

# 차세대 이동통신 시스템의 주파수 공유분석을 위한 개선된 MCL 방법

## An Advanced MCL Method for a Sharing Analysis of Mobile Communication Systems beyond 3G

정우기 · 윤현구\* · 조한신 · 임재우\*\* · 육종관 · 박한규

Woo-ghee Chung · Hyun-Goo Yoon\* · Han-Shin Jo · Jae Woo Lim\*\* ·  
Jong-Gwan Yook · Han-Kyu Park

### 요 약

본 논문에서는 차세대 이동통신 시스템의 간섭을 분석하기 위해 개선된 MCL(Advanced Minimum Coupling Loss) 방법을 제안하고 기존의 MCL 방법과 비교하였다. 제안된 방법은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex) 기반의 차세대 이동통신 시스템의 송신 전력밀도 스펙트럼을 이용하여 간섭전력을 해석적으로 구한다. 또한 개선된 MCL 방법을 이용하여 기존의 MCL에서는 정확히 계산하기가 불가능했던 FSU(Flexible Spectrum Usage)를 사용하는 차세대 이동통신 시스템과 차세대 이동통신 후보 주파수 대역에 존재하는 고정 마이크로파 시스템과의 공유 간섭을 분석하였다. 피간섭원의 수신 안테나에 도착한 간섭 전력을 계산한 결과, 기존 MCL보다 개선된 MCL로 계산한 결과가 보다 정확했으며 그 차이는 최대 4.5 dB였다. 따라서 본 논문에서 제시한 개선된 MCL 방법은 차세대 이동통신 시스템의 공유 분석에 유용하게 사용될 수 있다고 판단된다.

### Abstract

In this paper the analytical method, namely advanced minimum coupling loss(A-MCL), was proposed in order to analyze the coexistence of OFDM-based systems beyond 3G(B3G) with point-to point(PP) fixed service(FS) microwave systems. Our proposed method is based on a power spectral density(PSD) analysis. So it can be easily applicable to analyze the coexistence of OFDM-based systems B3G using flexible spectrum usage(FSU) with other systems, where the conventional MCL method cannot allocate transmit power partially to some subcarriers which overlap the band of a victim system. By applying the conventional MCL method and the A-MCL method, interfering power levels at the receiver of a interfered system are respectively calculated. A-MCL can calculate interference power more accurately than MCL by the maximum value of 4.5 dB. Therefore it can be concluded that our proposed method, namely A-MCL, is applicable to a sharing analysis of OFDM-based systems B3G.

Key words : Advanced MCL, Guard Band, OFDM, Spectrum Sharing, System Beyond 3G, FS Microwave Systems, Minimum Separation Distance

### I. 서 론

고속 이동 중에 100 Mbps, 정지 및 저속 이동 중

「본 논문은 정보통신부 전파연구소의 연구개발사업비를 지원 받아 수행한 연구결과입니다.」  
연세대학교 전기전자공학부(Department of Electrical & Electronic Engineering, Yonsei University)  
\*명지전문대학 컴퓨터전자과(Department of Computer & Electronic Engineering, Myongji College)  
\*\*정보통신부 전파연구소(Radio Research Lab., Ministry of Information and Communication)

