



## 트렐리스 상태 결합을 이용한 SOQPSK-TG 수신기

구영모<sup>1</sup>, 부정일<sup>2</sup>, 김복기<sup>3</sup>

### SOQPSK-TG Receiver Using Trellis State Combining

Young Mo Gu<sup>1</sup>, Jungil Boo<sup>2</sup> and Bokki Kim<sup>3</sup>

Inha Technical College<sup>1</sup>, DANAM SYSTEMS<sup>2,3</sup>

#### ABSTRACT

SOQPSK-TG which consists of differential precoder and CPM modulator was adopted as telemetry standard because of its high power and bandwidth efficiency. We proposed four-state Viterbi decoder for SOQPSK-TG. Reducing the trellis state to four was possible by simplifying frequency pulse of SOQPSK-TG to square pulse of symbol length 2 and combining this with differential precoder. Compared with conventional SOQPSK-TG receivers, computer simulation result shows about 1 dB performance improvement was achieved at BER of  $10^{-5}$  in AWGN channel.

#### 초 록

차등 프리코더와 CPM 변조기로 구성된 SOQPSK-TG는 전력 및 대역폭 효율이 우수하여 텔레메트리 표준으로 채택되었다. 본 논문에서는 SOQPSK-TG의 주파수 펄스를 심벌 길이가 2인 구형파로 근사화하여 간소화한 후 이를 차등 프리코더와 결합하여 상태수를 4로 감소시킨 비터비 복호 수신기를 제안하였다. 이를 AWGN 채널에서 컴퓨터 모의 실험한 결과 기존 방식의 SOQPSK-TG 수신기와 성능과 비교하여 BER이  $10^{-5}$ 일 때 약 1dB의 성능 개선이 있는 것을 확인하였다.

**Key Words** : CPM(연속위상변조), SOQPSK-TG, Telemetry(텔레메트리), Trellis(트렐리스), Viterbi Algorithm(비터비 알고리즘)

#### 1. 서 론

CPM(Continuous Phase Modulation)[1]은 진폭이 일정하고 위상이 연속이므로 비선형 증폭기를 사용할 수 있어 전력 효율이 매우 우수한 변조 방식이다. 또한 주파수 펄스의 길이를 늘려 심벌 간 간섭을 허용하면 대역폭 효율도 크게 높일 수 있다.

SOQPSK(Shaped Offset Quadrature Phase Shift Keying)는 CPM의 일종이지만 CPM의 입력 이진수(binary) 데이터  $\{+1, -1\}$ 를 프리코딩(pre-coding)하여 삼진수(ternary) 데이터  $\{+1, 0, -1\}$ 로 변환하고 +1에서 -1로 또는 -1에서 +1로 급격히 변화하는 고주파 성분을 억제하여 대역폭 효율을 기존 CPM보다 높이는 방식이다. SOQPSK는 주파수 펄스가 구형파이고 길이가

† Received : November 30, 2018 Revised : January 18, 2019 Accepted : January 29, 2019

<sup>1</sup> Professor, <sup>2</sup> Deputy Chief Engineer, <sup>3</sup> CTO

<sup>1</sup> Corresponding author, E-mail : ymgu@inhac.ac.kr, ORCID 0000-0002-3605-783X

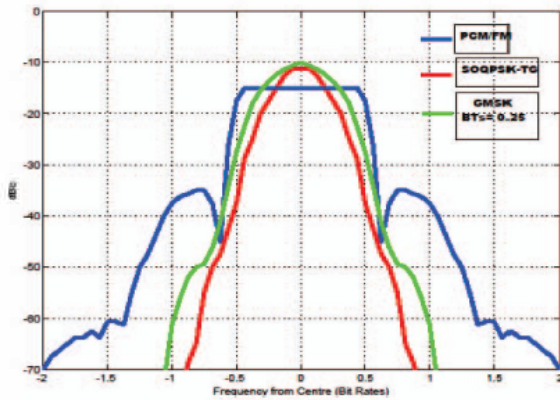


Fig. 1. Simulated Spectral Comparison [3]

