

DSBD를 위한 저전력 반송파 복원에 관한 연구

박형근* · 이승대*

Study on the Low-Power Carrier Recovery for Digital Satellite Broadcasting Demodulator

Hyoung-keun Park* · Seung-dae Lee*

이 논문은 2006학년도 남서울대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구되었음

요 약

디지털 위성방송의 복조단에서 사용되고 있는 동기 검파 방식의 QPSK복조기에서 복소 신호의 전송시 송신단과 수신단 사이의 반송파 위상이 동기 되지 않아서 위상차 θ 가 발생하면 복조된 심볼은 원래의 전송 신호에 $e^{j\theta}$ 가 곱해진 형태로 변하게 된다. 이러한 복조기의 성능은 연산처리 비트수가 증가할수록 향상되는 반면 하드웨어의 복잡도가 증가하므로 복잡도와 시스템의 성능을 동시에 고려하여 비트수를 결정하여야 한다. 따라서 본 논문에서는 곱셈기 수를 줄임으로써 구현상의 복잡도를 감소시키고, lookup table을 사용하지 않는 조합 회로 구조로 설계하여 전력 소모를 줄일 수 있었다.

ABSTRACT

In order to resolve problems with the phase error in QPSK demodulator of the digital satellite broadcasting systems, the demodulator requires carrier recovery loop which searches for the frequency and phase of the carrier.

In this paper the complexity of implementation is reduced by the reduction into half of the number of the multiplier in filter structure of the conventional carrier recovery loop, and as the drawback of NCO of the conventional carrier recovery loop wastes a amount of power for the structure of lookup table, We designed the structure of combinational logic without the lookup table. In the comparison with dynamic power of the proposed NCO, the power of NCO with the lookup table is $175\mu W$, NCO with the proposed structure is $24.65\mu W$. As the result, it is recognized that about one eight of loss power is reduced. In the simulation of carrier recovery loop designed QPSK demodulator, it is known that the carrier phase is compensated.

키워드

반송파 복원 루프(carry recovery loop), QPSK demoudulator, NCO, 디지털 위성방송

I. 서 론

최근 무궁화 5호 위성을 발사하는 등 위성방송과 관

련된 분야의 연구가 활발히 진행되고 있다. 이러한 디지털 위성방송에서 사용되는 동기검파 방식의 QPSK 복조기에서 복소신호의 전송시 송·수신단 사이의 반송파 위

상이 동기되지 않아 위상차 θ 가 발생하면 복조된 심볼은 원래의 전송 신호에 $e^{j\theta}$ 가 곱해진 형태로 변하게 된다.[1]

따라서 복조된 심볼은 복소 평면상에서 변복조단의 위상차 θ 만큼 회전하며, 복원된 신호에서 성상도 (constellation)의 회전으로 인해 수신된 심볼이 결정 구간의 경계를 지날 때마다 어러를 발생시킨다. 특히 위상에 정보를 가지는 QPSK 복조기의 경우 정확한 위상동기는 필수적이다.[2,3,4]

이러한 복조기의 성능은 연산처리 비트수가 증가할 수록 향상되는 반면 하드웨어의 복잡도 또한 증가하므로 복잡도와 시스템의 성능을 동시에 고려하여 비트수를 결정하여야 한다.[5,6]

본 논문에서는 반송파 복원 회로의 복잡도를 감소시킬 뿐만 아니라 저전력 소비 특성을 가진 새로운 구조의 회로를 제안하였다.

II. QPSK 복조기의 반송파 복원 회로

QPSK 복조기에 입력되는 위상오차가 포함된 신호는 반송파와 타이밍 복원 회로를 통해 위상 오차를 극복하여 복조기에서 출력된다. QPSK 복조기의 반송파 복원 회로는 위상검출기, 루프필터, 저역통과필터, 정합필터, NCO로 구성된 PLL을 이용하였으며, 구조는 그림 1과 같다.

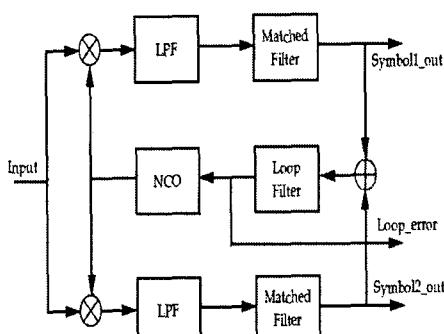


그림 1. 반송파 복원 회로 구조

Fig. 1. Structure of carrier recovery circuit

2.1. 위상 검출기 설계

위상 검출기는 승산형(multiplier)으로 설계하였으며,

입력신호의 극성은 +와 - 전압이 모두 허용된다. 즉, 반송파 복원회로의 입력과 NCO 출력의 곱셈 연산을 통해 신호를 발생한다.

