

가중치를 부여한 QPSK/PCM 음성신호의 소거대역 설정에 의한 신호수신

안 승 춘 이 문 호  
한국전기통신공사 전북대학교

Weighted QPSK/PCM Speech Signal Detection with the Erasure Zone

Seung-Choon Ahn, Moon-Ho Lee  
Korea Telecommunication Authority, Chonbuk National University

Abstract

Since the bits in any encoded PCM word are of different importance to the bit positions, in order to improve the signal to noise ratio the technique that the encoded signal bits are weighted for the QPSK transmission system, is presented. Also the erasure zone is established at the detector, such that if the output falls into the erasure zone, the regenerated sample is replaced by interpolation.

Two weighting methods are shown here. One is the method that the same weighting profile is used to Q and I dimension in QPSK signal constellations. The other is different weighting to Q and I dimension. The gains of this new technique in overall signal s/n compared to conventional QPSK transmission system were 5 db and 2db, respectively.

1. 서론

음성신호를 PCM화 함에 있어 PCM 비트는 비트 위치마다 각각 다른 중요도를 갖는다[1]. 상위 비트는 하위 비트에 비하여 보다 중요하므로 이 중요한 비트에 대하여 가중치를 크게 부여하고, 하위비트에 대하여는 가중치를 적게 부여하여 전송하므로써 양호한 통신을 할 수 있다[6, 9]. 또한 수신측에서는 중요비트에 대하여 수신 레벨 결정 경계 지역에 소거대역을 설정하여 신호를 재생하므로써 고품질의 양호한 PCM 통신을 구현할 수 있다.

이러한 통신을 위하여 종래는 단순한 BPSK 신호에 대한 가중치 부여 방법이 고안[6]되거나, 소거대역 설정방법 [9, 10]이 제안되었다. 본 연구에서는 보다 다양하고 이용성이 많은 QPSK 신호에 가중치를 부여하여 채널에 전송하고 수신측에서는 소거대역을 설정 재생하므로써 시스템 전체의 신호대 잡음비를 개선하는 방법을 제시한다. 특히 QPSK 신호에 가중치를 부여하는 방법은 두가지로 제시하였는데, 첫째는 QPSK 신호성좌(Constellations)의 Q, I 축에 동일하게 가중치를 부여하는 방법에 의하여 시스템을 해석하였다. 둘째 방법으로는 Q, I 축에 각각 다른 가중치를 부여하는 방법에 대

하여 시스템을 분석하였다.

본 연구에서는 우선 PCM 시스템에 나타나는 에러를 양자화 에러와 디지털 전송에러로 나누어 고찰하였다. 특히 디지털 전송에러에서는 A 인자 개념[3]을 도입하여 에러의 발생확률을 구하고 A 인자와 결합하여 디지털 전송에러를 산출할 수 있도록 하였다. 그러므로 QPSK 신호에 가중치를 부여하여 전송하고, 수신측에서는 소거대역을 설정함에 따른 에러 발생확률을 구하여 A 인자와 결합하므로써 디지털 전송에러를 산출토록 하였다. 그리고 입력신호와 위에서 구한 양자화 및 디지털 전송에러의 비, 즉 신호대 잡음비 산출하여 시스템의 우수성을 입증하였다.

2. PCM 시스템에서의 에러

일반적으로 PCM 시스템에는 소스 코딩 에러(Source coding error)와 채널에러의 두 종류가 있다[1]. 코딩에러는 대역제한, 표본화, 최대치 제한 및 양자화에 따라 일어난다. 본 연구에서는 처음 세가지는 매우 적기 때문에 양자화 에러만 고려하기로 한다. 채널에러는 채널전송중 디지털 에러에 의해 발생된다.

입력 표본화 신호 x에 대하여 양자화 에러를 변수 i, 디지털 전송 에러를 j로 표시하면 PCM 시스템에 있어서 평균 잡음 전력은

$$e^2 = E\{(x-x_i; j)^2\} \tag{1}$$

소스 코딩에러와 채널 에러는 서로 독립적으로 발생하므로 평균 잡음 전력은 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$e^2 = es^2 + ec^2 \tag{2}$$

여기서  $es^2$ 는 소스에러, 즉 양자화 에러를 표시하고,  $ec^2$ 는 디지털 전송에러를 나타낸다.