한 심벌에 국한되어 심벌 간 간섭이 없는 SOQPSK-MIL 방식과 주파수 펄스가 올림 코사인(raised-cosine) 펄스이고 길이가 8 심벌로 심벌 간 간섭이 있는 SOQPSK-TG로 나눌 수 있다. SOQPSK-TG는 전력 및 대역폭 효율이 우수하여 원격 모니터링을 수행하는 텔레메트리 표준으로 채택되었다[2]. Fig. 1은 텔레메트리에 많이 사용되는 PCM/FM 방식, 대역 효율이 우수한 Gaussian Minimum Shift Keying(GMSK) 방식과 SOQPSK-TG 방식의 스펙트럼을 비교한 것으로[3] SOQPSK-TG 방식의 대역폭 효율이 우수한 것을 확인할 수 있다.

SOQPSK-TG는 CPM 변조 시 심벌 간 간섭이 크기 때문에 수신기에서 Maximum Likelihood Sequence Detector(MLSD)를 비터비 복호기로 구현하면 수신기의 복잡도가 크게 증가한다. CPM 변조 부분을 PAM(Pulse Amplitude Modulation) 또는 PT(Pulse Truncation) 방식으로 메모리가 없도록 간략화하면 CPM 입력 데이터를 삼진수로 만드는 차등 프리코딩에 필요한 메모리만 고려하면 되므로 비터비 복호 시 수신기의 복잡도를 크게 감소시킬 수 있다[4].

본 논문에서는 송신기의 SOQPSK-TG 주파수 펄스는 길이가 8인 올림 코사인파이지만 수신기에서 이를 심벌 길이가 2인 구형파로 근사화하여 메모리 수를 감소시키고 이를 차등 프리코더와 결합하여 비터비 복호 시 트렐리스 상태수를 4로 감소시키는 방법을 제안하고 컴퓨터 모의실험 결과를 통해 기존 방법과 비교한다.

## II. 본 론

### 2.1 SOQPSK-TG 송신기

텔레메트리 표준[2]에 의하면 SOQPSK-TG 송신기의 구성은 Fig. 2와 같다.

Figure 2에서 차등 부호기(differential encoder)의

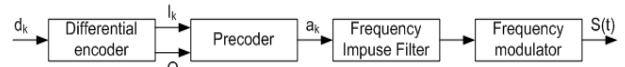


Fig. 2. SOQPSK-TG transmitter block diagram

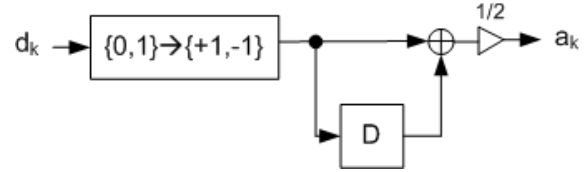


Fig. 3. Differential precoder

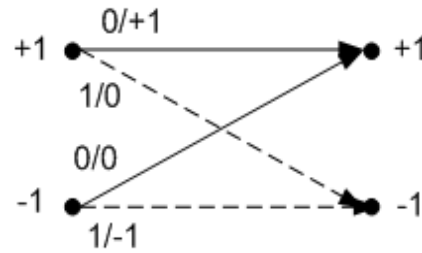


Fig. 4. Trellis diagram of differential precoder

입력  $d_k$ 는 값이  $\{0,1\}$ 인 이진수 데이터이고 프리코더 (precoder) 출력  $a_k$ 는 값이  $\{+1,0,-1\}$ 인 삼진수 데이터인데 차등 부호기와 프리코더를 결합하면 Fig. 3과 같이 입출력 특성이  $(1+D)/2$ 로 출력  $a_k$ 가  $+1$ 에서  $-1$ 로 또는  $-1$ 에서  $+1$ 로 급격히 변화하는 고주파 성분을 억제하는 저역통과필터인 차등 프리코더가 된다 [4]. 차등 프리코더는 한 개의 메모리로 구성되므로 상태수는 2이고 트렐리스 다이어그램은 Fig. 4와 같다. Fig. 4에서 상태값은 메모리에 저장된 값이므로  $+1$  또는  $-1$ 이고 가지(branch)값은 입력과 출력 값으로  $d_k/a_k$ 로 표시한다.