위상검출기의 입력신호 $s(t)$, NCO의 출력신호 $v(t)$, 대역통과 잡음 $n(t)$ 은 각각 식(1), 식(2), 식(3)으로 표현할 수 있다.

$$s(t) = \sqrt{2P} \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta(t)) + n(t) \quad (1)$$

$$v(t) = V_o \sin(2\pi f_c t + \hat{\theta}(t)) \quad (2)$$

$$n(t) = n_d(t) \cos(2\pi f_c t) - n_q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (3)$$

따라서, 위상 검출기의 출력 $e(t)$ 는 입력신호와 NCO의 출력신호의 곱인 식(4)가 된다.

$$e(t) = \sqrt{\frac{P}{2}} V_o \sin(\theta(t) - \hat{\theta}(t)) + \frac{V_o n_q(t)}{2} \cos \hat{\theta}(t) - \frac{V_o n_d(t)}{2} \sin \hat{\theta}(t) \quad (4)$$

2.2. 저역 통과 필터 설계

선형 위상응답의 성능이 우수한 FIR 필터의 입력은 반송파 복원회로로 수신된 신호와 NCO의 출력신호의 곱셈 연산을 통해 들어온다. 또한 시스템의 잡음제거 기능을 하는 정합 필터를 보조하는 역할을 한다.

필터 설계에 사용한 기저대역신호는 대역폭이 0.5625MHz(심볼율), 반송파 주파수 5.625MHz를 사용했다. 저역 통과 필터가 기저대역 신호만 통과시키도록 설계하기 위해서는 많은 탭(tap)수를 필요로 한다. 탭 수가 많아지면 필터링 하는 성능은 우수하지만, 하드웨어 설계시 복잡성이 증가하는 단점을 가지므로 시스템의 성능에 영향을 주지 않을 정도의 탭 수를 결정해야 한다.

기존 필터구조는 M개의 계수 값에 해당하는 M개의 곱셈기가 필요하지만 이를 Chip으로 구현할 경우 구조상 많은 면적을 차지한다. 따라서 본 논문에서는 그림 2 와 같이 필터의 곱셈기 수를 반으로 감소시킨 구조로 설계하였다.

임펄스 응답이 대칭성을 갖는 경우 위상이 직접 위상이 되므로 필터의 특성은 식(5)와 같다.

$$H(z) = \sum_{m=0}^{M/2-1} h_m \{z^{-m} + z^{-(M-m)}\} + h_{M/2} z^{-M/2} \quad (5)$$

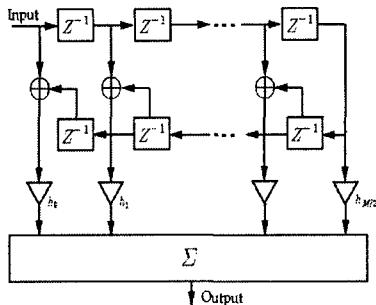


그림 2. 제안된 필터 구조
Fig. 2. Proposed filter structure

2.3. 정합 필터 설계

신호를 전송할 수 있는 채널의 대역폭은 제한되어 있지만 송신부 인코더의 출력인 디지털 신호는 임펄스의 형태이므로 주파수 영역에서 스펙트럼은 무한대의 대역폭을 가진다. 따라서 대역폭이 제한된 채널로 전송하기 위해서는 임펄스 열을 펄스 성형을 통하여 대역이 제한된 신호로 변화시켜야 한다. 수신단에서는 최대 출력 SNR을 얻기 위해서 입력신호와 동일한 형태의 펄스를 발생시켜 입력신호를 필터링한다. 이를 위해 정합 필터를 사용하며 입력신호가 raised cosine 펄스로 성형되는 경우 정합 필터 또한 raised cosine 펄스의 형태를 가진다.

