

ITS를 위한 단일주파수망에서의 셀 커버리지 추정

Cell Coverage Estimation in Single Frequency Networks for ITS

김주찬, 김진영

광운대학교 전파공학과

Key Words : Cell Coverage, Single Frequency Network, Sum of Random Variables

목 차

- I. 서론
- II. 커버리지 확률
- III. 상관도를 가지는 확률변수들의 합
- IV. 모의실험 결과
- V. 결론

I. 서론

지능형 교통 시스템 (ITS: Intelligent Transportation Systems)은 다양한 IT기술 (정보통신, 전자, 제어 컴퓨터 등) 과의 접목으로 효율적인 교통체계를 구성하는 것을 말한다. 도로상의 정보뿐만 아니라 다양한 주변환경의 정보 등을 통하여 도로상의 안전성 및 효율성을 높이고 운전자에게 필요한 정보를 전달함으로써 기존의 운전자 중심의 교통환경을 시스템 기반의 환경으로 바꾸는 데 목적이 있다. 이러한 지능형 교통 시스템을 구성하기 위하여 새로운 정보통신망에 대한 연구가 활발히 진행되고 있으며, 또한 기존의 정보통신망을 적용하려는 노력들이 증가하고 있다 [1].

지능형 교통 시스템을 구현하기 위해서는 무선통신방식을 이용한 정보망의 구현이 핵심기술로 여겨진다. 최근의 무선통신 방식 중에서 주파수 효율성이 높은 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 기법을 이용한 전송방식이 큰 관심을 받고 있다. OFDM 전송방식은 이미 다양한 상용시스템에 적용되어 그 성능이 입증된 바 있다. OFDM 방식을 적용한 시스템으로는 DVB-H (digital video broadcasting - handheld), T-DMB (terrestrial - digital multimedia broadcasting), W-LAN (wireless - local area network) 등이 있다. 많은 시스템들이 OFDM 기반의 전송방식을 선호하는 데는 고속의 데이터를 전송가능하며 무선채널 환경에 강인하고 단일주파수망 설계가능과 같은 다양한 이점이 있기 때문이다.

특히 단일주파수망 (SFN: single frequency network)은 기존의 아날로그 방송망이 전국적으로 복수주파수망 (MFN: multi-frequency network)으로 구현되는 것과 달리 전국적으로 하나의 주파수망 구현이 가능하다는 탁월한 주파수 효율성을 보장한다. 또한 단일주파수망에서는 모든 전송기가 동일

한 신호를 전송하기 때문에 망이득이 높아 전체적으로 저전력으로 운용이 가능하며, 음영지역문제를 캡슐러를 이용하여 추가 주파수 대역의 소모없이 쉽게 해결할 수 있는 등의 장점이 있다 [2].

그러나 이러한 여러 장점에도 불구하고 OFDM 전송기법을 이용하여 단일주파수망을 구현할 때 해결해야 할 문제점들이 있다. OFDM 기반의 네트워크에서 수신된 신호는 다중경로를 거쳐 수신되게 되는데 이 때 보호구간을 초과한 지연신호들로 인하여 간섭이 발생하게 된다. 심볼간 간섭 (ISI: inter-symbol interference)는 지연확산 신호가 보호구간 보다 더 늦게 수신될 때 발생하게 되고, 이는 수신기가 원하는 신호와 원치 않는 신호 모두에게 영향을 주게 된다. 또한 외부 간섭신호가 인접한 셀에서부터 수신되어 간섭영향을 줄 수 있다. 이러한 문제들은 특히 전송기의 수에 비례하여 문제를 야기하고 전송기의 위치에 의해서도 영향을 받게 된다. 그러므로 적절한 셀 커버리지를 선정하는 것이 이러한 문제를 해결하는데 도움을 줄 수 있다.