주파수 임펄스 필터(Frequency impulse filter)는 대역폭 효율을 높이기 위해 식 (1)과 같이 올림 코사인 함수와 윈도우 함수를 곱한 형태의 주파수 펄스  $f_{TC}(t)$ 를 구현한다.

$$f_{TC}(t) = A \frac{\cos\left(\frac{\pi\rho Bt}{2T}\right)}{1 - 4\left(\frac{\rho Bt}{2T}\right)^2} \times \frac{\sin\left(\frac{\pi Bt}{2T}\right)}{\frac{\pi Bt}{2T}} \times w(t) \quad (1)$$

$$w(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \left| \frac{t}{2T} \right| < T_1 \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{T_2} \left( \frac{t}{2T} - T_1 \right)\right), & T_1 \leq \left| \frac{t}{2T} \right| < T_1 + T_2 \\ 0, & T_1 + T_2 < \left| \frac{t}{2T} \right| \end{cases} \quad (2)$$

식 (1)에서  $A$ 는 주파수 펄스  $f_{TC}(t)$ 를 적분하면

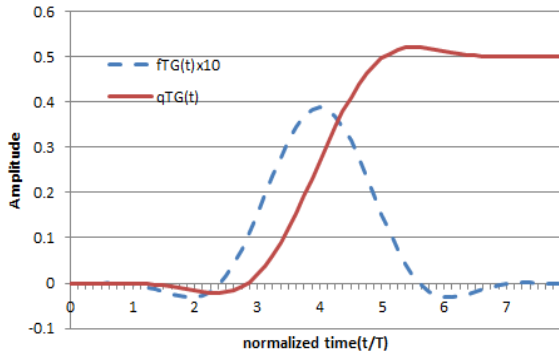


Fig. 5. SOQPSK-TG frequency and phase pulses

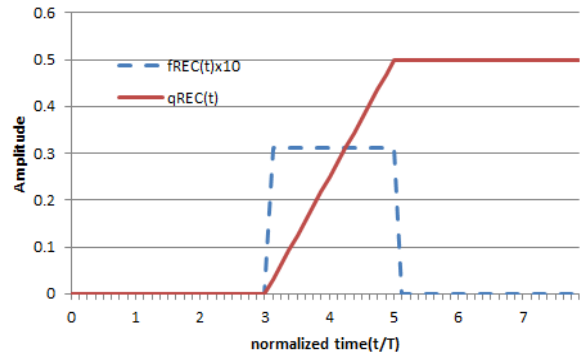


Fig. 6. Simplified SOQPSK-TG frequency and phase pulses

$\frac{\pi}{2}$ 가 되게 하는 가중치이고  $T$ 는 심벌 주기이다. 식 (1), (2)의 파라미터 값  $\rho, B, T_1, T_2$ 는 각각 0.7, 1.25, 1.5, 0.5이다.

주파수 변조기(Frequency modulator)는 주파수 임펄스 필터의 출력을 적분하여 누적 위상을 구한 후 CPM 신호  $s(t)$ 를 생성한다. 누적 위상  $\phi(t)$ 은 식 (3)과 같다. 식 (3)에서  $h$ 는 변조지수로 0.5이고  $q_{TG}(t)$ 는 주파수 펄스  $f_{TG}(t)$ 를 누적한 것이다. 시간 축에서  $4T$  만큼 우측으로 이동한 주파수 펄스  $f_{TG}(t)$ 와 위상 펄스  $q_{TG}(t)$ 는 Fig. 5와 같은데 주파수 펄스는 크기를 10배 확대하여 그린 것이다.

