

채널의 효율적인 사용을 위한 Line Probing 기술

류재호^o, 이용환

서울시 관악구 신림동 산 56-1

서울대학교 전기공학부 신호전송연구실

Line Probing Techniques for Efficient Channel Utilization

Jae Ho Lyu^o and Yong Hwan Lee

School of Electrical Engineering, Seoul National University

San 56-1 Shinlim-Dong, Kwanak-Ku Seoul

요약

본 논문에서는 통신 채널의 효율적인 사용을 위한 Line Probing 기술에 대해 다룬다. Line Probing 기술은 대역이 제한된 채널에서 필요한 전송 품질을 만족하는 최대의 전송 속도를 얻기 위해 채널의 왜곡 특성을 실시간으로 측정하고 이에 기반하여 가변적으로 심벌 전송률과 심벌 당 전송 비트 등의 변조 파라미터를 최적화한다. 채널의 왜곡 특성을 측정하기 위해 사용하는 스펙트럼 추정기의 추정 성능을 분석하고 모의 실험을 통해 검증한다. 또한 SNR이 낮은 주파수 대의 추정 성능을 개선하기 위하여 수정된 probing 신호를 제안하고 추정 분산 측면에서 기존의 probing 신호와 비교한다. 마지막으로 왜곡 특성이 다른 두 공중 전화선 채널에 대해 Line Probing 기법을 적용하여 최적 심벌 전송률을 결정하는 예를 보인다.

1. 서론

음성 신호의 전송을 위하여 개발된 공중 전화망(PSTN)을 통하여 고속의 데이터를 전송하려는 시도는 최근 모뎀 기술의 급격한 발전을 기반으로 이론적인 채널 용량에 근접하는 전송 속도의 향상을 이루게 되었다. 이러한 전송 속도의 향상을 위한 새로운 고속 모뎀의 표준으로 채택된 V.34 권고안은 이전부터 사용되어 온 부호화 기법, 채널 등화 기법을 보다 효율적인 기법으로 대체하는 한편 가변 심벌 전송률을 지원하는 Line Probing 기법을 처음으로 도입하게 되었다[1, 2].

일반적으로 데이터의 전송 속도는 심벌 전송률과 심벌 당 전송 비트 수의 곱으로 나타나므로 이를 높이기 위해서는 신호 공간상에서의 신호점 수를 늘려 심벌 당 전송 비트 수를 늘리거나 심벌 전송률을 높여야 한다. 신호 공간상에서의 신호점 수를 늘리면 채널에서 부가되는 잡음에 의해 전송 오류가 발생하기 쉬우므로 신뢰성 있는 통신을 위해서는 효율적인 부호화 기법과 채널 등화 기법을 사용하여야 한다[3]. 그러나 이 방법은 어느 정도의 이득을 얻은 후 추가적인 이득을 얻기 위해서는 시스

템의 복잡도가 급격히 증가하는 단점이 있다. 이에 반해 심벌 전송률을 높이는 방법은 시스템의 복잡도를 그다지 증가시키지 않고도 데이터의 전송 속도를 높일 수 있다.

그러나 대역 가장자리에서의 왜곡이 심한 채널에서 심벌 전송률을 높일 경우 신호의 왜곡을 보상하기 위해 사용한 등화기에 의해 잡음이 증폭되어[4] 오히려 전송 속도가 떨어질 수도 있다. 이런 배경에서 심벌 전송률과 심벌 당 전송 비트 등의 변조 파라미터를 미리 고정하지 않고 실시간으로 추정한 채널의 특성에 따라 가변적으로 결정하는 Line Probing 기술이 제안되었다. Line Probing 기법은 크게 스펙트럼 추정 기법을 이용한 채널의 주파수 특성 추정, 채널의 선형 및 비선형 왜곡 특성을 고려한 각 심벌 전송률에서의 수신 판별기 SNR 계산, 이에 기반한 변조 파라미터의 최적화로 구성된다[5].