수신 신호는 로그-노말 분포를 따르는 확률변수로 가정할 수 있는데, 각 신호 성분들은 위치와 세도인 환경에 따라서 각기 다른 모멘트와 표준편차를 가지게 된다. 이러한 확률변수들을 합하는 방법들이 기존 연구에서 다루어져 왔다 [3-5]. 비록, 로그-노말 신호들의 합에 대한 정확한 수식을 유도되지 못했지만 또 다른 로그-노말 분포를 근사화 시킬 수 있다. 특히 Wilkinson 방식과 확장된 Schwartz & Yeh 방식이 많이 사용되고 있다. 본 고에서는 확장된 Schwartz & Yeh 방식을 이용하여 복수 신호의 분포를 구하고, 이를 이용하여 셀 커버리지를 추정하도록 한다.

본 고의 구성은 II장에서 셀 커버리지 확률을 알아보고, III장에서 확률변수의 합을 구하는 방식을 설명한다. IV장에서는 유도된 수식을 바탕으로 하여 수행된 모의실험을 결과를 살펴보고, 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. 커버리지 확률

커버리지 확률은 신호대 간섭 비 (SIR: signal-to-interference ratio, Γ)가 시스템에서 요구하는 특정한 최소 신호대 간섭 비, 즉 전력보호비 (PPR: power protection ratio, γ)를 초과하는 확률로 정의 된다.

$$p_C = P_r\{\Gamma > \gamma\}. \quad (1)$$

전력보호비는 원하는 신호대 원치 않는 신호의 최소값으로 정의된다. 셀 커버리지를 추정하기 위해서는 신호대 간섭 비의 분포가 결정되어야 하는데 이를 위해서 모든 원하는 신호 전력 (W)과 모든 간섭 전력 (I)이 결정되어야 한다 [6].

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{E_W^2}{E_U^2 + E_N^2} = \frac{W}{I} \\ &= \frac{W_1 + W_2 + \dots + W_N}{I_1 + I_2 + \dots + I_M} \\ &= \frac{\sum_{i \in N} E_i^2 w(\tau_i - \tau_0)}{\sum_{i \in N} E_i^2 (1 - w(\tau_i - \tau_0)) + \sum_{j \in M} E_j^2 + E_N^2}, \end{aligned} \quad (2)$$

수식 (2)은 신호대 간섭 비를 나타내고 있으며, 여기에서 E_i^2 는 총 원하는 신호의 전력, E_j^2 는 총 간섭신호의 전력 그리고 E_N^2 는 잡음 전력을 나타낸다. 또한 $w(\Delta\tau)$ 는 i 번째 신호성분의 계수이며 다음과 같이 나타낸다 [7].

$$w(\Delta\tau) = \begin{cases} 0 & \text{if } t < 0 \\ 1 & \text{if } 0 \leq t \leq T_g \\ \left(\frac{T_u - t + T_g}{T_u}\right)^2 & \text{if } T_g < t \leq T_f \\ 0 & \text{if } t > T_f \end{cases} \quad (3)$$

여기에서 T_u 는 이용 가능한 심볼 구간이며, T_g 는 보호 구간 그리고 T_f 는 동기화 구간이다. 위 수식으로부터 보호 구간 안의 모든 지연확산 신호들은 모두 유용한 신호이며 보호 구간과 동기화 구간 사이의 신호들은 유용한 신호와 원치 않는 신호들에게 영향을 미치게 된다.

한편, 수식 (1)은 수식 (4)와 같이 분리하여 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} p_C &= P_r\left\{\frac{E_W^2}{E_U^2} > \gamma\right\} \times P_r\left\{\frac{E_W^2}{E_N^2} > \gamma\right\} \\ &= Q\left\{\frac{\gamma - (m_W - m_U)}{\sqrt{\sigma_W^2 + \sigma_U^2}}\right\} \times Q\left\{\frac{\gamma - (m_W - F_N)}{\sigma_W}\right\}, \end{aligned} \quad (4)$$

여기에서 두 번째 $Q(x)$ 는 F_N 이 크기 때문에 제거될 수 있고, F_N 과 $Q(x)$ 는 각각 아래와 같다.

$$F_N = 10 \log(E_N^2). \quad (5)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt. \quad (6)$$

3장에서는 수식 (4)를 풀기 위하여 필요한 변수 ($m_W, m_U, \sigma_W, \sigma_U$)를 찾기 위한 방법을 설명한다.

