

RF 중계기의 다중 궤환 간섭 신호 제거를 위한 채널 추정 방식

준회원 이상대*, 박진*, 종신회원 성원진*

A Channel Estimation Method for Multipath Feedback Interference Signal Cancellation of RF Repeaters

Sangdae Lee*, Jin Park* Associate Members, Wonjin Sung* Lifelong Member

요약

셀룰러 시스템에서의 음영지역 해소 및 전송 용량 증대를 위해 중계기의 역할은 계속적으로 증가하고 있다. 별도의 유선 연결이 요구되는 광 중계기와는 달리, RF 중계기는 설치가 용이하고 위치 제약이 적으며, 비용 측면에서도 광선로 유지 비용 등의 운영 비용이 절감되는 장점을 가지고 있다. 반면 RF 중계기는 송수신 안테나 간 궤환 신호에 의한 간섭이 발생하며, 차폐막으로 감소시키는 간섭 신호 크기가 충분하지 않을 경우 별도의 간섭 제거 방안이 필요하다. 본 논문에서는 두 개의 궤환 경로가 존재하는 경우, 기저대역 신호처리를 활용하는 ICS (Interference Cancellation System) 중계기에서 궤환 간섭 신호 제거를 위한 궤환 채널 추정 방식을 제시하고 그 성능을 평가한다. 제시한 방식은 경로별 채널 추정을 수행하는 기존 방식과 비교하여 MSE (Mean-Squared-Error) 측면에서 10dB 이상의 성능 이득을 갖는다.

Key Words : RF Repeaters, Channel Estimation, Interference Cancellation, Feedback Interference, Multipath Channel, Cellular Systems.

ABSTRACT

To reduce the outage probability and to increase the transmission capacity, the importance of repeaters in cellular systems keeps increasing. Unlike optical repeaters which require wireline connections, RF repeaters are easy to install, have low limitations in location, and also have a reduced operational expense such as the optical fiber maintenance cost. On the other hand, RF repeaters suffer the interference due to the feedback signals between the transmitter and receiver antennas, hence require an extra interference cancellation method when the amount of the feedback signal reduction by using the shielding is not sufficient. In this paper, a channel estimation method for two-path feedback interference signals in the ICS (Interference Cancellation System) repeaters using baseband signal processing is proposed and its performance is evaluated. When compared with the conventional method which estimates each multipath individually, the proposed method achieves 10 dB performance gain in terms of the normalized mean-squared-error.

I. 서론

중계기는 셀룰러 시스템에서 음영지역 해소 및

시스템 용량 증대를 위한 효과적인 방법으로써 설치 비용이 새로운 기지국 설치비의 15%-20% 정도에 불과하다^{1,2}. 특히 RF 중계기는 광 중계기에 비해 설치

* 서강대학교 전자공학과 디지털전송연구실 (wsung@sogang.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-07-341, 접수일자 : 2007년 7월 31일, 최종논문접수일자 : 2008년 1월 25일

가 간단하고 운용 비용 측면에서 효율적이거나, 중계기의 송신 신호가 수신안테나로 궤환되어 간섭신호로 작용하는 문제가 있다. 이러한 송수신 안테나 간의 간섭을 최소화하기 위해 건물의 안쪽에 송수신 안테나를 따로 설치하거나 안테나 사이에 차폐막을 설치하기도 하나, 감쇄되는 간섭신호의 크기가 충분하지 않을 경우 별도의 간섭 제거 방안이 필요하다. 이를 위해 디지털 신호처리를 활용한 궤환 간섭 신호 제거에 관한 연구가 진행되고 있으며 단일 궤환 간섭 신호를 가지는 경우에 대한 적응적 간섭제거 시스템 구조^[3] 및 궤환 신호를 구분하기 위해 중계기에서 기준신호를 함께 송신하는 간섭제거 방식^[4,5] 등의 연구가 이루어져 있다. 그러나 중계기가 도심지 등에 위치할 경우 차폐막을 거쳐 궤환하는 신호뿐 아니라 주변 건물들에 반사되어 궤환하는 다중 경로 궤환 신호가 발생하며, 기준신호를 활용한 간섭 제거 방식의 경우 실제 구현 시 어려움이 있을 수 있다.

본 논문에서는 두 개의 궤환 경로가 각각 독립적인 크기와 위상을 갖는 채널 모델을 사용하여, WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) 신호 전송 환경에서 다중 경로 채널을 추정하는 방식을 제안한다. 제안한 방식은 기준 신호 또는 파일럿 신호 없이 동작하는 non-pilot-assisted 형태의 채널 추정 방식이며, 궤환 간섭 신호의 전력이 수신되는 기지국 신호의 전력보다 큰 경우에도 각 경로의 크기와 위상 모두 추정 가능하다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 중계기 통신 시스템의 모델과 그에 관한 주요 파라미터 및 각 신호들의 관계와 단일 경로 채널에 대한 추정식을 기술하고, III장에서 본 논문에서 제안하는 채널 추정식을 유도한다. IV장에서는 제안한 채널 추정 방식의 성능 이득을 검증하기 위해 단일 경로만을 고려한 추정 방식과의 실험적 성능 비교 결과를 보인다. 실험 결과는 채널 추정값의 평균 제곱 오율, 기지국으로부터 수신된 신호에 대한 중계기 송신 신호의 평균 제곱 오율, 단말기에서의 비트 오율 (BER; Bit Error Rate)로 나타내며, V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델 및 주요 파라미터