(1) 양자화 에러

PCM 시스템에서 표본화 신호를  $\mu$ -비치 [2]에 의하여 압축하고 압축된 신호를 일정한 간격의 양자화기에 의하여 양자화를 시키면 이 과정에서 양자화 에러가 [4] 발생한다. 이 에러는 다음과 같이 표시될 수 있다.

$$es^2 = s^2 \frac{[\ln(1+\mu)]^2}{3 \cdot 2^{\mu}} \left(1 + \frac{1}{\mu^2 \cdot s} + \frac{\sqrt{2}}{\mu \cdot s}\right) \tag{3}$$

여기서  $s^2$  는 입력신호전력,  $\mu$ 는 상수,  $N$  은 신호당 비트수를 각각 나타낸다.

(2) 디지털 전송에러

디지털 전송에러는 전송채널에서 일어나는 잡음 전력으로 다음과 같이 표시된다.

$$ec^2 = E_{ij} [(x_i - x_{ij})^2] \quad (4)$$

여기서  $E_{ij}$ 는 모든 양자화 레벨과 발생가능한 모든 에러 상태의 평균을 나타낸다. 소스 코딩에러는 채널 에러와는 무관 하므로 식(4)는

$$ec^2 = \sum_{j=1}^{2^N-1} P_j E_i [(x_i - x_{ij})^2] \quad (5)$$

여기서  $E_i$ 는  $2^N$  개의 양자화 레벨의 평균이며,  $P_j$ 는 에러  $e_j$ 의 발생 가능성을 나타낸다. 전송채널에러를 구하기 위하여 A인자를 정의하자.

$$A_j \equiv E_i [(x_i - x_{ij})^2] \quad (6)$$

$A_j$ 는 에러 조합(error sequence)  $e_j$ 가 PCM 니코우더 출력측에 나타날때의 평균잡음 전력이다.

일반적으로 PCM 통신시스템에서 비트에러율은 대단히 작으므로 표본화 신호  $N$  비트에 2개 이상의 에러는 발생하지 않는다고 하면 디지털 전송에러는 식(5)로부터

$$ec^2 = \sum_{j=1}^{2^N-1} P_j A_j \quad (7)$$

로 표시할 수 있다. 그러므로 에러발생확률  $P_j$ 를 구하면 디지털 전송에러를 얻을 수 있다.

(3) 시스템 판정 기준

본 연구에서 추구하는 시스템 판정기준은 다음과 같이 신호대 잡음비로서 결정한다.

$$s/n = \frac{E(x^2)}{es^2 + ec^2} \quad (8)$$

여기서  $E(x^2)$ 는 입력신호의 평균전력을 나타낸다.

3. QPSK 신호에 대한 가중화

QPSK 신호는 일반적으로 표본화, 압축화, 양자화 및 코드화 과정을 거친후, 2개의 비트가 Q, I 축에 각각 배정되고 캐리어에 의하여 변조된 뒤 2개 신호가 합성되어 채널에 전송하게 된다.

가중 QPSK(WQPSK) 신호는 전송전에 PCM 비트의 중요도에 따라서 가중치를 부여하여 전송하는 방법이다. 음성은 표본화 신호당 8개의비트로 양자화되므로 상위 중요비트는 많은 가중치를 주고 하위 비트는 적은 가중치를 부여하여 전송하므로써 시스템의 신호대 잡음비를 개선하게 된다.

(1) WQPSK 시스템 I

일반적인 QPSK 신호는 그림 1과 같이 나타낼수 있으며 각 신호 벡터마다 2비트의 수송하게 된다. 가우시안 채널에서 QPSK 신호에 대한 에러발생확률은 다음과 같다[1].