본 논문에서는 스펙트럼 추정기의 추정 성능에 대해 주로 다루며 구성은 다음과 같다. 2장에서는 스펙트럼 추정 알고리즘을 설명하고 3장에서 이 추정기의 분산 성능을 분석한다. 4장에서는 SNR이 낮은 주파수 대의 추정 성능을 개선하기 위한 수정된 probing 신호를 제안하고 5장에서 공중 전화선 채

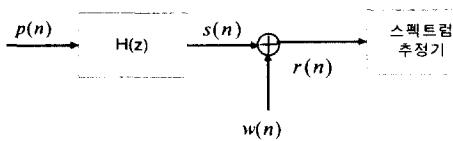


그림 2.1 선형 가우시안 채널 모델
널에 적용한 모의 실험 결과를 보인다.

2. 스펙트럼 추정 알고리즘

그림 2.1과 같이 표시되는 선형 가우시안 채널 모델을 고려하자. 여기서 $H(z)$ 는 채널의 전달 함수, $w(n)$ 은 채널에서 부가되는 백색 가우시안 잡음 신호, $r(n)$ 은 수신 신호를 나타낸다. 스펙트럼 추정기는 수신 신호 $r(n)$ 으로부터 채널을 통과한 신호 $s(n)$ 과 채널에서 부가된 잡음 신호 $w(n)$ 의 전력 스펙트럼을 추정한다.

V.34 권고안에 정의된 probing 신호 $p(n)$ 은 150Hz에서 3750Hz 까지 150Hz 간격의 같은 에너지를 갖는 톤들의 합으로 생성된다. 기본 주파수가 150Hz인 주기 신호이며 각 톤의 위상은 합해진 신호의 PAR(Peak-to-Average power Ratio)이 작아지도록 설계되어 있다. 이 신호의 스펙트럼은 전체 대역에서 같은 전력 밀도를 가지므로 채널을 통과한 신호의 전력 스펙트럼으로부터 채널의 주파수 응답을 알 수 있다.

Probing 신호의 한 주기에 해당하는 길이 L 의 신호를 한 블록으로 잡을 때 수신 신호의 i 번째 블록 $r_i(n)$ 과 이의 DFT는

$$r_i(n) = s(n) + w_i(n) \quad (2.1)$$

$$R_i(kf_\Delta) = \sum_{n=0}^{L-1} [s(n) + w_i(n)] \exp(-j2\pi kf_\Delta nT) \\ = S(kf_\Delta) + W_i(kf_\Delta) \quad (2.2)$$

로 주어진다. 여기서 인접 블록의 잡음 신호간에 상관도가 충분히 낮다고 가정할 경우, 각 신호 블록을 DFT 하여 얻어진 잡음 성분 $W_i(kf_\Delta)$ 는 i.i.d 확률 변수라고 가정할 수 있다. 이에 반해 신호 성분은 모든 블록에서 동일한 결정 주기 신호이므로 다음과 같이 DFT를 평균함으로써 채널을 통과한 신호의 주파수 성분을 추정할 수 있다.

$$B(kf_\Delta) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} R_i(kf_\Delta) \\ = S(kf_\Delta) + \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} W_i(kf_\Delta) \quad (2.3)$$

따라서 채널을 통과한 신호의 전력 스펙트럼은

$$P(kf_\Delta) = |B(kf_\Delta)|^2 \\ = |S(kf_\Delta)|^2 + \left| \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{L-1} W_i(kf_\Delta) \right|^2 \\ + \frac{2}{M} \operatorname{Re}\{S(kf_\Delta) \cdot \sum_{i=0}^{M-1} W_i(kf_\Delta)\} \quad (2.4)$$

과 같이 계산된다. 잡음 신호의 평균이 0이면 이 추정의 평균은 $|S(kf_\Delta)|^2$ 이 되어 바이어스가 없는 추정(unbiased estimate)이 되며 분산은 평균 횟수 M 에 반비례하여 감소함을 알 수 있다.