다중 궤환 간섭 신호가 존재하는 WCDMA 중계기 시스템의 모델은 그림 1과 같다. 그림 1에서 $x[n]$ 은 기지국으로부터 수신된 신호, $z[n]$ 은 중계기의 송신 신호, $w[n]$ 은 수신 안테나에서 수신되는 궤환

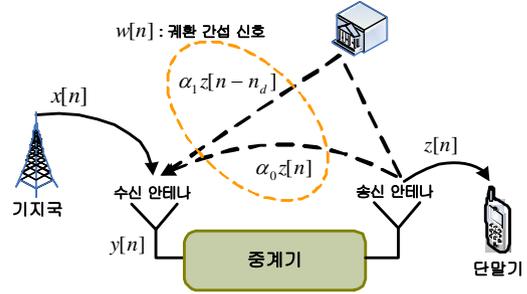


그림 1. 다중 궤환 간섭 신호를 갖는 중계기 모델

간섭 신호이다. 또한 중계기의 수신안테나에서는 기지국 신호 성분 $x[n]$ 과 궤환 간섭 신호 $w[n]$ 이 함께 수신되는데 이때 합산된 신호를 $y[n]$ 으로 표시한다. 각 신호들은 샘플링한 기저대역 신호이고 샘플링 주기는 WCDMA 신호의 단일 칩 주기를 기준으로 하며 그 값은 $0.26\mu s$ 이다^[6]. N 개의 샘플들로 구성되는 벡터 형태의 신호는

$$\begin{aligned} \mathbf{x}[n] &= [x[n], x[n+1], \dots, x[n+N-1]]^T, \\ \mathbf{y}[n] &= [y[n], y[n+1], \dots, y[n+N-1]]^T, \\ \mathbf{z}[n] &= [z[n], z[n+1], \dots, z[n+N-1]]^T, \\ \mathbf{w}[n] &= [w[n], w[n+1], \dots, w[n+N-1]]^T \end{aligned}$$

과 같이 표시되며, 각 신호들은 WSS (Wide Sense Stationary)임을 가정한다. 기지국 신호 성분 $x[n]$ 과 중계기의 수신 신호 $y[n]$ 및 송신 신호 $z[n]$ 의 자기 상관 함수는

$$\begin{aligned} R_x[m] &\equiv E\{\mathbf{x}^H[n-m]\mathbf{x}[n]\}, \\ R_y[m] &\equiv E\{\mathbf{y}^H[n-m]\mathbf{y}[n]\}, \\ R_z[m] &\equiv E\{\mathbf{z}^H[n-m]\mathbf{z}[n]\} \end{aligned}$$

로 정의하며, m 은 상관 신호 간의 인덱스 차이이다. 수신 신호 중 기지국 신호 성분 $x[n]$ 의 평균전력이 1로 정규화된 경우 WCDMA 신호의 직교성으로 인해

$$R_x[m] = \begin{cases} N, & m = 0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases} \quad (1)$$

을 만족한다. 그림 1에서와 같이 기지국에서 단말기로 전송되는 하향링크 신호는 중계기의 송신 안테나에서 수신 안테나로 다중경로를 통해 궤환된다. 두 번째 경로의 간섭 신호는 첫 번째 경로의 간섭 신호에 비해 샘플 인덱스 n_d 만큼의 시간 지연을 가지고 두 개의 경로는 서로 독립적인 크기와 위상을

가지며 각각의 채널이득을 α_0 와 α_1 으로 정의한다. 전체 간섭 신호 전력에 대한 첫 번째 간섭 신호의 전력비를 나타내기 위해 $\beta = |\alpha_0|^2 / (|\alpha_0|^2 + |\alpha_1|^2)$ 을 정의하며, 두 궤환 채널 성분은 $|\alpha_0|^2 + |\alpha_1|^2 = 1$ 을 만족한다. 수신된 기지국 신호 성분의 평균 전력을 $P_x (= E\{x[n]^2\})$, 중계기 송신 신호의 평균 전력을 $P_z (= E\{z[n]^2\})$ 라 할 때 기지국 신호 대비 간섭 신호 전력의 비를 $G = P_z/P_x$ 로 정의한다. 수신 안테나에서의 간섭 신호는

$$w[n] = \alpha_0 z[n] + \alpha_1 z[n - n_d] \quad (2)$$

와 같이 채널 이득과 중계기의 송신 신호로 나타낼 수 있으며, 수신 안테나에서의 수신 신호는

$$y[n] = x[n] + w[n] \quad (3)$$

이다. 그림 2는 간섭 신호 제거부 및 채널 추정부를 가지는 ICS 중계기의 구조를 나타내며, 채널 추정부에서 시간 지연과 궤환 채널을 추정한 후 이를 이용하여 간섭 신호 제거부에서 간섭 신호를 제거한다. 간섭 신호를 제거하는 경우 시스템 지연 시간에 해당하는 인덱스를 n_0 , 두 번째 경로의 총 지연 시간에 해당하는 인덱스를 $n_1 (= n_0 + n_d)$ 이라 하면, 간섭 신호 제거부의 출력 신호 $y'[n]$ 은 다음과 같다.