· 논문 번호 : 20060220-009  
· 수정완료일자 : 2006년 3월 20일

에 1 Gbps까지 데이터 전송이 가능한 차세대 이동통신 서비스는 유무선 통합에 의한 진정한 멀티미디어 통신이 가능토록 하는 데 있다. 국제전기통신연합(ITU: International Telecommunication Union)은 2003년 5월에 개최된 WRC-03(World Radiocommunication Conference-03)에서 상기의 요구사항을 만족할 수 있는 차세대 이동통신용 주파수를 검토하도록 WRC-07에 관련 의제를 포함시켰다<sup>[1]</sup>. 또한 상기의 의제에 관련하여 ‘IMT-2000 이후 시스템의 서비스 수요분석’, ‘주파수 소요량 산출 및 기술 요구사항 분석’, ‘잠재적인 주파수 대역 분석’의 연구가 진행되고 있다. ITU-R WP8F는 IMT-2000 진화 시스템과 이후 시스템을 위해 이동 상태에서 100 Mbps 데이터 속도를 제공할 수 있는 6 GHz 이하의 주파수 대역과 정지 상태에서 1 Gbps 데이터 속도를 제공할 수 있는 6 GHz 이상 70 GHz 이하의 주파수 대역에 대한 잠재적인 후보 대역을 조사하고 있다<sup>[2]</sup>. 이를 위해서는 후보 대역 내의 기존 업무 보호를 위한 공유 분석이 선행되어야 한다.

공유 분석을 위한 방법은 크게 Monte Carlo 시뮬레이션과 같은 확률·통계적인 방법과 MCL과 같은 결정적(deterministic) 방법으로 나뉜다. Monte Carlo 시뮬레이션은 간섭 분석을 수행하고자 하는 시스템의 규격이 결정되어야 의미 있는 결과를 제시할 수 있다. 현재 차세대 이동통신 시스템은 아직 규격이 결정되지 않았으므로 Monte Carlo 분석을 사용하기에는 무리가 있다. 이러한 경우에는 주로 간단하게 간섭 분석을 수행할 수 있는 MCL 방법이 사용된다. MCL 방법은 주로 송신 스펙트럼 마스크(transmit spectrum mask)를 이용하여 대역내(in-band) 및 대역외(out-of-band)로 방사되는 신호의 간섭 전력을 비교적 쉽게 계산할 수 있는 방법이다. CEPT(Conference of European Postal and Telecommunications) ERC(European Radiocommunications Committee) Report 64<sup>[3]</sup>와 CEPT ERC Report 65<sup>[4]</sup>는 MCL 방법으로 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System)와 점-대-점(point-to-point) 고정 시스템과의 공유 분석에 대한 결과를 제시하였다. 그러나 기존의 MCL<sup>[4]</sup>은 송신 스펙트럼 마스크를 이용하므로 차세대 이동통신 시스템에 사용될 것으로 예상되는 OFDM<sup>[5]</sup> 기술을 적용한 시스템을 분석하기에는 무리가 있

다. OFDM을 적용한 시스템은 부반송파(subcarrier)의 전력을 각각 다르게 할당하여 전송할 수 있으므로 단순히 송신 스펙트럼 마스크만으로는 정확한 간섭량 계산이 어렵기 때문이다.

본 논문에서는 차세대 이동통신 시스템의 공유 분석을 위한 개선된 MCL 방법을 제안하고, 차세대 이동통신 시스템과 고정 마이크로파 시스템과의 공유 분석을 통해 국내 차세대 이동통신 후보 주파수 대역 선정에 필요한 근거 자료를 마련하고자 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 본 논문에서 제안한 개선된 MCL 방법을 기술하고, III장에서는 제안된 방법으로 공유 분석을 하기 위한 공유 시나리오 및 관련 파라미터, 차세대 이동통신 시스템과 FS 시스템과의 동일 채널 공유 분석 결과를 나타내었다. 마지막으로 본 논문의 결론을 IV장에서 기술하였다.

## II. 개선된 MCL 방법

### 2-1 간섭 모델

일반적으로 서로 다른 시스템간의 주파수 공유 여부는 피간섭 시스템(victim system)의 안테나에 수신된 간섭 전력량으로 결정한다. 따라서 측정시간의  $b\%$  동안에 대해서 간섭원의 간섭 레벨이 허용 간섭 전력 이하가 되도록 하는 전력 손실을 ‘최소 필요 손실(minimum required loss)’이라고 정의한다<sup>[6],[7]</sup>. 여기서  $b$ 는 간섭원이 존재하는 시간에 대한 파라미터로 0.001~1.0%일 경우를 단기간(short term)이라고 하고, 20% 이상일 경우를 장기간(long term)이라고 한다.