신호의 대역폭을 제한하기 위해 사용하는 성형 필터는 주파수 영역에서는 원하는 스펙트럼을 얻을 수 있으나 시간 영역에서는 인접 심볼 간의 간섭(ISI)이 발생하게 된다. 따라서 대역폭을 감소시키면서 동시에 ISI를 방지하기 위해서는 Nyquist criterion을 만족하는 펄스를 사용해야 한다. 필터의 주파수 응답을 $X(jw)$ 라하고 심볼간의 시간 간격을 T 라 하면 Nyquist criterion은 식(6)과 같다.

$$\frac{1}{T} \sum_{-\infty}^{\infty} X\left(jw - jm \frac{2\pi}{T}\right) = 1 \quad (6)$$

Nyquist criterion을 만족하는 성형 필터는 여러 가지 형태로 나타낼 수 있으며 raised cosine 필터의 임펄스와 주파수 응답은 식(7), 식(8)과 같다.

$$x(t) = \left[\frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \right] \left[\frac{\cos(\alpha t/T)}{1 - (2\alpha t/T)^2} \right] \quad (7)$$

α : roll-off factor

$$\begin{aligned} X(jw) &= T, \quad 0 \leq |w| \leq (1-\alpha) \frac{\pi}{T} \\ &= \frac{T}{2} \left[1 - \sin \left[\frac{T}{2\alpha} \left(|w| - \frac{\pi}{T} \right) \right] \right], \quad (1-\alpha) \frac{\pi}{T} \leq |w| \leq (1+\alpha) \frac{\pi}{T} \\ &= 0, \quad |w| > (1+\alpha) \frac{\pi}{T} \end{aligned} \quad (8)$$

주파수 대역의 관점에서 α 가 0일 때 가장 적은 대역폭을 가지며, 이상적으로 대역 제한된 펄스이다. α 가 0에서 1까지 변화함에 따라서 대역폭은 0%에서 100%까지 초과 대역폭을 가지게 된다. 따라서 α 가 적을수록 동일한 대역의 채널로 전송할 수 있는 최대 심볼율이 커지게 된다. 시간영역에서 펄스는 무한한 임펄스 응답을 갖지만 α 가 증가함에 따라 tail의 값이 감소하게 된다. 이러한 이유로 실제 응용에서는 FIR 필터로 근사화가 가능하다. DVB의 규격에서는 α 를 0.35로 정하고 있다. 그림 3과 그림 4에서 roll-off factor에 따른 시간영역과 주파수 영역에서의 변화를 나타내었다.

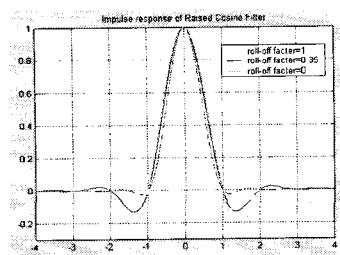


그림 3. 정합 필터의 임펄스 응답
Fig. 3 Impulse response of matched filter

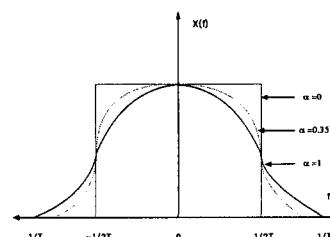


그림 4. 정합 필터의 주파수 응답
Fig. 4 Frequency response of matched filter

정합 필터의 출력을 이산신호의 식으로 표현하면 식(9)과 같다.

$$y[k] = \sum_{m=0}^{N-1} h[m]x[k-m] \quad (9)$$

$h[m]$: matched 필터 계수, $x[m]$: matched 필터 입력

정합 필터의 구현을 위해서는 텁수와 계수 및 각 연산자의 비트수를 결정해야 한다. 이를 위해 그림 5와 같이 필터의 텁 수를 변화시키면서 시뮬레이션을 수행하였으며 그림에서 roll-off factor가 0.35인 경우 텁수가 9개이상에서 BER값이 이상적인 값과 차이를 보이지 않는다. 따라서 고정소수점의 비트제한과 timing error 및 carrier offset 등을 고려하여 15텝으로 결정하였다.

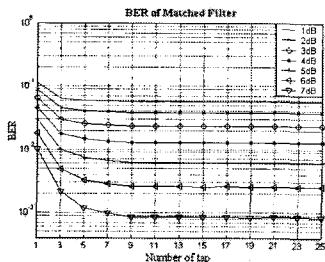


그림 5. 정합 필터의 텁수에 따른 BER
Fig. 5. BER by tap number of matched filter

2.4. 루프 필터 설계

루프 필터는 위상 검출기에서 예측한 위상 오차 정보를 입력으로 NCO를 구동하기 위한 제어 전압을 출력하는 2차의 구조를 사용한다. 또한, 실제 시스템에서는 주파수 에러도 동시에 존재하므로 이를 tracking하기 위해 루프 필터를 사용함으로써 주파수 offset을 추적할 수 있을 뿐만 아니라 검출 에러의 가중 평균을 출력함으로써 잡음도 제거하는 효과를 갖는다. 본 논문에서 설계한 2차 루프 필터의 구조는 그림 6과 같다.