$$y'[n] = y[n - n_0] - \alpha_0 y'[n - n_0] - \alpha_1 y'[n - n_1]$$

궤환 채널을 추정하기 전에는 간섭 신호 제거부가 동작을 하지 않으므로 $y'[n] = y[n - n_0]$ 이고, 중계기는 시스템 시간지연을 가지며 송신 신호를 일정한 전력으로 유지하는 역할만 한다. 이때 중계기 수신 신호의 평균 전력을 $P_y (= E\{y[n]^2\})$ 라 하면 송신 신호는

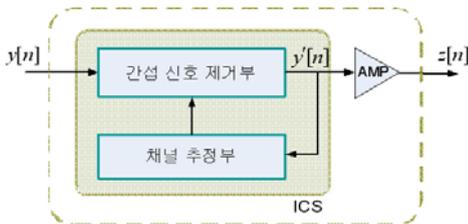


그림 2. 채널 추정부와 간섭 신호 제거부를 포함하는 ICS 중계기 구조

$$z[n] = Cy[n - n_0], \quad C = \sqrt{\frac{G}{P_y}} \quad (4)$$

로 나타낼 수 있다. 경로 지연 시간은 궤환 간섭 신호와 수신 신호와의 상관도를 이용하여 $n_0 < m \leq 2n_0$ 범위에서 $R_y[m]$ 의 크기가 최대값을 갖는 m 을 결정함으로써 추정할 수 있으며^[7,8], 두 번째 경로의 지연 시간 n_1 의 추정식은

$$\hat{n}_1 = \operatorname{argmax}(R_y[m]), \quad n_0 < m \leq 2n_0 \quad (5)$$

와 같다. 그림 3은 $\beta = 0.5$, $G = 1$ 에 대해 수신 신호의 자기 상관 함수를 나타낸 결과이다. 중계기의 시스템 지연 시간과 두 번째 경로의 추가 지연시간은 각각 $5\mu s$ 와 $1\mu s$ 인 경우이며, 이는 각각 19 칩과 4 칩의 시간에 해당하므로 $n_0 = 19$, $n_1 = 23$ 이며, 그림 3에서 $m = 19, 23$ 에 대해 $R_y[m]$ 의 전력의 크기가 피크를 형성함을 확인할 수 있다. 지연시간 추정 오율은 중계기에서의 SNR이 0dB, $G = 1$ 일 때 10^{-4} 미만의 값을 가지며, 본 논문의 성능평가에서 지연 시간 추정은 항상 정확함을 가정한다. 단일 경로의 경우 채널 추정식은 아래와 같이 유도된다[Appendix A].

$$\hat{\alpha}_0 = \frac{C}{NG} R_y[\hat{n}_0] \quad (6)$$

다중 경로 채널을 추정할 경우 위의 식을 이용하여 α_0 와 α_1 을 각각 추정하는 방식이 일반적으로 사용될 수 있으나, 두 간섭 신호간의 상관도로 인해 나머지 하나의 간섭 신호가 추정하고자 하는 경로 채널값에 영향을 미쳐 추정 오차가 발생된다. 그림 4는 중계기의 SNR이 30 dB이고 단일 경로 채널과 경로가 2개인 다중 경로 채널에 대해 식 (6)을 이용한

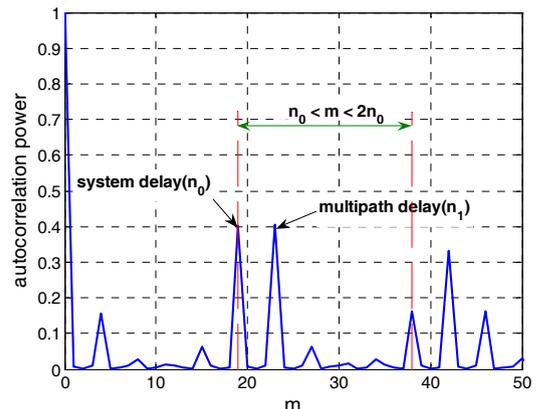


그림 3. 수신 신호 $y[n]$ 의 자기 상관 함수

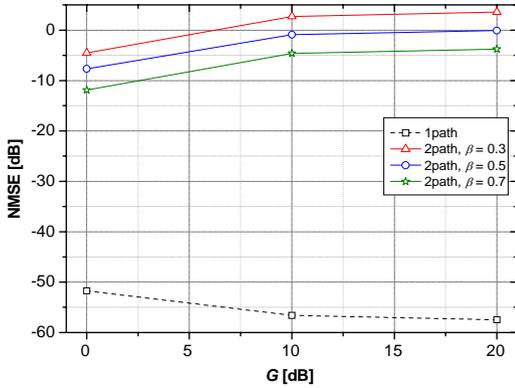


그림 4. 경로별 채널 추정 시 추정값 $\hat{\alpha}_0$ 의 NMSE (중계기 SNR = 30 dB)

추정 결과의 NMSE (Normalized Mean Squared Error, $E\{\alpha_0 - \hat{\alpha}_0\}^2 / \alpha_0^2$) 성능을 나타낸 결과이다. 다중 경로 채널의 경우 NMSE 성능이 단일 경로에 비해 40 dB 이상 열화되며, 특히 추정하고자 하는 두 경로의 채널 이득 전력 비의 차이가 증가할수록 성능이 열화됨을 알 수 있다. 이러한 성능 열화를 극복하기 위해 두 경로의 채널 이득을 결합적으로 추정하는 방식을 다음 장에서 제안한다.