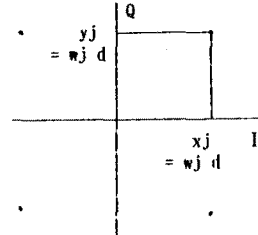


그림1. WQPSK 시스템I 신호선과

$$P = Q\left(\frac{d}{\sqrt{N_0/2}}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int \frac{d}{\sqrt{N_0/2}} e^{-x^2/2} dx \quad (9)$$

여기서  $N_0$  는 가우시안 채널의 잡음전력밀도이고  $d$  는 신호 경계선으로 부터 거리를 나타낸다.

이제 가중치를 부여하는 방법을 생각해 보자. Q 와 I축에 각각 동일한 가중치를 부여하도록 하자. 즉 QPSK 신호들 발생하는 2개의 비트에 동일한 가중치를 부여하여 전송하는 방법을 WQPSK 시스템I이라 하자. 이러한 경우에는 8비트의 표본화 신호마다 4개의 가중치가 주어진다. 그림 1에서 동일 가중치를 부여하는 경우에는 다음과 같다.

$$x_j = y_j = w_j d \quad (10)$$

여기서  $w_j$ 는 각 디멘존에서의 가중치를 나타낸다. 따라서 WQPSK 에 대한 에러발생확률은 식 (9)로 부터 다음과 같이 주어진다.

$$P_j = Q\left(\frac{w_j d}{\sqrt{N_0/2}}\right) \quad (11)$$

또한 한 표본화 신호마다 전송되는 에너지는 일정해야하므로 4개 가중치의 계급은 다음과 같은 제한을 갖는다.

$$4 = \sum_{j=1}^4 w_j^2 \quad (12)$$

WQPSK 에서 4개의 가능한 신호 파형들중 하나가 각 신호구간 T 동안에 전송되어진다. 이러한 파형은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_1(t) = d w_j \cos w_c t + d w_j \sin w_c t \quad (13 a)$$

$$S_2(t) = d w_j \cos w_c t - d w_j \sin w_c t \quad (13 b)$$

$$S_3(t) = -d w_j \cos w_c t + d w_j \sin w_c t \quad (13 c)$$

$$S_4(t) = -d w_j \cos w_c t - d w_j \sin w_c t \quad (13 d)$$

QPSK의 PCM 한비트당 평균 에너지는  $d^2$  이므로, 식(11)으로 부터 WQPSK 에 대한 BER은

$$p_j = Q(\sqrt{2} w_j^2 H) \quad (14)$$

여기서  $H$  는 전송채널의 평균 S/N 을 나타낸다.

따라서 WQPSK 를 이용했을때 전송채널의 디지털 에러는 식 (7)로 부터 아래와 같이 표시할 수 있다.

$$ec = \sum_{j=1}^4 \{ Q(\sqrt{2} w_j^2 H) A_0 + Q(\sqrt{2} w_j^2 H) A_e \} \quad (15)$$

여기서  $A_0$ (홀수)= $A_{2j-1}$ ,  $A_e$ (짝수)= $A_{2j}$

즉 위식의 첫번째 항은 I 디멘존에 대한 에러이고, 두번째 항은 Q 디멘존에 대한 에러이다.

(2) MQPSK 시스템 2

MQPSK 시스템 1에서는 Q와 I축 동일한 가중치를 부여하였다. 이제 QPSK 신호에 가중치 부여하는 방법중 Q와 I축에 각각 다른 가중치를 부여하는 방법을 MQPSK 시스템 2 라고 하자. 이때는 8개의 비트중에서 짝수번째와 홀수번째 비트에 각각 다른 가중치를 부여하게 되므로 표현화 신호당 2개의 가중치가 필요하게 된다.

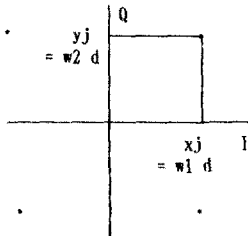


그림2. MQPSK 시스템2 신호성좌

그림 2에서 이 상태의 좌표는 I 축의 가중치를  $w_1$ , Q 축의 가중치를  $w_2$ 라 할때

$$x_j = w_1 d, \quad y_j = w_2 d \quad (16)$$

이므로, 홀수번째 비트에 대한 BER은

$$P_o = Q(\sqrt{2 w_1^2 H}) \quad (17)$$

짝수번째 비트에 대한 BER은 다음과 같다.