이러한 필터에서 계수 값은 위상 추적 범위의 증감으로 인한 잡음과 trade-off의 관계를 결정한다. 계수 값 K_p 와 K_i 의 최적 조합을 결정하는 시뮬레이션 결과는 K_p 의 값이 크면 빨리 수렴하는 장점은 있으나, 수렴한 후 에러에 지터 현상이 발생하고, K_p 가 작은 경우는 수렴 후 에러의 지터가 감소하지만 수렴 속도는 느려지는 단점을 갖는다.

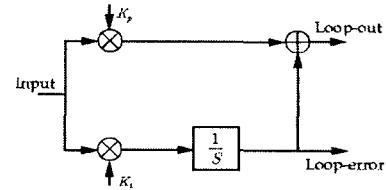


그림 6. 2차 루프 필터 구조
Fig. 6. Structure of quadratic loop filter

따라서 그림 7, 8과 같이 대역폭과 damping factor의 모의실험을 통해 K_p 와 K_i 의 최적 조합을 찾는다. 이러한 결과로 부터 대역폭은 5.33×10^{-4} , damping factor는 0.9를 이용하여 $K_p = 6.0e \times 10^{-5}$ 와 $K_i = 3.02e \times 10^{-8}$ 로 설계했다.

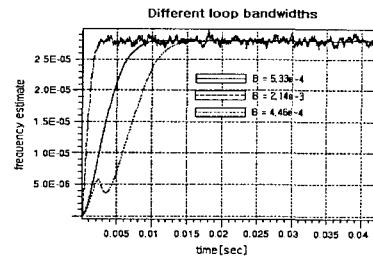


그림 7. 루프 필터 대역폭 시뮬레이션
Fig. 7 Bandwidth simulation of loop filter

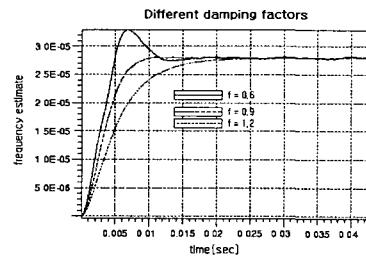


그림 8. Damping factors 시뮬레이션
Fig. 8 Damping factors simulation

2.5. NCO 설계

기존 반송파 복원 회로의 NCO는 lookup table을 갖는 구조로 전력 소모가 큰 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 저전력 구조로 설계하기 위해 lookup table을 사용하지 않는 새로운 구조의 NCO를 제안하였다. NCO 입력신호의 위상 오차가 $\Delta\theta \approx 0$ 이라면 식(10)과 같이 표현이 가능하다.

$$\cos \Delta\theta + j \sin \Delta\theta \approx 1 + j \Delta\theta \quad (10)$$

NCO는 NCO 자체에 있는 기준 위상에 loop filter의 출력인 위상 오차를 더하여 발진하며 식(11)과 같이 나타낼 수 있다. 정규화를 위해 양변에 제곱을 취하고 Taylor 공식을 이용하여 식(12)와 같이 실제 정규화된 식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} & (\cos\theta + j \sin\theta)(\cos\Delta\theta + j \sin\Delta\theta) \\ &= (\cos\theta \cdot \cos\Delta\theta - \sin\theta \cdot \sin\Delta\theta) \\ &\quad + j(\sin\Delta\theta \cdot \cos\theta + \cos\Delta\theta \cdot \sin\theta) \\ &\cong (\cos\theta - \Delta\theta \cdot \sin\theta) + j(\Delta\theta \cdot \cos\theta + \sin\theta) \\ &= \Delta\theta(-\sin\theta + j \cos\theta) + (\cos\theta + j \sin\theta) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{1+(\Delta\theta)^2}} = f_n(\Delta\theta) &= f(0) + f^{(0)}(\Delta\theta) \\ &+ \frac{f^{(0)}(\Delta\theta)}{2!}(\Delta\theta)^2 + \dots + \frac{f^{(n)}(0)}{n!}(\Delta\theta)^n \\ &\cong 1 - \frac{1}{2}(\Delta\theta)^2 \end{aligned} \quad (12)$$

따라서 식(11), 식(12)에 의해 lookup table을 사용하지 않는 NCO를 구현하였으며, 제안된 NCO의 구조는 그림 9와 같다.