III. 다중 경로 채널 추정 방식

3.1 수신 신호의 자기 상관도

궤환 채널 중 첫 번째 경로에 대한 수신 신호의 자기상관 함수는

$$\begin{aligned}
 R_y[n_0] &= E\{(\mathbf{x}^H[n-n_0] + \mathbf{w}^H[n-n_0]) \times (\mathbf{x}[n] + \mathbf{w}[n])\} \\
 &= \underbrace{E\{\mathbf{x}^H[n-n_0]\mathbf{x}[n]\}}_{\text{첫 번째 항}} + \underbrace{E\{\mathbf{w}^H[n-n_0]\mathbf{x}[n]\}}_{\text{두 번째 항}} \\
 &\quad + \underbrace{E\{\mathbf{x}^H[n-n_0]\mathbf{w}[n]\}}_{\text{세 번째 항}} + \underbrace{E\{\mathbf{w}^H[n-n_0]\mathbf{w}[n]\}}_{\text{네 번째 항}}
 \end{aligned} \quad (7)$$

이고, 우변의 항은 수신된 기지국의 신호와 궤환 간섭 신호의 상관연산으로 이루어져 있다. 우변 첫 번째 항의 경우 식 (1)에 의해 0의 값을 갖고, 두 번째 항의 일반식은 식 (2), (3), (4)를 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 E\{\mathbf{w}^H[n-m]\mathbf{x}[n]\} &= E\{(\alpha_0\mathbf{z}[n-m] + \alpha_1\mathbf{z}[n-n_d-m])^H\mathbf{x}[n]\} \\
 &= E\{(C\alpha_0(\mathbf{x}[n-m-n_0] + \mathbf{w}[n-m-n_0]) \\
 &\quad + C\alpha_1(\mathbf{x}[n-m-n_1] + \mathbf{w}[n-m-n_1]))^H\mathbf{x}[n]\}
 \end{aligned}$$

이때 식 (1)을 적용하면

$$\begin{aligned}
 E\{\mathbf{w}^H[n-m]\mathbf{x}[n]\} &= \alpha_0^* CE\{\mathbf{w}^H[n-m-n_0]\mathbf{x}[n]\} \\
 &\quad + \alpha_1^* CE\{\mathbf{w}^H[n-m-n_1]\mathbf{x}[n]\}
 \end{aligned} \quad (8)$$

과 같고, 식 (8)의 우변을 재귀적인 형태로 반복 적용하면

$$\begin{aligned}
 E\{\mathbf{w}^H[n-m]\mathbf{x}[n]\} &= C^k \sum_{i=0}^k \binom{k}{i} \alpha_0^* i \alpha_1^{*(k-i)} \\
 &\quad \times E\{\mathbf{w}^H[n-m-n_0i-n_1(k-i)]\mathbf{x}[n]\}
 \end{aligned} \quad (9)$$

과 같이 표현된다. 이때 k 가 증가할수록 상관하는 $\mathbf{w}[n]$ 와 $\mathbf{x}[n]$ 의 인덱스 차이가 증가하고 이는 두 신호가 시간적으로 충분히 떨어져 있음을 의미하므로 두 신호간의 상관도가 0으로 수렴한다. 즉

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E\{\mathbf{w}^H[n-m-n_0i-n_1(k-i)]\mathbf{x}[n]\} = 0$$

이므로 식 (9)는

$$E\{\mathbf{w}^H[n-m]\mathbf{x}[n]\} = 0, \quad m \geq 0 \quad (10)$$

이고, 식 (10)에 의해 식 (7)의 둘째 항은

$$E\{\mathbf{w}^H[n-n_0]\mathbf{x}[n]\} = 0 \quad (11)$$

이 된다. 식 (7)의 세 번째 항은 식 (2), (3), (4)에 의해

$$\begin{aligned}
 E\{\mathbf{x}^H[n-n_0]\mathbf{w}[n]\} &= E\{\mathbf{x}^H[n-n_0](\alpha_0\mathbf{z}[n] + \alpha_1\mathbf{z}[n-n_d])\} \\
 &= E\{\mathbf{x}^H[n-n_0](C\alpha_0\mathbf{y}[n-n_0] + C\alpha_1\mathbf{y}[n-n_d-n_0])\} \\
 &= E\{\mathbf{x}^H[n-n_0](C\alpha_0(\mathbf{x}[n-n_0] + \mathbf{w}[n-n_0]) \\
 &\quad + C\alpha_1(\mathbf{x}[n-n_1] + \mathbf{w}[n-n_1]))\}
 \end{aligned}$$

으로 나타낼 수 있으며, 식 (1)과 (10)을 적용하면 다음과 같다.

$$E\{\mathbf{x}^H[n-n_0]\mathbf{w}[n]\} = CN\alpha_0 \quad (12)$$

네 번째 항은 식 (2)에 의해

$$\begin{aligned}
 E\{\mathbf{w}^H[n-n_0]\mathbf{w}[n]\} &= E\{\mathbf{z}^H[n-n_0]\mathbf{z}[n]\} + \alpha_0\alpha_1^* E\{\mathbf{z}^H[n-n_1]\mathbf{z}[n]\} \\
 &\quad + \alpha_0^*\alpha_1 E\{\mathbf{z}^H[n-2n_0+n_1]\mathbf{z}[n]\}
 \end{aligned} \quad (13)$$