$$\phi(t) = 2\pi h \sum_i a_i q_{TG}(t - iT) \quad (3)$$

### 2.2 SOQPSK-TG 수신기

SOQPSK-TG의 주파수 펄스  $f_{TG}(t)$ 는 8 심벌로 구성되므로 이를 누적한 위상 펄스  $q_{TG}(t)$ 는 Fig. 5와 같이 9 심벌부터는 0.5가 된다. 따라서 식 (3)의 누적 위상  $\phi(t)$ 는 식 (4)와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\phi(t) = \pi \sum_{i=k-7}^k a_i q_{TG}(t - iT) + \frac{\pi}{2} \sum_{i=0}^{k-8} a_i \quad (4)$$

식 (4)에서 우변 첫째 항은 메모리 개수가 7이고 우변 둘째 항은  $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$  4개의 값을 가지므로 메모리 개수가 2이다. 따라서 전체 메모리 개수가 9이므로 위상 변화를 트렐리스 다이어그램으로 표현하면 상태수가 512가 된다. 상태수가 2인 Fig. 4의 차등 프리코더와 결합하면 전체 상태수가 1024가 되어 이를 바탕으로 수신기에서 MLSD를 비터비 복호기로 구현하면 복잡도가 매우 커진다. 따라서 기존 방식의 수신기에서는 식 (4)의 CPM 위상 검출 부분을 PAM 또는 PT 방식으로 메모리가 없도록 간략화한 후 차

등 프리코더만 상태수가 2인 비터비 복호기로 구현한다[4].

심벌 간격의 SOQPSK-TG 송신 신호의 IQ 신호 성상도는 8-PSK(phase shift keying) 신호에 신호 대 간섭비가 약 20dB인 심벌 간 간섭이 더해진 형태이므로 SOQPSK-TG를 Fig. 6과 같이 주파수 펄스가 심벌 길이가 2인 구형파이고 위상 펄스가 직선인 CPM으로 근사화 할 수 있고, 식 (4)의 누적 위상  $\phi(t)$ 는 식 (5)와 같이 심벌 주기  $T$ 로 샘플링한 위상  $\phi_k$ 로 간략화 할 수 있다.

$$\phi_k = \frac{\pi}{4} a_k + \frac{\pi}{2} a_{k-1} + \frac{\pi}{2} \sum_{i=0}^{k-2} a_i \quad (5)$$

식 (5)에서 우변 둘째 항은 셋째 항과 결합할 수 있으므로 식 (6)과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\phi_k = \frac{\pi}{4} a_k + \frac{\pi}{2} \sum_{i=0}^{k-1} a_i \quad (6)$$

식 (6)을 Fig. 3의 차등 프리코더와 결합하면 Fig. 7과 같은 블록 다이어그램으로 표현할 수 있다. 메모리 a는  $\{+1, -1\}$ 의 값을 가지고 메모리 b는 modulo-4인  $\{0, 1, 2, 3\}$ 의 값을 가지므로 위상 변화  $\phi_k$ 는 Fig. 8과 같이 상태수가 8인 트렐리스 다이어그램으로 표현할 수 있다. Fig. 8에서 실선 가지는  $d_k$ 가 0일 때이고 점선 가지는 1일 때이다.