데시벨(dB)로 표현한 최소 필요 손실  $L_{min}$ 은 식(1)과 같이 간섭원의 송신 전력  $P_i$ (dBW), 송신 안테나 이득  $G_i$ (dB), 수신 안테나 이득  $G_r$ (dB)에 대한 식으로 간단하게 계산할 수 있다.

$$L_{min} = P_i + G_i + G_r + L_r - I_{max} \text{ dB} \quad (1)$$

여기서  $L_r$ 은 피간섭원(victim)의 대역 내에 존재하는 간섭 신호가 전파(propagation)되는 과정에서 발생하는 전력 손실이고,  $I_{max}$ 는 피간섭 시스템에서 허용되는 간섭원의 최대 전력으로 단위는 dBW이다.

간섭원 전력 손실  $L_r$ 은 기존의 MCL에서는 단순히 전파 모델에 의해 결정되는 값이었으나, OFDM

기반의 시스템에서는 송신 신호의 전력 밀도 스펙트럼을 이용하여 정확하게 모델링할 수 있다.  $N$ 개의 구형파 형태와 형태의 부반송파를 갖는 OFDM 시스템의 전력 밀도 스펙트럼(PSD: Power Spectral Density)은 식 (2)로 표현된다.

$$S_s(f) = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{P_s(i)}{R_s} \text{sinc}^2\left(\frac{f}{R_s} - i\right) \quad (2)$$

여기서  $P_s(i)$ 는  $i$ 번째 OFDM 부반송파의 전력을 의미하고,  $R_s$ 는 부반송파의 간격을 의미한다. 그리고 피간섭원의 수신 전력 밀도 스펙트럼은 식 (3)과 같이 모델링한다.

$$S_v(f) = \frac{P_v}{W_v} \text{rect}\left(\frac{f}{W_v}\right) \quad (3)$$

식 (3)에서  $P_v$ 는 피간섭 시스템의 송신 전력을,  $W_v$ 는 대역폭을 의미한다.

그림 1은 OFDM에 기반을 둔 간섭원의 전력 밀도 스펙트럼과 피간섭원의 전력 밀도 스펙트럼이 중첩된 경우를 도식적으로 표현한 것이다. 간섭원의 전력 밀도 스펙트럼  $S_s(f)$ 는 식 (2)에 나타난 것처럼 다수의 부반송파가 더해진 형태로 표현되었다. 이 경우에 간섭원 전력 손실  $L_r$ 은 대역  $W_v$  내의 간섭원의 전력 밀도 스펙트럼을 이용하여 식 (4)와 같이 계산된다.

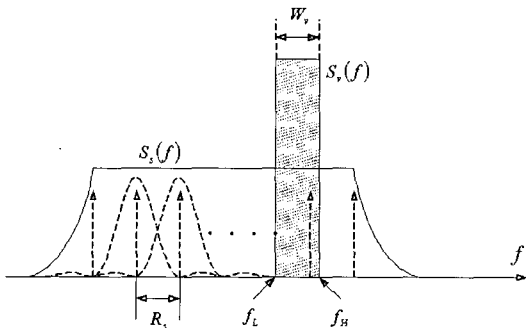


그림 1. OFDM에 기반을 둔 간섭원의 PSD와 피간섭원의 PSD

Fig. 1. PSD of OFDM-based interferer overlapping PSD of a victim system.

$$L_r = 10 \log_{10} \left( \frac{1}{P_t} \int_{f_c - W_v/2}^{f_c + W_v/2} S_s(f) df \right) \text{ dB} \quad (4)$$

여기서  $f_c$ 는 피간섭 시스템의 중심 주파수를 나타낸다. 식 (4)에 식 (2)를 대입하고  $\text{sinc}(\cdot)$ 의 정의를 적용하면 식 (5)로 정리된다. 자세한 전개 과정은 부록 A에 나타내었으며,  $R_+$ 와  $R_-$ 는 각각 식 (A.2)와 식 (A.3)에 정의되어 있다.