한편 잡음 신호의 전력 스펙트럼을 계산하기 위한 중간 단계로 각 신호 블록의 DFT의 제곱을 평균하면

$$A(kf_\Delta) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{L-1} |R_i(kf_\Delta)|^2 \\ = |S(kf_\Delta)|^2 + \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{L-1} |W_i(kf_\Delta)|^2 \\ + \frac{2}{M} \sum_{i=0}^{L-1} \operatorname{Re}\{S(kf_\Delta) \cdot W_i^*(kf_\Delta)\} \quad (2.5)$$

이 된다. 식 (2.4)와 (2.5)의 첫째 항과 셋째 항이 같고 식 (2.5)의 둘째 항이 periodogram 평균에 의한 잡음 신호 스펙트럼 추정에 해당하므로, 잡음 신호의 전력 스펙트럼은

$$N(kf_\Delta) = A(kf_\Delta) - P(kf_\Delta) \\ = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{L-1} |W_i(kf_\Delta)|^2 - \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{L-1} |W_i(kf_\Delta)|^2 \quad (2.6)$$

과 같이 추정할 수 있다. 그림 2.2는 지금까지 설명한 스펙트럼 추정 알고리즘을 블록 다이어그램으로 도시한 것이다.

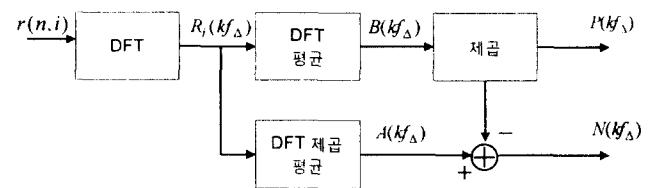


그림 2.2 스펙트럼 추정 블록 다이어그램

3. 스펙트럼 추정기의 성능 분석

AWGN 채널 환경에서 2장에서 기술한 스펙트럼 추정 알고리즘의 추정 분산을 계산한다. 신호 스펙트럼의 추정에 대한 식 (2.4)의 결과는 추정 분산에 대한 잡음 신호의 영향을 살펴보기 위하여 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$P(kf_\Delta) = \operatorname{Re}\{S(kf_\Delta)[S^*(kf_\Delta) + \frac{2}{M} \sum_{i=0}^{M-1} W_i(kf_\Delta)]\} \\ + \left| \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} W_i(kf_\Delta) \right|^2 \quad (3.1)$$

세 번째 항은 잡음 신호의 DFT를 평균한 것의 제곱으로 확률 신호의 평균에 관한 WLLN(Weak Law of Large Number)를 적용하면 추정된 잡음 스펙트럼과

$$\left| \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} W_i(kf_\Delta) \right|^2 = \frac{1}{M-1} N(kf_\Delta) \quad (3.2)$$

인 관계가 성립한다. 그러므로 바이어스 항은 쉽게 잡음 스펙트럼의 추정으로부터 계산하여 식 (3.1)에서 소거할 수 있다.

$P(kf_\Delta)$ 의 분산을 계산하기 위하여 바이어스 항을 제외한 식 (3.1)을 고쳐 쓰면

$$P(kf_\Delta) = S_R^2(kf_\Delta) + S_I^2(kf_\Delta) + S_R(kf_\Delta) \cdot W_R(kf_\Delta) + S_I(kf_\Delta) \cdot W_I(kf_\Delta) \quad (3.3)$$

이 된다. 여기서 $S_R(kf_\Delta)$, $S_I(kf_\Delta)$ 는 각각 $S(kf_\Delta)$ 의 실수부와 허수부를, $W_R(kf_\Delta)$, $W_I(kf_\Delta)$ 는 각각 $\frac{2}{M} \sum_{i=0}^{M-1} W_i(kf_\Delta)$ 의 실수부와 허수부를 나타낸다. 이 식으로부터 신호 스펙트럼의 추정 $P(kf_\Delta)$ 의 분산이

$$\sigma_{P(kf_\Delta)}^2 = \frac{2}{M} |S(kf_\Delta)|^2 \cdot E\{|W_i(kf_\Delta)|^2\} \quad (3.4)$$

이 됨을 간단한 계산을 통하여 유도할 수 있다.