으로 표현된다. 따라서 식 (7)은 식 (8), (11), (12), (13)을 이용하여

$$R_y[n_0] = CN\alpha_0 + R_z[n_0] + \alpha_0\alpha_1^* R_z[n_1] + \alpha_0^*\alpha_1 R_z[2n_0 - n_1] \quad (14)$$

과 같이 정리된다. 동일한 방식으로 $R_y[n_1]$ 에 대하여 정리하면

$$R_y[n_1] = CN\alpha_1 + R_z[n_1] + \alpha_0\alpha_1^* R_z[2n_1 - n_0] + \alpha_0^*\alpha_1 R_z[n_0] \quad (15)$$

을 얻는다.

3.2 채널의 위상 추정

식 (3)은 식 (2)와 (4)에 의해

$$y[n] = x[n] + C\alpha_0 y[n - n_0] + C\alpha_1 y[n - n_1] \quad (16)$$

의 재귀적인 형태로 표현되며, 식 (16)을 반복 적용하면

$$y[n] = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{i=0}^k C^k \binom{k}{i} \alpha_0^i \alpha_1^{k-i} x[n - n_0 i - n_1(k-i)] \quad (17)$$

을 얻는다. 따라서 수신 안테나에서 수신되는 합산 신호를 제환 간섭 신호 성분을 제외한 수신된 기지국 신호 성분만으로 나타낼 수 있으며, $R_y[n_0]$ 는

$$R_y[n_0] = N \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{i=0}^k C^k \binom{k}{i} \alpha_0^i \alpha_1^{k-i} x[n - n_0(i+1) - n_1(k-i)] \right\}^* \times \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{i=0}^k C^k \binom{k}{i} \alpha_0^i \alpha_1^{k-i} x[n - n_0 i - n_1(k-i)] \right\}$$

와 같고 식 (1)을 이용하면 다음과 같다.

$$R_y[n_0] = N\alpha_0 f(\alpha_0, \alpha_1) \quad (18)$$

여기서,

$$f(\alpha_0, \alpha_1) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{i=0}^k C^{2k+1} \binom{k}{i} \binom{k+1}{i+1} |\alpha_0|^{2i} |\alpha_1|^{2(k-i)}$$

이며 $f(\alpha_0, \alpha_1)$ 는 $|\alpha_0|$ 와 $|\alpha_1|$ 에 관한 함수이므로 실수 값을 가진다. 따라서 첫 번째 경로의 채널 위상은

$$\theta_{\alpha_0} \equiv \arg(\alpha_0) = \arg(R_y[n_0]) \quad (19)$$

이고, 두 번째 경로의 채널 위상은 식 (18)과 같은 방식으로 $R_y[n_1]$ 을 구하여 적용하면

$$\theta_{\alpha_1} \equiv \arg(\alpha_1) = \arg(R_y[n_1]) \quad (20)$$

을 얻는다.

3.3 채널의 크기 추정

식 (18)의 $R_y[n_0]$ 만을 활용하여 α_0 의 크기를 추정하는 경우, 다중 경로를 거친 두 신호의 상관도에 의해 $f(\alpha_0, \alpha_1)$ 항이 존재하여 채널 값의 크기가 왜곡되어 추정된다. 따라서 $R_y[n_0]$ 와 $R_y[n_1]$ 을 연립하여 각 채널 값의 크기를 추정하는 것이 필요하다. $R_z[2n_0 - n_1]$ 의 위상과 $R_z[2n_1 - n_0]$ 의 위상은 [Appendix B]에 의해 각각

$$\arg(R_z[2n_0 - n_1]) = 2\theta_{\alpha_0} - \theta_{\alpha_1}, \quad (21)$$

$$\arg(R_z[2n_1 - n_0]) = 2\theta_{\alpha_1} - \theta_{\alpha_0} \quad (22)$$

이다. 식 (14)와 식 (21)을 결합하여

$$|R_y[n_0]| = CN|\alpha_0| + |R_z[n_0]| + |\alpha_0\alpha_1^* R_z[n_1]| + |\alpha_0^*\alpha_1 R_z[2n_0 - n_1]| \quad (23)$$

을 얻고 식 (15)와 식 (22)를 결합하여

$$|R_y[n_1]| = CN|\alpha_1| + |R_z[n_1]| + |\alpha_0\alpha_1^* R_z[n_0]| + |\alpha_0^*\alpha_1 R_z[2n_1 - n_0]| \quad (24)$$

를 얻는다. 식 (4)에 의해 $R_z[n] = C^2 R_y[n]$ 임을 이용하여 식 (23)과 (24)를 연립하면 $|\alpha_0|$, $|\alpha_1|$ 은

$$|\alpha_0| = \frac{-N + K_1 - K_2 + \sqrt{(N + K_1 + K_2)^2 - 4NK_1}}{2C(|R_y[n_0]| + |R_y[2n_1 - n_0]|)}, \quad (25)$$

$$|\alpha_1| = \frac{-N - K_1 + K_2 + \sqrt{(N + K_1 + K_2)^2 - 4NK_2}}{2C(|R_y[n_1]| + |R_y[2n_0 - n_1]|)} \quad (26)$$

로 유도되고, 여기서 K_1 과 K_2 는 각각

$$K_1 = \frac{1 - C^2}{N} (|R_y[n_0]|^2 + |R_y[n_0]R_y[2n_1 - n_0]|),$$

$$K_2 = \frac{1 - C^2}{N} (|R_y[n_1]|^2 + |R_y[n_1]R_y[2n_0 - n_1]|)$$

이다. 따라서 식 (19), (20), (25), (26)에 의해 채널 추정값

$$\alpha_0 = |\alpha_0| \exp(j\theta_{\alpha_0}), \quad (27)$$

$$\alpha_1 = |\alpha_1| \exp(j\theta_{\alpha_1}) \quad (28)$$

을 얻는다.