### 2-2 전파전파 모델(Wave Propagation Model)

간섭량 계산의 결과는 최소 요구 손실이며, 이 값은 적절한 전파전파 모델을 사용하면 최대 허용 간섭 전력 조건을 만족하도록 하는 시스템간의 최소 이격거리로 환산될 수 있다. ITU와 CEPT에 일반적으로 사용하는 육상에서의 간섭 분석을 위한 전파 모델은 ITU-R 권고안 P.452<sup>[8]</sup>에 명시되어 있다. 이 모델은 가시 영역(line of sight) 전파에 의한 경로 손실뿐만 아니라 같은 주파수 대역을 사용하는 피간섭원과 간섭원의 다양한 전파 환경을 반영하기 위한 추가적인 경로 손실도 고려한 모델로 식 (6)에 나타내었다. 거리  $d$ 에 따른 경로 손실  $L(d)$ 는

$$L(d) = 32.5 + 20 \log_{10}(f) + 20 \log_{10}(d) + A_h \text{ dB} \quad (6)$$

으로,  $f$ 는 반송파 주파수로 단위는 MHz이고 거리  $d$ 의 단위는 km이다. 식 (6)의 클러터 손실(clutter loss)  $A_h$ 는

$$A_h = 10.25 \times e^{-\alpha} \left( 1 - \tanh \left[ 6 \left( \frac{h}{h_a} - 0.625 \right) \right] \right) - 0.33 \quad (7)$$

이다<sup>[8]</sup>. 여기서  $\alpha$ 은 클러터 중심 위치에서 안테나 까지의 거리로 단위는 km이고,  $h$ 는 지면으로부터의 안테나 높이,  $h_a$ 는 클러터의 평균 높이를 나타낸다. 표 1에는 전파 환경에 따른 클러터 중심의 높이와 안테나까지의 거리를 나타내었다<sup>[8]</sup>. 클러터 손실은 전파 환경이 도심 밀집 지역, 도심 지역, 도심 외곽, 교외 및 나무가 많은 지역 등에 따라 다른 값을 갖는데, 본 논문에서는 이동 통신 환경을 고려하

$$L_r = 10 \log_{10} \left[ \sum_{i=0}^{N-1} \frac{P_s(i)}{2\pi P_t} \left\{ \frac{1}{\pi(R_- - i)} - \frac{1}{\pi(R_+ - i)} - \frac{\cos 2\pi(R_- - i)}{\pi(R_- - i)} + \frac{\cos 2\pi(R_+ - i)}{\pi(R_+ - i)} + \frac{2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k-1} [(2\pi(R_+ - i))^{2k-1} - (2\pi(R_- - i))^{2k-1}]}{(2k-1)(2k-1)!} \right\} \right] \quad (5)$$

표 1. 전파 환경에 따른 클러터의 평균 높이와 거리  
Table 1. Nominal clutter heights and distances.

전파 환경	클러터 높이, $h_a$	거리, $d$
도심 밀집 지역	25	0.02
도심 외곽	9	0.025
교외	4	0.1

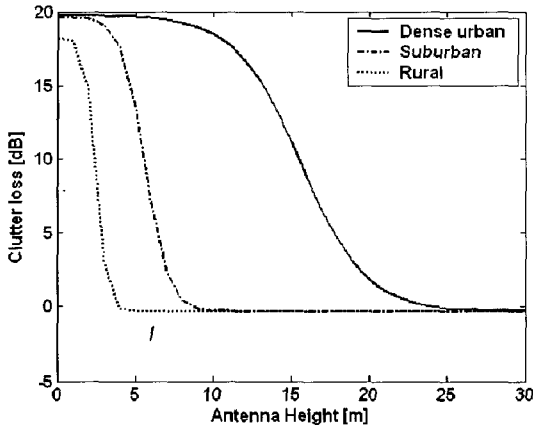


그림 2. 전파 환경별 클러터 손실  
Fig. 2. Clutter loss for dense urban, suburban, and rural areas.