한편 잡음 스펙트럼의 추정 분산은 periodogram 평균을 이용하여 가우시안 신호의 전력 스펙트럼을 추정할 때의 추정 분산식을 그대로 적용하면

$$\sigma_{N(kf_\Delta)}^2 = \frac{1}{M} E^2\{|W_i(kf_\Delta)|^2\} \quad (3.5)$$

와 같이 주어진다[6].

확률 변수 A에 대한 추정기 A' 의 추정 성능을

$$\epsilon = \frac{s_{A'}^2}{E^2\{A\}} \quad (3.6)$$

로 나타내고 이를 추정기 A' 의 추정 오차로 정의하자. 그러면 평균 횟수 M에 따른 신호 스펙트럼의 추정 오차 ϵ_P 는

$$\epsilon_P = \frac{2}{M} \frac{\text{var}\{W_i(kf_\Delta)\}}{|S(kf_\Delta)|^2} = \frac{2}{M\eta}, \quad (3.7)$$

잡음 스펙트럼의 추정 오차 ϵ_N 는

$$\epsilon_N = \frac{1}{M} \quad (3.8)$$

로 주어진다. 여기서 $\eta = |S(kf_\Delta)|^2 / \text{var}\{W_i(kf_\Delta)\}$ 는 해당 주파수 대역의 SNR을 의미한다. 위의 식으로부터 신호 스펙트럼의 추정 오차는 평균 횟수 M과 SNR에 반비례하나 잡음 스펙트럼의 추정 오차는 평균 횟수에 반비례하고 SNR에는 무관함을 알 수 있다.

4. 개선된 Probing 신호의 설계

신호 스펙트럼의 추정 오차는 그 주파수 대역에서의 SNR에 반비례하므로 SNR이 상대적으로 낮은 대역 가장자리에서의 스펙트럼 추정이 SNR이 큰 주파수 대역에 비해 부정확하다. 그런데 주어진 채널에서 얼마나 확장된 대역을 사용하여 신호를 전송할 수 있는가는 대역 가장자리에서의 신호 감쇄 특성을 매우 민감하다. 즉 확장된 대역을 사용함으로써 얻을 수 있는 전력 이득이 이로 인한 전력 손실과 비교하여 큰가 작은가가 전송 신호 대역 확장 여부를 결정하는 기준이므로 대역 확장에 따른 전력 손실을 결정하는 대역 가장자리에서의 감쇄 특성을

얼마나 정확하게 측정할 수 있는가는 Line Probing 기법의 신뢰성과 직결되는 문제라 할 수 있다. 이런 관점에서 볼 때 V.34 권고 안의 probing 신호는 개선의 여지가 있다.

V.34 권고 안의 probing 신호는 모든 주파수 대역에 같은 전력을 갖는 톤을 사용하는데 이를 보완하여 각 대역의 SNR에 따라 톤의 전력을 불균등하게 배치하면 전체적인 스펙트럼 추정의 신뢰도를 높일 수 있다. 이에 SNR이 낮은 주파수 대역의 톤에는 많은 전력을 할당하고 SNR이 높은 주파수 대역의 톤에는 적은 전력을 할당하여 신호의 전력을 일정하게 유지하면서 전체적인 스펙트럼 추정의 신뢰도를 높일 수 있는 수정된 probing 신호의 설계를 제안한다.