IV. 성능 평가

WCDMA 신호의 주요 파라미터는 표 1과 같다. 실험에서 사용된 WCDMA 신호의 경우 SF (Spreading Factor) 4와 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 변조를 적용하였다. 단말기가 중계기를 통해 기지국 신호를 전송받는 과정에서, 기지국과 중계기 간은 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널 환경을 적용하였고, 중계기와 단말기 간은 AWGN 채널 또는 페이딩 채널을 적용하였다. 페이딩 채널은 ITU-R의 Vehicular-A 모델을 적용하였으며 [9], 중계기의 시스템 지연 시간은 $5\mu s$ 을 적용하였다. 그림 5는 각 경로별로 추정하는 기존 방식과 제안한 방식의 NMSE 성능을 중계기에서 수신된 기지국 신호 대 잡음비 (SNR; Signal-to-Noise Ratio)의 변화에

표 1. WCDMA 신호의 주요 파라미터

Parameters	Values
Carrier Frequency	2.14 GHz
Chips per Frame	38,400
Chips per Slot	2,500
Slots per Frame	15
Spreading Factor	4, 8, ..., 256
Channel Chip Rate	3.84 Mcps
Channelization Code	OVSF (Walsh)
Scrambling Code	0, 1, ..., 38399

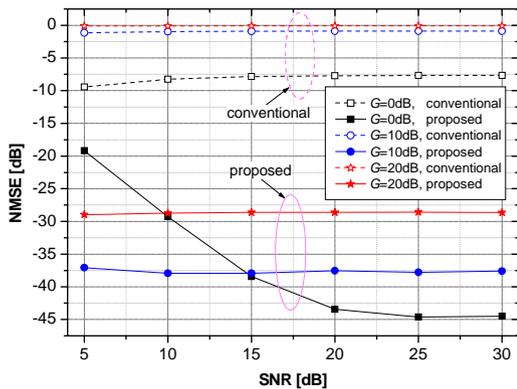


그림 5. $\beta = 0.5$ 인 경우 중계기 SNR의 변화에 따른 NMSE

따라 비교한 결과이며, $\beta = 0.5$ 일 때 첫 번째 채널 추정값 $\hat{\alpha}_0$ 의 NMSE를 나타낸다. 기지국 신호 대비 중계기 신호의 비는 $G = 1, 10, 20$ 을 사용하였다. 기존 방식의 경우 NMSE가 -10 dB 이상의 성능을 보이거나 제안 채널 추정 방식은 중계기 SNR이 15 dB 이상인 경우 G 값에 상관없이 -37 dB 이하의 NMSE 값을 가지며, 이 결과로부터 제안하는 방식은 중계기에서 수신되는 기지국 신호의 직교성이 어느 정도 훼손되는 경우에도 일정한 성능을 유지함을 확인할 수 있다. 궤환 채널의 경로가 두 개인 경우 채널 추정 오율은 두 경로의 채널 이득 전력 비에 의해 영향을 받으며, 그림 6은 이에 대한 성능 분석 결과이다. 중계기 SNR은 30 dB이며, β 값의 변화에 따라 두 추정 방식을 적용한 $\hat{\alpha}_0$ 의 NMSE 성능을 나타낸다. 기존 방식은 β 값의 변화에 따라 최대 17 dB의 성능 차이가 존재하나, 제안한 방식은 β 값 변화에 관계없이 일정한 성능을 보이며 기존 방식 대비 최소 20 dB 이상의 성능 이득을 가진다. 그림 7은 기존 방식과 제안한 방식의 채널 추정 결과를 이용하여 간섭 신호를 제거한 중계기 사용 시, 중계기의 신호를 수신한 단말기 BER 성능을 실험으로 비교한 결과이다. 중계기 SNR은 30 dB, $\beta = 0.5$ 이며 중계기와 단말기 간은 AWGN 채널을 적용하였다. 기존 방식은 간섭 신호가 없는 경우 대비 BER 성능이 열화되나, 제안 방식은 G 가 20 인 경우에도 간섭 신호가 없는 이상적인 경우 대비 BER 10^{-3} 에서 SNR 1 dB 이내의 성능을 보인다. 그림 8은 중계기와 단말기 간에 페이딩 채널을 적용한 결과이며, 이 경우 역시 제안한 방식은 간섭 신호가 없는 경우 대비 BER 10^{-3} 에서 SNR 1 dB 이내의 성능을 보임을 알 수 있다.