므로 도심 밀집 지역, 도심 외곽 및 교외 지역만 고려하였다. 안테나 높이에 따른 클러터 손실을 그림 2에 나타내었다. 세 가지 전파 환경 모두 안테나의 높이가 커지면 클러터 손실이 작아지는 것을 볼 수 있으며, 클러터 중심의 높이가 높은 도심 밀집 환경인 경우는 안테나의 클러터 손실이 상대적으로 많이 발생함을 확인할 수 있다. 도심 밀집 지역의 경우는 고층 건물에 의한 영향으로 클러터의 중심 높이가 다른 전파 환경에 비해서 상대적으로 큰 것으로 볼 수 있다.

### 2-3 기존 MCL과 개선된 MCL의 비교

기존 MCL과 개선된 MCL을 비교하기 위하여 표 2와 같은 환경 하에 간섭 전력을 각각 계산하였다. 여기서 간섭원은 OFDM 기반의 차세대 이동통신 시스템을 의미하며 부반송파에 할당되는 전력이 일정하지 않은 경우로 간섭원의 송신 전력 할당 원칙은 기존 MCL과 개선된 MCL의 차이를 분명히 나타내기 위해 다음과 같이 가정한다.

표 2. 간섭 전력 계산 변수  
Table 2. Parameters calculating interfere power.

변수 종류	변수명	값
전파전파 환경변수	경로 손실 모델	자유공간 모델 + 클러터 손실
	Clutter loss 결정 변수	dense urban, 안테나 높이, $h = 10$ m
	자유공간 경로 손실 결정 변수	거리 = 1 km, 중심 주파수 = 3.5 GHz
간섭원 환경변수	대역폭	10 MHz
	부반송파수	1,000개
	부반송파 간격	10 kHz
	최소 송신 전력	6 dBW
	최대 송신 전력	13 dBW
	부반송파 당 할당 가능한 최대송신전력 ( $\frac{\text{최대송신전력}}{\text{부반송파수}}$ )	19.953 mW
피간섭원 환경변수	대역폭	5 MHz

- 최소 송신 전력을 할당하는 경우: 1,000개의 부반송파에 동일한 전력을 할당한다.
- 최대 송신 전력까지 송신 전력을 증가시키는 경우: 간섭량을 줄이기 위해 피간섭원과 주파수 대역이 겹치지 않는 500개의 부반송파에 추가 전력을 할당하고, 부반송파당 할당 가능한 최대 전력을 초과할 경우 피간섭원과 주파수 대역이 겹치는 500개의 부반송파에 균일하게 할당한다.
- 기존의 MCL 방법에서는 부반송파별로 전력 할당을 다르게 할 수 없으므로, 간섭원의 전력이 증가되면 이를 1,000개의 부반송파 모두에 균등하게 나누어 할당한다.

그림 3은 기존 MCL과 개선된 MCL 방법으로 계산한 간섭 전력을 나타낸다. 가로축은 간섭원의 송신 전력을 의미하고 세로축은 피간섭원이 받는 간섭 전력량을 의미하며, 간섭원의 송신 전력을 6 dBW에서 0.5 dBW 간격으로 증가시키면서 간섭 전력을 계산하였다. 간섭원의 송신 전력이 증가하면 개선된 MCL은 위에서 가정한 전력 할당 원칙을 적용하