채널의 주파수 응답이 $\{H_0, H_1, H_2, \dots, H_{K-1}\}$ 일 때 이 채널에서 신호 스펙트럼의 추정 오차를 최소화하는 전력 할당 방법을 찾아 보자. V.34 신호를 구성하는 각 톤에 할당된 전력이 Q 일 때 설계하고자 하는 신호의 전력 할당 $\{Q_0, Q_1, Q_2, \dots, Q_{K-1}\}$ 은

$$Q = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} Q_k \quad (4.1)$$

의 관계를 만족해야 한다. 이 신호를 사용하였을 때 신호 스펙트럼의 추정 오차는 식 (3.7)으로부터

$$\begin{aligned} \epsilon &= \frac{2}{M} \sum_{k=0}^{K-1} A_k \frac{\sigma_n^2}{Q_k |H_k|^2} \\ &= \frac{2}{M} \sum_{k=0}^{K-1} A_k \eta_k \end{aligned} \quad (4.2)$$

와 같이 주어진다. 여기서 K는 전체 주파수 빈의 개수, A_k 는 특정 주파수 대역에서의 추정 오차에 대한 가중치, σ_n^2 은 잡음 신호의 전력이다. 여기서 양의 실수의 산술 평균과 기하 평균에 대한 부등식

$$\sum_{n=0}^{N-1} x_n \geq N \sqrt[N]{\prod_{n=0}^{N-1} x_n}, x_1 = x_2 = \dots = x_{N-1} \text{ 일 때 등호 성립} \quad (4.3)$$

을 적용하면 모든 주파수 빈에서

$$Q_k \frac{|H_k|^2}{A_k} = C, C \text{는 비례 상수} \quad (4.4)$$

일 때 추정 오차 ϵ 가 최소가 된다. 비례상수 C는 식 (4.2)의 조건으로부터

$$C = \frac{LQ}{\sum_{k=0}^{K-1} A_k / |H_k|^2} \quad (4.5)$$

로 정해지므로 최적의 전력 할당은

$$Q_k = \frac{LQ A_k}{|H_k|^2 \sum_{n=0}^{K-1} A_n / |H_n|^2} \quad (4.6)$$

이 된다.

제안한 전력 할당 방법을 적용할 때는 다음과 같은 점을 유의하여야 한다. 먼저 특정 주파수에서의 채널 응답 $|H_k|^2$ 이 너무 작을 경우 그 주파수의 톤에 과도한 전력이 할당되는 문제가 발생한다. 이를 방지하기 위해 최대로 허용하는 전력 할당의 비를

제한하여야 한다. 그리고 이 전력 할당 방법은 특정한 채널 응답에 대해서만 최적이며 채널 응답이 달라지면 다른 전력 할당이 필요하게 된다. 따라서 채널의 주파수 응답을 미리 알고 있어야만 이 알고리즘을 적용할 수 있으며 그렇지 않을 경우에는 모든 채널을 고려한 평균 추정 오차를 최소화하는 신호를 설계하여야 한다. 원하는 신호는 식 (4.2)가 모든 채널에서의 추정 오차를 포함하도록 수정함으로써 쉽게 설계할 수 있다.

5. 모의 실험 결과

그림 5.1은 2장에서 설명한 알고리즘을 사용하여 C0 채널에서 SNR을 바꾸면서 스펙트럼을 추정한 결과이다. 신호 스펙트럼은 채널의 주파수 응답에 근사한 모양을 따르며 잡음 스펙트럼도 수신 신호의 SNR을 정확하게 반영하고 있다.

그림 5.2는 SNR과 평균 횟수에 따른 신호 스펙트럼과 잡음 스펙트럼의 추정 오차를 도시한 것이다. 실선은 3장에서 유도한 식에 의해 이론적으로 예측한 값을, 점선은 모의 실험에 의한 결과를 나타낸다. 여기서 모의 실험을 통하여 얻은 추정 오차가 이론적인 예측 값의 0.5dB 이내로 근접하므로 추정 오차에 대한 3장의 식이 유효함을 확인할 수 있다.

