PLL 후의 신호 좌표성 (a) PDAFC, (b) RDDAFC

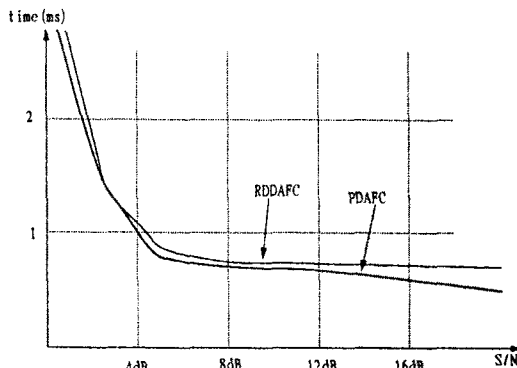


그림 5. AFC와 PLL의 총 Pull-in 시간 vs S/N

그림 5에서 알 수 있듯이 2dB S/N에서 반송파 주파수 오차가 2.4MHz 일 때 PLL과 연계한 PDAFC 및 RDDAFC 루프의

포착 시간은 각각 0.2msec, 0.13msec이다. 이는 QPSK 복조기 동작은 0.5sec 이내에 이루어져야 한다는 요구 조건[2]에 부합될 수 있다.

본 논문에서는 디지털 위성 방송 수신기 요구 조건에 부합되는 QPSK 복조기 핵심 기술인 AFC 기법을 위한 새로운 RDDAFC 알고리즘이 제안되었다. RDDAFC 루프는 구현이 용이하고 기존의 PLL과 독립적으로 구성할 수 있으며 안정한 반송파 복구가 이루어질 수 있도록 초기 포착을 빠른 시간 내에 할 수 있다.

## Appendix

### Corollary 2의 증명

결정 디바이스를 통과한 심볼의 위상에 대한 식(11)를 고려한다.

$$\{\theta_k = \phi_k \mid \min_{i=1,2,3,4} |(d_k + \Delta wTk) - \phi_i|\} \quad (14)$$

식 (9)에 의해 k번째 수신 심볼과 i번째 결정 경계 사이의 위상차는 다음과 같다.

$$(d_k + \Delta wTk) - \phi_k = (d_k + \Delta wTk) - (\phi_i + \sum_{j=0}^{k-1} \epsilon_j) \quad (15)$$

식 (15)에서  $\epsilon_j$ 는 이상적인 주파수 검출기의 출력  $\Delta wT$ 라고 가정할 수 있으므로 식(14)의 위상차는 다음과 같게 된다.

$$(d_k + \Delta wTk) - \phi_k = d_k - \phi_i + \Delta wT \quad (16)$$

여기서  $d_k$ 와  $\phi_i$ 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  $\Delta wT$ 의 절대값이 QPSK 복조시 AFC의 최대 포착 영역인  $\pi/4$ 보다 작으면, 식(14)의 최소값은  $d_k = \phi_i$ 에서 생기며, 결국

$$u_k = \frac{R_k B_k^*}{|R_k| |B_k|} = e^{j[(d_k + \Delta wTk) - \theta_k]} = e^{j\theta_k} \quad (17)$$

또한

$$\epsilon_k = \sin^{-1}[\text{Im}\{u_k\}] = \Delta wT \quad (18)$$

## References

- [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. Taga, 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] H. Hwang, Y. S. Choi, and K. B. Park, "New AFC Tracking Algorithms for Digital DBS Receiver," *the Proceeding of the International Conference on Consumer Electronics*, June, 1996.
- [4] Y. S. Choi, H. Hwang, and D. I. Song, "Adaptive Blind Equalization coupled with Carrier Recovery for HDTV Modem," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 39, pp. 386-391, no. 3, August, 1993.