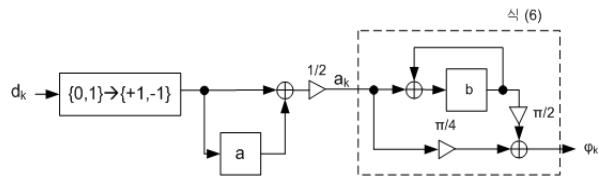


Fig. 7. Combined differential precoder and simplified SOQPSK-TG encoder

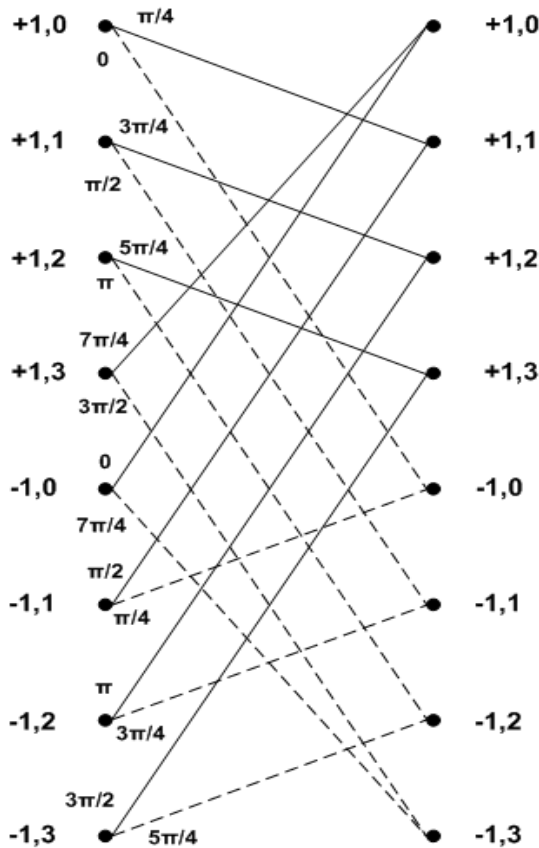


Fig. 8. 8-state trellis diagram

Figure 8의 트렐리스 다이어그램에서 상태  $\{(+1,0), (+1,2), (-1,1), (-1,3)\}$ 는 상태  $\{(+1,1), (+1,3), (-1,0), (-1,2)\}$ 로만 천이하고 그 반대도 성립함을 알 수 있다. 따라서 시간을 짝수, 홀수로 나누어 짝수 시간에는 상태  $\{(+1,0), (+1,2), (-1,1), (-1,3)\}$ 에서 상태  $\{(+1,1), (+1,3), (-1,0), (-1,2)\}$ 로 천이하고 홀수 시간에는 상태  $\{(+1,1), (+1,3), (-1,0), (-1,2)\}$ 에서 상태  $\{(+1,0), (+1,2), (-1,1), (-1,3)\}$ 로 천이하는 것으로 분리할 수 있어 Fig. 8의 상태수가 8인 트렐리스 다이어그램을 Fig. 9와 같이 상태수가 4인 트렐리스 다이어그램으로 변환하여 상태수를 감소시킬 수 있다.

Figure 9의 상태수 4인 트렐리스 다이어그램을 기반으로 하는 SOQPSK-TG 비터비 수신기의 BER(bit error rate) 성능을 AWGN(Additive White Gaussian Channel) 채널에서 평가한 컴퓨터 모의실험 결과는 Fig. 10과 같다. 모의실험은 512비트의 패킷으로 100,000 패킷을 수행하였고 비터비 수신기에서 경로 메트릭은 수신 신호와 8-PSK 신호점과의 제곱 유클리드 거리를 이용하였다. BER 수신 성능을 식 (4)의 CPM 위상 부분을 PAM 또는 PT 방식으로 메모리가 없도록 간략화한 후 차등 프리코더만 상태수가 2인 비터비 복호기로 구현한 기존 방식의 수신기[4]와 성능을 비교하면 BER이  $10^{-5}$ 일 때 약 1dB의 성능 개선