$$P_e = Q(\sqrt{2 w_2^2 H}) \quad (18)$$

따라서 MQPSK 시스템 2를 이용했을 때 전송채널의 디지털에러는 식(15)에서와 유사한 방법으로 구할 수 있다.

$$e_c = \sum_{j=1(\text{odd})}^8 Q(\sqrt{2 w_1^2 H}) A_j + \sum_{j=2(\text{even})}^8 Q(\sqrt{2 w_2^2 H}) A_j \quad (19)$$

그리고 식(12)에서와 같이 에너지는 일정하므로 가중치의 합은 다음과 같은 제한을 갖는다.

$$2 = w_1^2 + w_2^2$$

4. MQPSK 의 비트 소거대역

PCM 신호를 수신할 때 수신 레벨의 경계지역은 에러가 발생할 가능성이 크다. 특히 PCM 신호의 중요 비트가 이 경계지역에 나타나면 신호대 잡음비는 크게 열화될 것이다.

이를 보완하기 위하여 이 PCM 수신 레벨의 경계지역에 일정한 구역을 소거대역으로 설정하여 이 지역에 수신비트가 나타나면 그 비트가 속한 신호를 제거해 버린다. 대신에 제거한 신호의 전후 재생신호의 평균한 것을 신호로 대체하게 된다. 이렇게 하므로써 전체 시스템의 신호대 잡음비를 개선할 수 있다. 이는 일반적으로 평균신호를 취하므로써 야기되는 잡음이 보편적인 PCM 수신방식보다는 적게될수 있기 때문이다. 이때 PCM 신호에 있어 중요 비트에만 이 방식을 사용하고 하위비트는 보편적인 PCM 수신방식으로 재생토록 한다. 이는 하위비트의 경우에는 오히려 보편적인 PCM 수신방식이 더 에러를 줄일수 있기 때문이다.

(1) MQPSK 시스템 1에 대한 비트 검출

PCM 신호 8개 비트를 검출할 때 중요비트의 소거지역을 갖는 경우와 하위비트와 같이 소거대역이 없는 경우가 있다.

므로 이에 대하여 각각 나누어 살펴본다. 소거대역이 없는 경우에 대한 여러발생확률은 식(14)와 같다. 그러나 소거지역을 갖는 경우 여러발생확률은 두가지 가능성으로 분류될 수 있다. 하나는 신호가 소거대역 외곽으로 떨어져 에러를 감지할 수 없는 경우이고, 다른 하나는 신호가 소거대역 안으로 떨어졌을때의 경우이다.

우선 첫번째 경우는 그림 3 에 보이는 것과 같이 빗금친 부분에 대한 확률에 여러발생율이므로 이때 여러 발생 확률 비트 0 의 수신레벨 분포 비트 1 의 수신레벨 분포

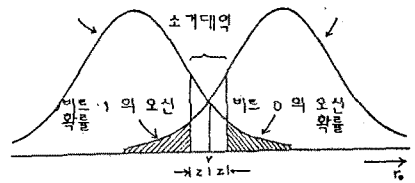


그림3. 비감지 신호의 여러

은 한계지역을 표준화 시킨 값을  $T$ 라 하면 중요비트의  $j$ 번째 비트에 대한 여러발생확률은 식 (14)로부터 다음과 같이 주어진다.

$$P_{mj} = Q(\sqrt{2 w_j^2 H} (1+T_j)) \quad (20)$$

따라서 중요비트가 소거대역 외곽으로 떨어졌을때의 디지털 에러는

$$e_{c2} = \sum_{j=1}^M \left\{ Q(\sqrt{2 w_j^2 H} (1+T_o)) A_o + Q(\sqrt{2 w_j^2 H} (1+T_e)) A_e \right\} \quad (21)$$

여기서  $T_o = T_{2j-1}$ ,  $T_e = T_{2j}$  이며  $M$ 은 중요비트수이다.

다음에는 중요비트가 소거대역에 떨어졌을때를 생각해보자 이때는 그림4 에 보인 바와 같이 식(20)에서 얻은 방법과 유사하게 구할 수 있다.