III. 상관도를 가지는 확률변수들의 합

일반적으로 무선통신 시스템에서는 다중경로에 의한 신호들이 발생하게 되는데, 단일주파수망에서는 여러 개의 전송기 및 재생기에 의한 동일 신호가 존재하기 때문에 이로인한 간섭현상이 발생한다. 이런 신호들은 로그-노말 분포를 가지는 신호들의 합으로써 표현할 수 있다. Schwartz & Yeh의 방식은 무선통신채널에서 로그-노말 분포를 가지는 신호들의 합을 구하는데 널리 사용되는 방식이다. 본 고에서는 Safak [5]에 의해 제안된 확장된 Schwartz & Yeh의 방식을 이용한다.

이를 위해 N 개의 상관도를 가지는 신호가 단일주파수망에 존재한다고 가정한다.

$$X_i = 10 \log_{10} L_i, \quad (7)$$

여기에서 L_i 는 i 번째 신호의 local mean power이며, 이 값은 송수신 간의 거리, 경로손실계수 및 안테나 이득에 영향을 받는다. 이 때, 새로운 확률 변수를 다음과 같이 정의한다.

$$10^{\frac{1}{10} X_i} = L_i. \quad (8)$$

$$\frac{1}{10} \ln 10 X_i = Y_i. \quad (9)$$

$$Y_i = \ln L_i = \lambda X_i, \quad (10)$$

여기에서 $\lambda = 0.1 \ln 10 = 0.23026$ 이다.

따라서, 수신된 모든 신호성분의 합은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L = \sum_{i=1}^N L_i. \quad (11)$$

수식 (10)과 로그특성을 이용하여 수식 (11)을 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$L = e^{Y_1} + e^{Y_2} + \dots + e^{Y_N} \approx e^Z = 10^X, \quad (12)$$

여기에서 Z 와 X 는 정규분포를 따르므로 $Z = \lambda X$ 의 관계가 있다.

이제 확률 변수 L 의 standard normal complementary CDF를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_r(L \geq \gamma) &= P_r(e^Z \geq \gamma) \\ &= P_r(Z \geq \ln \gamma) = Q\left(\frac{\ln \gamma - m_Z}{\sigma_Z}\right). \end{aligned} \quad (13)$$

확률변수 합의 평균과 표준편차를 구하기 위해 다음을 고려한다.

$$\begin{aligned} Z_k &= \ln\left(\sum_{i=1}^k e^{Y_i}\right) \\ &= \ln(e^{Z_{k-1}} + e^{Y_k}) \\ &= Z_{k-1} + \ln(1 + e^{W_k}), \end{aligned} \quad (14)$$

여기에서 $W_k = Y_k - Z_{k-1}$. Z_k 의 평균은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$m_{Z_k} = E(Z_k) = m_{Z_{k-1}} + G_1(\sigma_{W_k}, m_{W_k}). \quad (15)$$

$G_1(x)$ 를 구하기 위해 다음을 고려한다.

$$m_{W_k} = E(W_k) = m_{Y_k} - m_{Z_{k-1}}. \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{W_k} &= \sqrt{E(W_k^2) - m_{W_k}^2} \\ &= \sqrt{\sigma_{Y_k}^2 + \sigma_{Z_{k-1}}^2 - 2\rho_{Z_{k-1}, Y_k} \sigma_{Y_k} \sigma_{Z_{k-1}}}. \end{aligned} \quad (17)$$

그러면, 식 (15)와 (16)에 의해서 $G_1(x)$ 를 변수의 증가에 따라 반복적으로 구할 수 있다.

$$G_1(\sigma_{W_k}, m_{W_k}) = E[\ln(1 + e^{W_k})]. \quad (18)$$

확률변수 Z_k 의 표준편차는 다음과 같이 정의 된다.