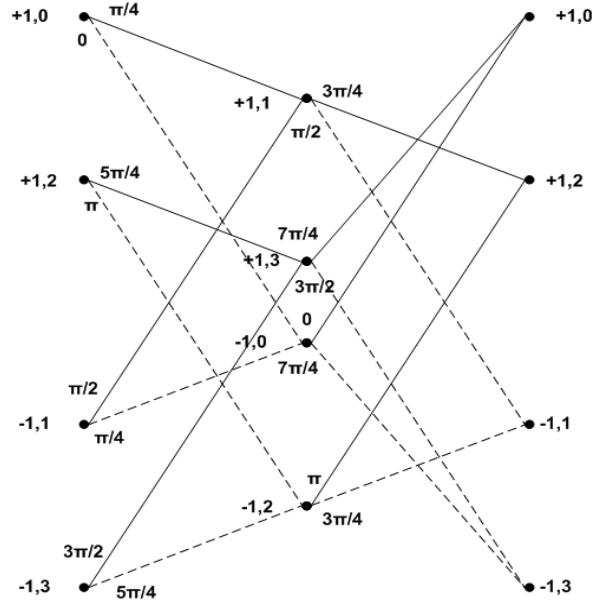


Fig. 9. 4-state trellis diagram

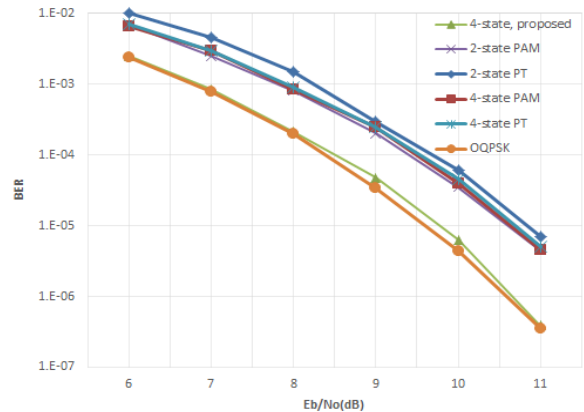


Fig. 10. BER Performance

이 있는 것을 확인하였다. 기존 방식의 SOQPSK-TG는 Fig. 2의 구조에서 차등 부호기 없이 프리코더만으로 구성하기도 하는데 이 경우 프리코더의 상태수가 4이므로 (참고문헌 [4]의 Fig. 2 참조) 비터비 복호 시 수신기 복잡도가 제안한 방식과 유사하지만 BER 성능은 제안한 방식이 약 1dB 더 우수하다. 또한 상태수를 감소시키지 않고 그대로 상태수 1024인 비터비 복호기로 구현하더라도 그 성능은 OQPSK와 유사할 것으로 추정되는데 제안한 방식은 BER 성능이 OQPSK와 거의 유사한 것을 확인할 수 있다.

### III. 결 론

본 논문에서는 SOQPSK-TG의 주파수 펄스를 길이가 8인 올림 코사인파에서 심벌 길이가 2인 구형파로 근사화하여 간략화하고 이를 차등 프리코더와 결

합하여 상태수를 4로 감소시킨 비터비 복호 수신기를 제안하였다. 이를 CPM 변조 부분을 PAM 또는 PT 방식으로 메모리가 없도록 간략화한 후 차등 프리코더만 상태수가 2인 비터비 복호기로 구현한 기존 방식의 SOQPSK-TG 수신기와 성능과 비교하여 AWGN 채널에서 BER이  $10^{-5}$ 일 때 약 1dB의 성능 개선이 있는 것을 확인하였다.

## References

- 1) Anderson, J. B., Aulin, T., and Sundberg, C.-E., *Digital Phase Modulation*, New York: Plenum Press, 1986.
- 2) Telemetry Standards, *RCC Standard 106-17*, July 2017.
- 3) Balasubramanian, U., Pacharne, P. R., and Radhakrishna, P., "Telemetry Applications of SOQPSK and GMSK Based Modulation for Airborne Platform," *International Conference on Communications, Devices and Intelligent Systems (CODIS)*, 2012, pp. 17~20.
- 4) Perrins, E., and Kumaraswamy, B., "Decision Feedback Detectors for SOQPSK," *IEEE Trans. on Communications*, Vol. 57, No. 8, August 2009, pp. 2359~2368.