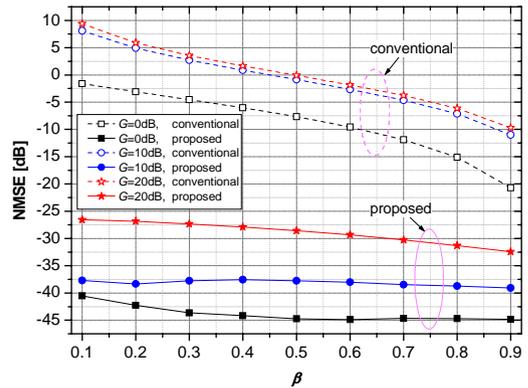


그림 6. β 의 변화에 따른 추정 방식별 $\hat{\alpha}_0$ 의 NMSE (중계기 SNR = 30 dB)

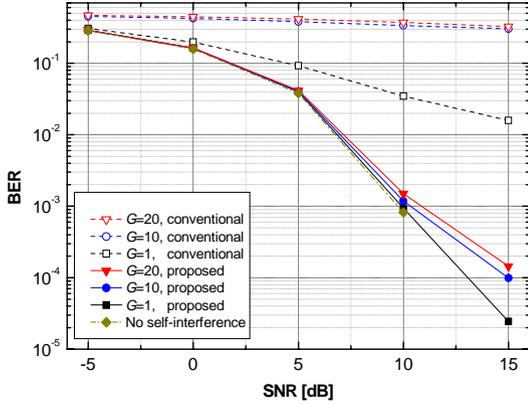


그림 7. 중계기 신호를 수신하는 단말기 BER 성능($\beta = 0.5$, 중계기와 단말기 사이의 채널 환경: AWGN)

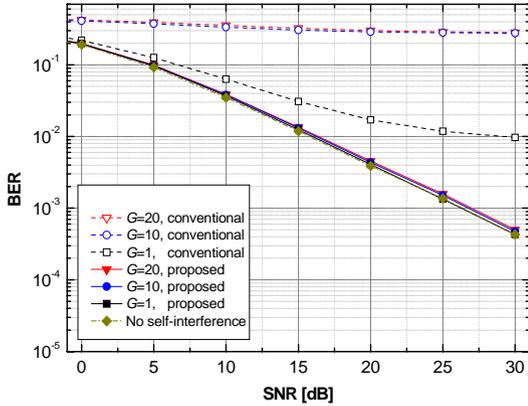


그림 8. 중계기 신호를 수신하는 단말기 BER 성능 ($\beta = 0.5$, 중계기와 단말기 사이의 채널 환경: Vehicular-A 채널, 단말기 이동속도 30 km/h)

V. 결론

송신 신호가 다중 경로 채널을 거쳐 수신 안테나로 케환되는 RF 중계기의 경우, 각 경로를 거친 신호간의 상관도로 인하여 각 경로별 채널 추정 성능 열화가 나타난다. 본 논문에서는 두 케환 경로를 가지는 중계기 간섭 채널에 대해 케환 경로의 자기 상관 함수를 조합하여 경로 각각에 대한 채널 추정식을 제시하였다. 또한 실험을 통해 평균 제곱 오율과 단말기에서의 비트 오율 측면에서 기존의 방식 대비 성능 이득을 보였으며, 간섭 신호의 전력이 수신된 기지국 신호의 전력보다 20배 이상 증가하는 경우에도 케환 간섭 신호가 존재하지 않는 경우의 성능에 근접함을 확인하였다.

Appendix A

단일 경로의 경우 두 번째 경로의 채널을 제외하면 간섭신호 $w[n]$ 은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$w[n] = \alpha_0 z[n] \tag{A.1}$$

위의 식을 이용하여 중계기의 수신 신호를 기지국 신호 $x[n]$ 으로 나타내면

$$y[n] = \sum_{i=0}^{\infty} (C\alpha_0)^i x[n - \in_0] \tag{A.2}$$

이며, 따라서

$$y[n - n_0] = \sum_{i=0}^{\infty} (C\alpha_0)^i x[n - (i+1)n_0] \tag{A.3}$$

이다. 식 (1), (A.2), (A.3)을 이용하여 $R_y[n_0]$ 를 구하면

$$R_y[n_0] = NC\alpha_0 P_x \sum_{i=1}^{\infty} (C^2 |\alpha_0|^2)^i = \frac{NC\alpha_0 P_x}{1 - C^2 |\alpha_0|^2}$$

와 같이 나타낼 수 있다. 식 (4)와 (A.1)에 의해 수신 신호는 $y[n] = x[n] + \alpha_0 z[n]$ 로 표현되고 수신 신호의 전력은 $P_y = P_x + |\alpha_0|^2 P_z$ 이며, 이를 이용하여 $R[n_0]$ 을 다시 나타내면

$$R_y[n_0] = \frac{G}{C} \frac{N\alpha_0 P_x}{P_y - G|\alpha_0|^2} = \frac{NG}{C} \alpha_0$$

이다. 따라서 α_0 의 추정식은

$$\hat{\alpha}_0 = \frac{C}{NG} R_y[n_0] \tag{A.4}$$

으로 표현된다.