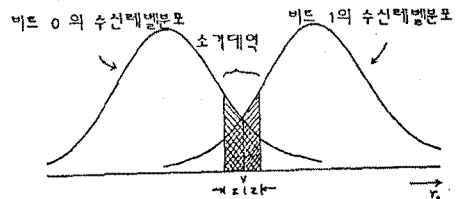


그림 4. 소거대역의 여러

$$P_{zj} = Q(\sqrt{2 w_j^2 H} (1-T_j)) - Q(\sqrt{2 w_j^2 H} (1+T_j)) \quad (22)$$

확률  $P_{zj}$ 는 중요 비트중  $j$  번째 비트가 소거대역으로 떨어질 확률이며 이때 신호는 인접재생신호의 평균치로 대체된다.  $P_{zj}$ 는 매우 작은값이므로 식 (22)이 일어날 확률  $P_r$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$P_r = \sum_{j=1}^M P_{zj} \quad (23)$$

다음은 이 평균치로 대체하므로써 발생하는 에러를 구해보자 이 에러는 상대 평방근 에러  $\delta$ (relative mean square error)를 이용하여 구하면

$$\delta s^2 = E[(x - \hat{x})^2] \quad (24)$$

여기서  $x$ 는 입력신호,  $\hat{x}$  대체된 평균치 신호이며  $s^2$ 은 입력 신호전력을 나타낸다. 따라서 디지털 에러는

$$e_{c2}^2 = \delta s^2 \sum_{j=1}^{M/2} \{ Q(\sqrt{2} w_j^2 H(1-To)) + Q(\sqrt{2} w_j^2 H(1-Te)) - Q(\sqrt{2} w_j^2 H(1+To)) - Q(\sqrt{2} w_j^2 H(1+Te)) \} \quad (25)$$

이제 총 WQPSK 시스템1의 에러를 구해보자. 8비트 PCM의 경우 에러는 중요 비트 에러와 하위비트 에러의 합으로 구성된다. 중요비트에 대한 에러는 식(21)과 (25)이고, 하위비트에 대한 에러는 식(15)로 구했다. 여기서 중요 비트는 1-4 비트, 하위비트는 5-8비트로 나타내면 디지털 에러는 다음과 같다.

$$e_c^2 = \sum_{j=1,2} \{ Q(\sqrt{2} w_j^2 H(1+To)) A_o + Q(\sqrt{2} w_j^2 H(1+Te)) A_e \} + \sum_{j=3,4} \{ Q(\sqrt{2} w_j^2 H) A_o + Q(\sqrt{2} w_j^2 H) A_e \} + \sum_{j=1,2} \delta s^2 \{ Q(\sqrt{2} w_j^2 H(1-To)) + Q(\sqrt{2} w_j^2 H(1-Te)) - Q(\sqrt{2} w_j^2 H(1+To)) - Q(\sqrt{2} w_j^2 H(1+Te)) \} \quad (26)$$

(2) WQPSK 시스템2에 대한 비트 검출

시스템 2에 대한 디지털 에러는 시스템 1에서 구한 방식과 유사한 방법으로 구할수 있다. 그 결과는 다음과 같다.

$$e_c = \sum_{j=1,3} Q(\sqrt{2} w_j^2 H(1+Tj)) A_j + \sum_{j=2,4} Q(\sqrt{2} w_j^2 H(1+Tj)) A_j + \sum_{j=5,7} Q(\sqrt{2} w_j^2 H) A_j + \sum_{j=6,8} Q(\sqrt{2} w_j^2 H) A_e + \delta s^2 \sum_{j=1,3} \{ Q(\sqrt{2} w_j^2 H(1-Tj)) - Q(\sqrt{2} w_j^2 H(1+Tj)) \} + \delta s^2 \sum_{j=2,4} \{ Q(\sqrt{2} w_j^2 H(1-Tj)) - Q(\sqrt{2} w_j^2 H(1+Tj)) \} \quad (27)$$

5. 이론적 결과 및 고찰

앞장에서 시스템 1과 시스템 2에 대한 WQPSK 신호의 디지털 전송에러를 구하였다. 이 전송에러를 최소화 하기 위한 적절한 가중치  $w_j$ 와 한계치  $T_j$ 를 구한다. 이 최적치는 한정 최소화 기법에 의하여 구할 수 있다[5].