표 5.1은 flat 채널에서 최적인 신호 A(V.34 신호), C4 채널에서 최적인 신호 B, 두 채널을 동시에 고려하여 설계한 신호 C를 Probing 신호로 하여 flat 채널과 C4 채널에서 모의 실험을 통해 얻은 추정 오차 값을 정리한 것이다. 신호 B를 설계할 때 전력 할당에 의한 톤 전력의 차이가 10dB를 넘지 않도록 하였으며 가중치는 모두 1로 두었다. 모의 실험에 사용한 채널의 주파수 응답은 그림 5.3과 같으며 채널 SNR은 10dB, 평균 횟수는 50으로 하였다. C4 채널에서 V.34 신호를 사용하지 않고 B 신호와 C 신호를 사용할 때 생기는 추정 오차의 이득은 약 1.76dB, 0.57dB이다. flat 채널에서는 V.34 신호가 최적이므로 신호 B, 신호 C를 사용하면 오히려 추정 오차가 2.73dB, 0.22dB 만큼 커진다. 그러므로 채널의 주파수 응답을 알 수 있을 때는 제안한 전력 할당 방법으로 설계한 신호를 사용함으로써 추정 오차를 상당히 줄일 수 있으나 여러 가지 채널을 동시에 고려할 때는 그 이득이 미미하다는 사실을 알 수 있다.

그림 5.4는 flat 채널과 C0 채널에서 10^{-6} 의 에러율을 보장하면서 9.6kbps, 19.2kbps, 28.8kbps의 속도로 전송하기 위해 필요한 채널 SNR을 V.34에서 사용하는 심벌 대역폭에 대해 도시한 것이다. flat 채널의 경우에는 모든 SNR 대에서 심벌 대역폭을 높이는 것이 유리하며 데이터 전송 속도가 높을수록 이에 따른 전력 이득이 커진다. 이에 반해 C0 채널의 경우 데이터 전송 속도에 따라 최적인 대역폭이 달라짐을 알 수 있다. 9.6kbps로 전송할 때는 2400Hz의 대역폭이 최적이나 28.8kbps로 전송할

때는 3200Hz로 대역폭을 확장하는 것이 더 유리하다.

6. 결론

대역이 제한된 채널에서는 미리 심벌 전송률을 고정하지 않고 실시간으로 측정한 채널 특성에 따라 전송 대역을 가변적으로 결정하는 것이 데이터 전송의 효율면에서 유리하다. 본 논문에서는 채널의 선형 왜곡 특성과 SNR을 동시에 추정할 수 있는 스펙트럼 추정 알고리즘의 추정 분산 성능을 분석하고 이 분석이 모의 실험 결과와 0.5dB 이내로 일치함을 보였다. 채널의 주파수 응답이 주어졌을 때 이 채널에서의 추정 오차를 최소화하는 전력 할당 방식을 제안하고 이 방식의 적용 가능성을 검토해보았다. 마지막으로 전화선 채널에 Line Probing 알고리즘을 적용하여 데이터 전송 속도에 따른 최적 전송 대역폭을 결정하는 예를 보였다.

참고 문헌

- [1] ITU-T (CCITT) Recommendation V.34, *A modem operating at data signalling rates up to 28800 bits/s for use on the general switched telephone network and on leased point-to-point 2-wire telephone-type circuit*, 1994.
- [2] Y. H. Lee, "Advances in voice-band data transmission : toward V.fast," 텔레콤, 제 8권, 제 2 호, pp. 3-17, Dec. 1992.
- [3] D. Forney, Jr. and V. Eyuboglu, "Combined equalization and coding using precoding," *IEEE Commun. Magazine*, Dec. 1991.
- [4] E. A. Lee and D. G. Messerschmitt, *Digital Communication*, 2nd ed. CAP, 1994.
- [5] V. Eyuboglu and Ping Dong, "Line Probing Modem", U.S Patent, No.5,048,054, Sep. 1991.
- [6] P. D. Welch, "The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra," *IEEE Trans. on Audio Electronics*, Vol.AU-15, pp. 70-73, June 1970.