Appendix B

식 (17)을 이용하여 $R_y[2n_0 - n_1]$ 을 나타내면

$$\begin{aligned} R_y[2n_0 - n_1] &= N \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{i=0}^k C^k \binom{k}{i} \alpha_0^i \alpha_1^{k-i} x[n - n_0(i+2) - n_1(k-i-1)] \right\}^* \\ &\quad \times \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{i=0}^k C^k \binom{k}{i} \alpha_0^i \alpha_1^{k-i} x[n - n_0 i - n_1(k-i)] \right\} \end{aligned}$$

이고, 식 (1)을 적용하면

$$\begin{aligned}
 & R_y[2n_0 - n_1] \\
 &= N \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{i=0}^k C^{k+1} \binom{k+1}{i+2} \alpha_0^{i+2} \alpha_1^{k-i-1} \left(C^k \binom{k}{i} \alpha_0^i \alpha_1^{k-i} \right)^* \\
 &= N \alpha_0^2 \alpha_1^* \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{i=0}^k C^{2k+1} \binom{k}{i} \binom{k+1}{i+2} |\alpha_0|^{2i} |\alpha_1|^{2(k-i-1)}
 \end{aligned}$$

이 된다. 다시 식 (4)를 적용하여

$$\begin{aligned}
 & R_z[2n_0 - n_1] \tag{B.1} \\
 &= N \alpha_0^2 \alpha_1^* \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{i=0}^k C^{2k+3} \binom{k}{i} \binom{k+1}{i+2} |\alpha_0|^{2i} |\alpha_1|^{2(k-i-1)}
 \end{aligned}$$

을 얻고, 이때 위의 식에서 $\alpha_0^2 \alpha_1^*$ 을 제외한 나머지 항은 모두 실수 값을 가지므로

$$\arg(R_z[2n_0 - n_1]) = \arg(\alpha_0^2 \alpha_1^*) = 2\theta_{\alpha_0} - \theta_{\alpha_1} \tag{B.2}$$

이다. 이와 마찬가지로 $R_z[2n_1 - n_0]$ 는

$$\begin{aligned}
 & R_z[2n_1 - n_0] \tag{B.3} \\
 &= N \alpha_0^* \alpha_1^2 \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{i=1}^k C^{2k+1} \binom{k}{i} \binom{k+1}{i-1} |\alpha_0|^{2i} |\alpha_1|^{2(k-i-1)}
 \end{aligned}$$

과 같다. 이때 식 (B.1)에서와 마찬가지로 $\alpha_0^* \alpha_1^2$ 을 제외한 나머지 항이 모두 실수 값을 가지므로

$$\arg(R_z[2n_1 - n_0]) = \arg(\alpha_0^* \alpha_1^2) = 2\theta_{\alpha_1} - \theta_{\alpha_0} \tag{B.4}$$

을 얻는다.

참 고 문 헌

[1] M. N. Patwary, P. B. Rapajic, and I. Oppermann, "Capacity and coverage increase with repeaters in UMTS urban cellular mobile communication environment," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.53, No.10, pp.1620-1624, Oct. 2005.

[2] A. A. Baghai and J. Divall, "Cost effective solutions for coverage enhancement," in *Proc. 7th IEE European Conf. on Mobile and Pers. Commun.*, 13-15, pp.51-56 Dec. 1993.

[3] S. J. Kim, J. Y. Lee, J. C. Lee, J. H. Kim, B. Lee, and N. Y. Kim, "Adaptive feedback interference cancellation system (AF-ICS)," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Vol.1, pp.

627-630, June 2003.

[4] M. Chongcheawchamnan, M. J. Blewett, and I. D. Robertson, "Feedforward linearization applied to a direct carrier modulation transmitter," in *Proc. IEEE ISCAS 2000*, pp. 655-658, May 2003.

[5] A. L. Davidson and C. Lake, *Method and Means of Preventing Oscillation in a Same-frequency Repeater*, U.S.Patent, P.N. 4,383,331, May 1983.

[6] *Physical Channels and Mapping of Transport Channels onto Physical Channels (FDD)*, Oct. 1999. 3GPP TSG RAN WG1.

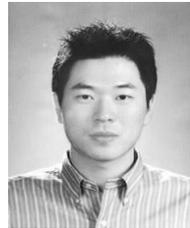
[7] R. A. Scholtz, "Frame synchronization techniques," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.28, pp.1204-1213, Aug. 1980.

[8] S. M. Pan and D. H. Madill, "Generalized sliding window algorithm with applications to frame synchronization," in *Proc. IEEE MILCOM*, pp.796-800, Oct. 1996.

[9] Recommendation ITU-R M.1225, *Guideline for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000*, 1997.

이 상 대 (Sangdae Lee)

준회원



2006년 2월 서강대학교 전자공학과 (학사)
 2006년 2월~현재 서강대학교 전자공학과 (석사과정)
 <관심분야> Transmission Channel, MIMO, 통신 시스템 성능 분석

박 진 (Jin Park)

준회원



2005년 8월 서강대학교 전자 공학과 학사
 2007년 8월 서강대학교 전자공학과 석사
 <관심분야> MIMO, 통신 시스템 성능 분석

성 원 진 (Wonjin Sung)

중신회원



1990년 2월 서울대학교 전자공학과 (학사)

1992년 5월 University of Michigan (EECS) (석사)

1995년 12월 University of Michigan (EECS) (박사)

1996년 1월~2000년 8월 Hughes

Network Systems사 책임연구원

2000년 9월~현재 서강대학교 전자공학과 부교수

<관심분야> 이동무선통신, 통계적통신이론, MIMO, 위성모뎀