$$\begin{aligned} \sigma_{Z_k}^2 &= E(Z_k^2) - m_{Z_k}^2 \\ &= \sigma_{Z_{k-1}}^2 - G_1^2(\sigma_{W_k}, m_{W_k}) + G_2(\sigma_{W_k}, m_{W_k}) \\ &\quad + 2 \frac{\sigma_{Z_{k-1}}}{\sigma_{W_k}^2} (\rho_{Z_{k-1}, Y_k} \sigma_{Y_k} - \sigma_{Z_{k-1}}) G_3(\sigma_{W_k}, m_{W_k}), \end{aligned} \quad (19)$$

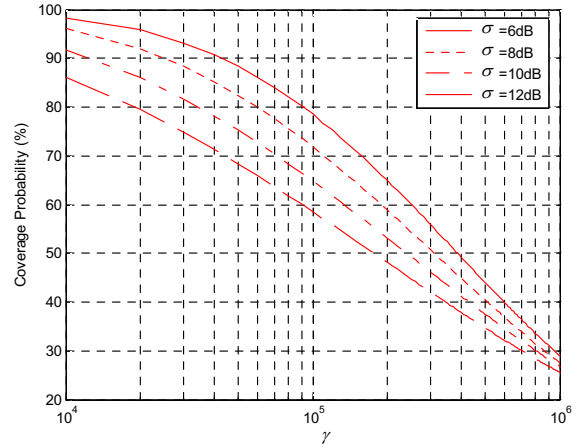
$$\begin{aligned} \rho_{Z_i, Y_k} &= \rho_{Z_{i-1}, Y_k} \frac{\sigma_{Z_{i-1}}}{\sigma_{Z_i}} \left(1 - \frac{G_3(\sigma_{W_i}, m_{W_i})}{\sigma_{W_i}^2}\right) \\ &\quad + \rho_{Y_i, Y_k} \frac{\sigma_{Y_i}}{\sigma_{Z_i} \sigma_{W_i}^2} G_3(\sigma_{W_i}, m_{W_i}), \end{aligned} \quad (20)$$

$$G_2(\sigma_{W_k}, m_{W_k}) = E[\ln^2(1 + e^{W_k})]. \quad (21)$$

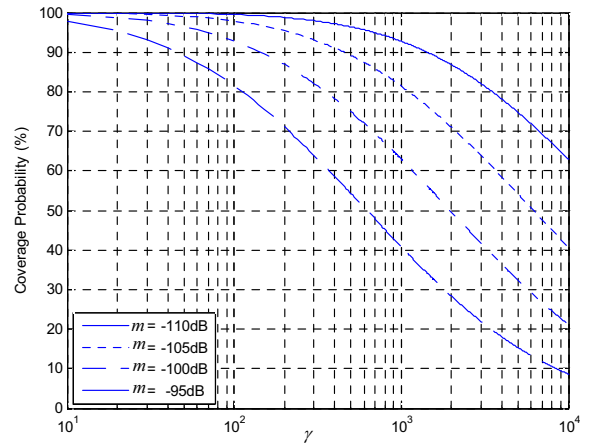
$$G_3(\sigma_{W_k}, m_{W_k}) = E[(W_k - m_{W_k}) \ln(1 + e^{W_k})]. \quad (22)$$

IV. 모의실험 결과

본 장에서는 III장에서 수식을 바탕으로 3개의 송신기와 6개의 간섭원이 존재하는 환경에서 두 가지 모델을 가정하여 수행된 모의실험을 설명한다. 표 1은 단일주파수망 모델을 나타낸다. 모델 1은 3개의 송신기가 각기 다른 위치에 있기 때문에 수신되는 신호의 세기가 다른 것을 의미하며, 간섭원 역시 3개의 송신기로부터 수신되는 경우를 가정하고, 각 송신기로부터 발생하는 간섭원이 각각 2개일 경우를 의미한다. 모델 2의 경우에는 3개의 송신기가 같은 거리에 위치해 있는 경우를 나타낸다. 이 때 각 송신기로부터 발생한 간섭원들이 모두 같은 세기를 나타낼 때의 경우를 가정하였다.