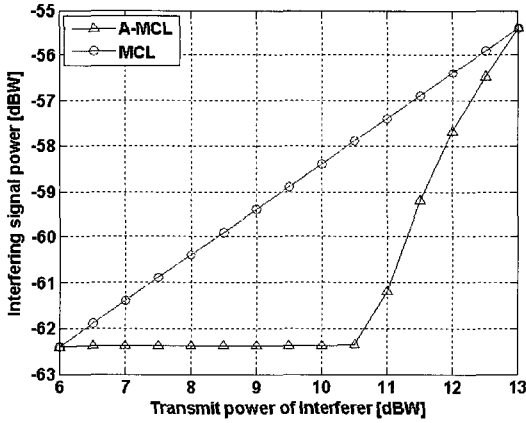


그림 3. 기존 MCL과 개선된 MCL의 간섭 전력 비교  
Fig. 3. Comparison between interfering signal power values calculated by MCL and advanced MCL methods.

여 피간섭원의 대역 외에 있는 부반송파에 전력을 할당하기 때문에 간섭원의 송신 전력이 10.5 dBW까지는 간섭 전력이 증가하지 않으나, 기존의 MCL의 경우는 이를 반영하지 못하고 선형적으로 간섭 전력이 증가하는 형태를 볼 수 있다. 물론 위의 가정이 실제 환경과 차이가 있을 수는 있으나, 이 결과는 기본적으로 기존의 MCL의 한계를 분명히 보여주고 있다. 만약 OFDM 기반의 차세대 이동통신 시스템이 주파수 효율성을 높이기 위하여 위에서 가정된 상황과 유사한 FSU(Flexible Spectrum Usage)와 같은 방식을 채용할 경우에 기존의 MCL은 실제보다 크게 간섭 전력을 계산하므로 개선된 MCL보다 큰 오차를 나타낼 것이다. 따라서 본 논문에서 제시한 개선된 MCL은 차세대 이동통신 시스템의 간섭 분석을 기존의 MCL보다 다양한 환경에서 수행할 수 있는 장점이 있다.

### III. 간섭 분석

본 절에서는 II절에서 제시한 개선된 MCL을 적용하여 차세대 이동통신 후보 주파수 대역에 있는 기존의 육상 FS 시스템(Fixed Service system)과 차세대 이동통신 시스템과의 공유 간섭 분석 결과를 제시한다. 이때 차세대 이동통신 시스템의 사양은 아직

결정되지 않았으므로 FS 시스템이 차세대 이동통신 시스템에 미치는 간섭은 고려하지 않고, 차세대 이동통신 시스템의 FS 시스템에 대한 영향을 분석한다.

#### 3-1 시스템 파라미터

ITU-R에서는 육상 FS 시스템과 다른 시스템 간의 간섭 분석에 필요한 파라미터를 ITU 권고안 F.758<sup>[7]</sup>에 정의하고 있으며, 이를 표 3에 정리하였다. 시스템은 중심주파수 3,500 MHz에서 40 MHz 대역폭을 점유하며, 포물선 형태의 지향성 안테나(parabola-shaped directional antenna)로 직경은 2 m이다. 최대 허용 간섭 전력은  $I/N = -13$  dB에 근거해서 계산한  $-140$  dBW/40 MHz로 나타나 있다<sup>[7]</sup>. 그리고 최대 안테나 이득은 42.5 dBi로 안테나 직경( $D$ ) 대 파장( $\lambda$ )의 비가 100<sup>[1]</sup> 이하인 경우의 안테나 이득을 그림 4에 나타내었다<sup>[9]</sup>. 주 빔의 폭은 5° 정도이며, 이때 안테나 이득은 최대값에 비해 25 dB 정도 적다.