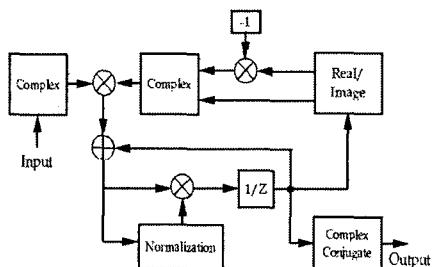


그림 9. 제안된 NCO 구조
Fig. 9 Proposed NCO structure

IV. 설계 및 시뮬레이션

디지털 위성방송 수신용 복조기를 위한 반송파 복원 회로의 설계는 Cossap tool을 이용하여 복원회로를 먼저 부동소수점으로 설계한 후 고정소수점으로 설계하였다. 고정소수점으로 설계한 회로의 모의실험 결과를 통해 성능을 확인한 후 하드웨어를 설계하였으며, 반송파 복원 회로의 시뮬레이션을 위한 모델은 그림 10과 같다.

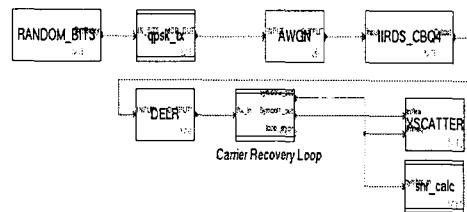


그림 10. 시뮬레이션 모델

Fig. 10 Simulation model

시뮬레이션을 위해 그림 11과 같이 반송파 복원회로의 초기 위상오차를 45°로 설정하였고, 위상 오차 성분이 반송파 복원회로를 통하여 원신호 성좌로 복원되는 결과를 그림 12에 나타내었다.

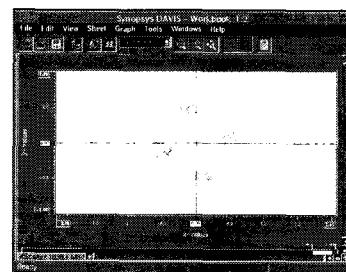


그림 11. 반송파 복원 회로의 초기 위상
Fig. 11 Initial phase of carrier recovery circuit

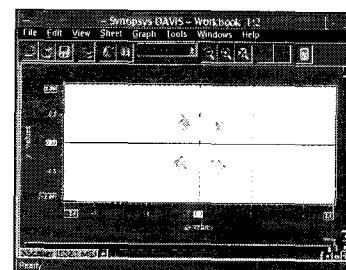


그림 12. 반송파 복원 회로 출력
Fig. 12 Output of carrier recovery circuit

V. 결 론

디지털 위성방송 수신용 복조기에서 복조 신호의 전송시 반송파 위상의 비동기로 인해 위상차가 발생하면 신호의 성상도가 위상차만큼 회전하기 때문에 이러한 위상 오차의 보정을 위해 반송파 복원 회로가 필요하다.

따라서, 본 논문에서는 기존 반송파 복원 회로의 필터 구조에서의 곱셈기 수를 반으로 줄임으로써 구현의 복잡도를 감소시키고, 기존 반송파 복원 회로의 NCO는 lookup table을 갖는 구조로 되어 있어 전력 소모가 큰 단점을 lookup table을 사용하지 않는 조합회로의 저전력 구조로 설계함으로써 극복하였다. 제안된 NCO의 전력을 비교하면 lookup table을 사용한 NCO의 경우 $175\mu W$ 이고 새로운 구조의 NCO는 $24.65\mu W$ 의 결과로 약 1/8로 전력소모가 감소하였으며, 위상오차가 보정되는 결과를 나타내었다.

참고문헌

- [1] T. Pratt, C. W., *Satellite Communications*, NY: Wiley& Sons, 2001.
- [2] F. M. Gardner, *Phase lock Techniques*, 4nd ed., NY: Wiley&Sons, 1999.
- [3] R. E. Best, *Phase-Locked Loops Theory, Design, and Applications*, 4nd ed., McGraw-Hill, 2002.
- [4] D. H. Wolaver, *Phase-Locked Loop Circuit Design*, NJ: Prentice-Hall, 2002.
- [5] Kyeongho Lee et al., *A CMOS Serial Link for Fully Duplexed Data Communication*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.30, No.4, pp.353-364, April 1995.
- [6] H. Zhijie et al., *Demodulator algorithm for new generation satellite broadcast standard*, Journal of Zhejiang University. Engineering science, Vol.39, No.8, pp.1107-1110, 2005

저자소개

박형근(Hyoung-Keun Park)

제 10 권 제 2 호 참조



이승대(Seung-Dae Lee)

1990. 2 단국대학교 전자공학과

공학사

1992. 2 단국대학교 대학원

통신공학전공 공학석사

1999. 8 단국대학교 대학원 통신공학전공 공학박사

1995. 4 ~ 현재 남서울대학교 전자공학과 부교수

※ 관심분야: 마이크로파 회로해석 및 설계,

RF시스템 모델링, 이동통신시스템