표 5.1 수정된 신호를 사용한 경우의
신호 스펙트럼 추정 오차

	신호 A	신호 B	신호 C
flat 채널	0.0348	0.0652	0.0366
C4 채널	0.8530	0.5571	0.7315

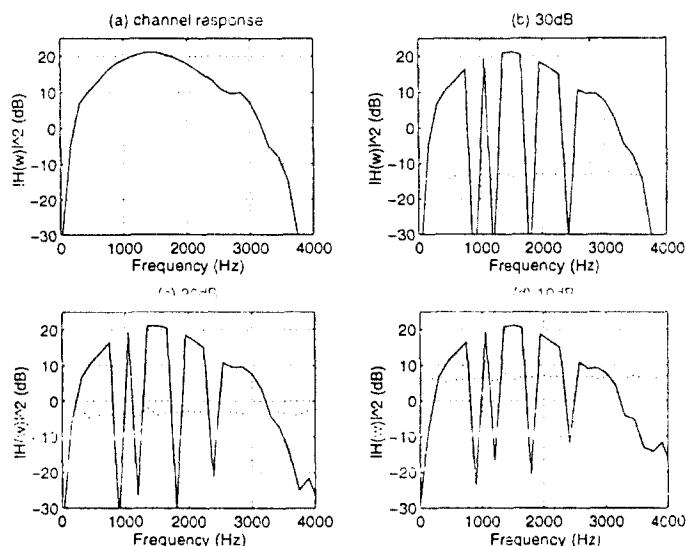


그림 5.1 C0 채널에서의 스펙트럼 추정 결과

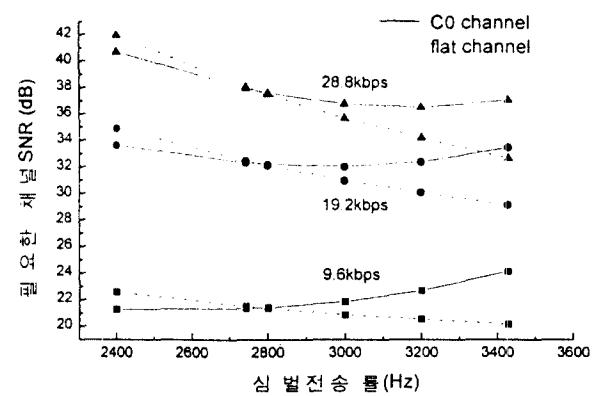


그림 5.4 원하는 전송 속도를 얻기 위해
필요한 채널 SNR

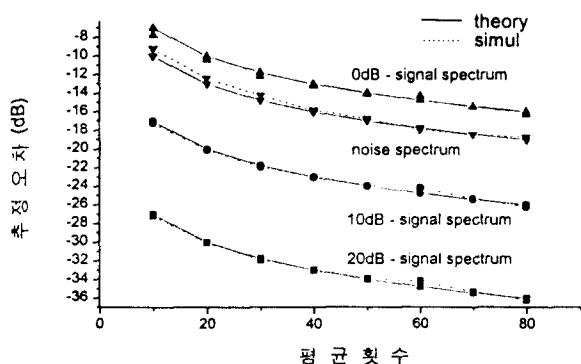


그림 5.2 스펙트럼 추정기의 추정 분산

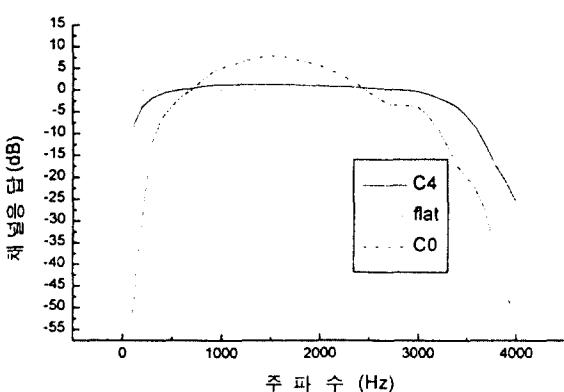


그림 5.3 모의 실험에 사용한 채널 특성