FS 시스템인 경우는 기존에 존재하는 시스템이므로 규격이 명확하나 차세대 이동통신 시스템의 경우는 현재 확정된 내용이 없으므로 대부분이 기존 시스템으로부터 가정된 값을 사용하였으며 이를 표 4에 정리하였다. 우선 차세대 이동통신 시스템의 대역폭은 FS 시스템의 대역폭의 두 배로 가정하였

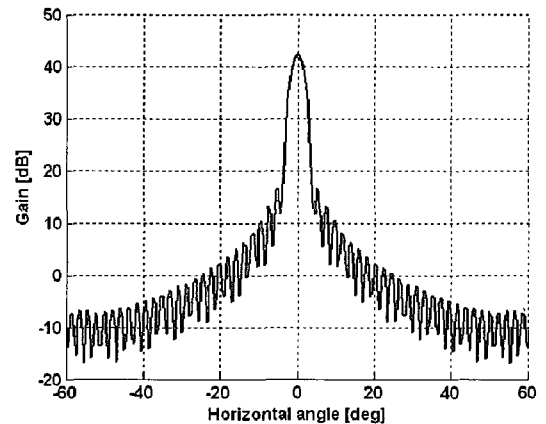


그림 4. 3.5 GHz에서 FS 시스템의 안테나 이득 ( $D/\lambda=23.3$ , 최대 이득=42.5 dBi)  
Fig. 4. Antenna gain of FS system at 3.5 GHz ( $D/\lambda=23.3$ , peak gain=42.5 dBi).

<sup>1)</sup> 안테나의 방사 패턴은  $D/\lambda$ 에 따라 side-lobe 레벨이 변하며,  $D/\lambda=100$ 이면 최대 side-lobe 레벨이 평균 side-lobe 레벨보다 3 dB 높다.

표 3. FS 시스템 파라미터

Table 3. FS system parameters.

파라미터	값
중심 주파수	3,500 MHz
수신 대역폭	40 MHz
변조 방식	64-QAM
수신 열잡음	-127.5 dBW
$1 \times 10^{-3}$ BER을 위한 수신 레벨	-106 dBW
안테나 형태	파라볼라(직경: 2 m)
최대 안테나 이득	42.5 dBi
급전 손실(최소)	3.5 dB
최대 허용 간섭전력 (20 % of time)	-140.5 (I/N = -13 dB) (dBW/40 MHz)

표 4. 차세대 이동통신 시스템 파라미터

Table 4. B3G system parameters.

파라미터	값
중심 주파수(MHz)	3500
FSU 사용 여부	사용
다중화/다중접속	OFDM/OFDMA
전력 할당 알고리즘	II-3절 참조
Duplex	TDD
부반송파 간격(kHz)	10.24
채널 대역폭(MHz)	80
전체 부반송파수	8192
송신 전력(dBW)	13
최대 안테나 이득(dBi)	14.5

는데, 이는 두 시스템의 대역폭이 중첩될 수 있는 모든 경우를 살펴보기 위해 설정한 값이다. 그리고 기지국(base station)의 섹터별 안테나 패턴은 식 (8)로 표현되며 그림 5에 이를 나타내었다<sup>[10]</sup>.

$$G_{BS}(\theta) = G_{max} + A_{BS}(\theta) \tag{8}$$

여기서  $G_{max}$ 는 최대 안테나 이득을 나타내며,  $A_{BS}(\theta)$ 는 각도에 따른 안테나의 감쇄값을 나타내는 함수로 식 (9)로 주어진다<sup>[10]</sup>.

$$A_{BS}(\theta) = - \min \left[ 12 \left( \frac{\theta}{\theta_{3dB}} \right)^2, A_m \right], \tag{9}$$

$$-180^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$$

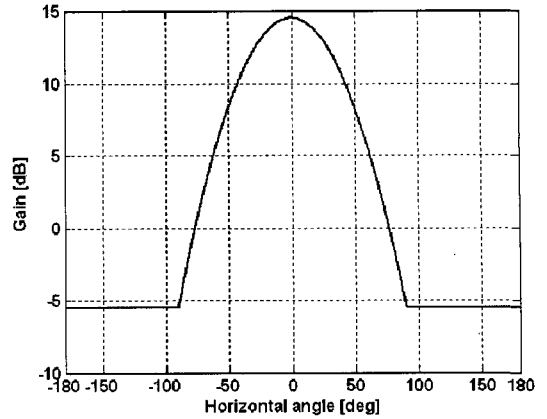


그림 5. 차세대 이동통신 시스템의 3-섹터 셀에 대한 안테나 이득

Fig. 5. B3G system antenna gain for 3-sector cells.