<그림 1> 커버리지 확률 (1번의 경우)



<그림 2> 커버리지 확률 (2번의 경우)

그림 1과 2는 각 모델에서 수행된 커버리지 확률대 PPR 분포를 나타낸다. 그림 1에서는 85 ~ 98%의 지역이 PPR

표.1. 단일주파수망 모델.

	number of Tx=3		number of Interferer=6	
Model 1.	Tx1=-40dBm	$\sigma = 5.5dB$ $\rho = 0.8$	-100dBm X 2	$\sigma = 6, 8, 10, 12dB$ $\rho = 0.4$
	Tx2=-50dBm		-110dBm X 2	
	Tx3=-60dBm		-120dBm X 2	
Model 2.	Tx1=Tx2=Tx3	$\sigma = 5.5dB$ $\rho = 0.8$	-95dBm X 6	$\sigma = 10dB$ $\rho = 0.4$
	=-60dBm		-100dBm X 6	
			-105dBm X 6	
			-110dBm X 6	

40dB에서 커버되는 것으로 나타났으며, PPR이 증가함에 따라 거의 선형적으로 감소함을 보인다. 또한 이 결과는 간섭원들의 표준편차의 값에 따라 반비례하는 경향을 보인다. 그림 2는 2번 모델에서의 결과를 나타낸다. 각 송신기로부터 발생된 간섭원의 세기가 클수록 셀 커버리지가 줄어들고 있음을 보인다.

V. 결론

본 논문에서는 최근 다양한 시스템에 적용되고 있는 OFDM 기반의 전송시스템을 이용하여 단일주파수망을 설계할 경우 적절한 셀 커버리지를 정하기 위하여 필요한 단일주파수망 설계 방안에 대한 연구를 진행하였다. 이를 위하여 각 송신기로부터 수신된 신호와 이로부터 발생된 간섭원을 로그-노말 분포를 따르는 확률변수로 가정하였고, 이를 합하기 위하여 Safak에 의하여 제안된 방식을 적용하였다.

송신기들의 상대적인 위치와 간섭원의 세기에 따라 두 가지 모델을 가정하였고 모의실험을 수행하였다. 결과로부터 각 상황에 따른 셀 커버리지 변화를 확인 할 수 있었다.

ITS의 경우에도 이와같은 OFDM 기반의 단일주파수망 설계가 가능하며, 여러 가지 상황에 따른 망 설계 기법이 요구된다. 본 고에서의 결과는 ITS망의 단일주파수망 설계 시 응용될 수 있으리라 기대한다.

감사의 글

본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음.

(NIPA-2010-(C1090-1011-0005))

참고문헌

1. 김윤현, 김진영, "ITS를 위한 협력통신의 전송방식에 관한 연구", 한국ITS학회논문집, pp. 328-331, 2008년 11월.
2. J. C. Kim and J. Y. Kim, "Single frequency network design of DVB-H system," in Proc. of IEEE Int. conf. Advanced Communication Technology (ICACT'06), vol. 3, pp.1595-1598, Feb. 2006.
3. P. Cardieri and T. S. Rappaport, "Statistics of the sum of lognormal variables in wireless communications," in Proc. of IEEE Veh. Technol. Conf., vol. 3, pp. 1823-1827, Aug.

2002.

4. S. C. Schwartz and Y. S. Yeh, "On the distribution function and momentx of power sums with lognormal interferers," Bell System Technical Journal, vol. 6, pp. 1441-1462, Sep. 1982.
5. A. Safak, "Statistical analysis of the power sum of multiple correlated log-normal components," IEEE Trans. on Veh. Technol., vol. 42, no. 1, pp.58-61, Feb. 1993.
6. A. Ligeti, "Coverage probability estimation in single frequency networks in presence of correlated useful and interfering componentx," in Proc. of IEEE Veh. Technol., vol. 4, pp. 2408-2412, Aug. 2002.
7. V. Mignone, A. Morello, and M. Visintin, "An advanced algorithm for improving DVB-T coverage in SFN," in Proc. of IEEE Broadcasting Convention, pp. 534-540, Sep. 1997.