본 연구에서는 8비트,  $M$  범칙 ( $M=255$ ) 압신 PCM 시스템이 사용되었다. 입력 신호는 음성신호와 유사한 신호형태도 분포를 가지는 라플라스인 PDF를 가정하였다. 입력 음성신호 레벨은 표준편차가  $\sqrt{2}/10$  인 -17db로 가정하였다.

그림 5.는 채널  $s/n$ 를 함수로 하여 시스템 전체  $s/n$ 에 대한 분포를 나타내고 있다. WQPSK 시스템 1은

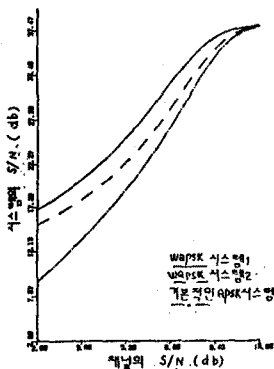


그림5. 이론적 결과치

전통적인 QPSK 시스템 보다 5db정도 시스템의 신호대 잡음비를 개선하였다. 또한 WQPSK 시스템 2도 보편적인 QPSK 시스템보다는 2db 정도 개선하였으나 시스템 1 보다는 열악한 신호대 잡음비를 보이고 있다.

6. 결론

QPSK 신호를 PCM 비트의 중요도에 따라서 가중치를 부여하여 전송하고, 수신된 비트신호의 중요비트에 대하여는 수신레벨 한계지역에 소거대역을 설정하여 수신하므로써 종전의 QPSK 신호 전송시스템에 비하여 신호대 잡음비를 개선할 수 있음을 확인하였다.

가중치 부여 방법에 있어서는 QPSK의 Q, I 축에 동일하게 신호당 4가지 가중치를 부여하는 방법이, Q, I 축에 각각 다르게 신호당 2가지 가중치를 부여하는 방법보다 좋은것임도 확인하였다. 여기서 앞으로 좀더 검토해야할 과제는 본 통신 시스템에 대한 시뮬레이션을 실행하므로써 이론적 결과를 입증하는 것이 문제이다.

References

- [1] L. W. Couch II, Digital and Analog Communication Systems, Macmillan, 1983.
- [2] M. Schwartz, "Information Transmission, Modulation and Noise", McGraw-Hill, pp. 117-128, 1988.
- [3] N. Rydbeck and C.E. Sundberg, "Analysis of digital errors in standard nonlinear PCM systems", IEEE Trans. Commun., COM-24, no. 1, pp. 59-65, Jan. 1976.
- [4] C.E. Sundberg, "The effect of single bit errors in standard nonlinear PCM systems", IEEE Trans. Commun., COM-24, no. 9, pp. 1062-4, Sep. 1976.
- [5] J. Vlach and K. Singhal, Computer Methods for Circuit Analysis and Design, Van Nostrand Reinhold, pp. 436-463, 1983.
- [6] E. Bedrosian, "Weighted PCM", IRE Trans. Information Theory, IT-4, pp. 45-9, March 1958.
- [7] C.E. Sundberg, "Optimum weighted PCM for speech signal," IEEE Trans. Commun., COM-26, no. 6, pp. 872-81, June 1978.
- [8] Moon Ho Lee, "Weighted hadamard transform image coding," Journal of the Korean Institute of Electronics Engineers, vol. 24, Number 2, March 1987.
- [9] S.C. Ahn, J. U. Seo and M.H. Lee, "Weighted PCM Signal Transmitting with the Erasure Zone at the Detector," IEEE Proc. Tencon 1987, pp. 388-392, 1987.
- [10] 안승춘, 서정옥, 이문호, "가우신안 채널에 있어 가중치를 부여한 BPSK/PCM 음성신호의 비트 검출 한계치 변화에 의한 신호재생," 전자공학회의 논문지, 제24권 제5호, PP 733-739, 1987. 9.