$A_m$ 은 최대 안테나 감쇄량을 의미하고,  $\theta_{3dB}$ 는 3 dB 대역폭을 의미한다.  $\min[A, B]$ 는  $A$ 와  $B$  중에서 작은 값을 의미하는 함수이다.

그리고 차세대 이동통신 시스템은 주파수 효율성을 위해서 FSU를 사용한다고 가정하며, 각각의 OFDM 부반송파에 전력을 할당하는 원칙은 2-3절에 나타난 방법을 적용하였다.

### 3-2 간섭 분석 결과

본 절에서는 앞에서 제시한 시스템 파라미터에 근거하여 허용 간섭 전력을 만족하기 위한 최소 이격 거리를 차세대 이동통신 시스템의 기지국 송신 전력에 따라 계산하였다. 이 때 안테나의 기하학적 위치와 빔 패턴에 의해 결정되는 안테나 신호 식별 손실(antenna discrimination loss) 및 전파 환경을 반영하는 클러터 손실을 다양하게 변화시키면서 최소 이격 거리를 계산하였다. 여기서 안테나 신호 식별 손실이란 안테나로 입사되는 신호의 입사각에 따른 최대 안테나 이득 대비 감소량으로 정의한다. 그리고 최소 이격 거리를 계산할 때 사용한 전파 모델은 널리 알려진 자유공간 모델로 신호의 전력 이격 거리의 제곱에 반비례하는 모델이다.

차세대 이동통신 시스템 송신 전력에 따른 두 시스템간의 최소 이격 거리에 대한 결과를 그림 6과 그림 7에 나타내었다. 그림 6은 클러터 손실이 20 dB이고, 그림 7은 5 dB인 경우이다. 그림 6과 그림 7

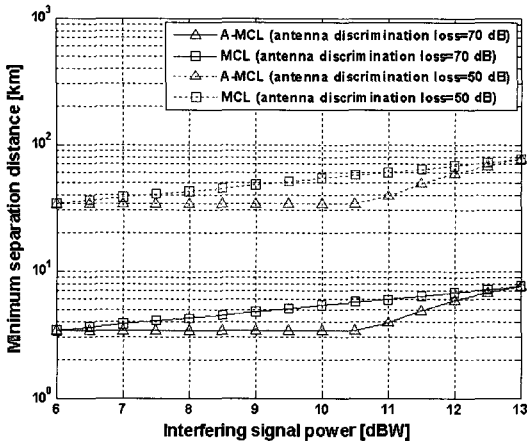


그림 6. 최소 이격 거리(클러터 손실=20 dB)  
 Fig. 6. Minimum separation distance(clutter loss=20 dB).

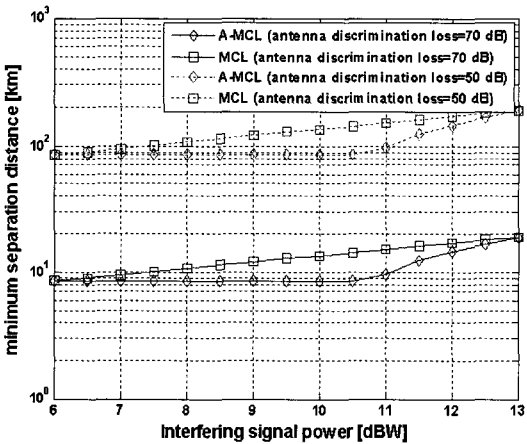


그림 7. 최소 이격 거리(클러터 손실=5 dB)  
 Fig. 7. Minimum separation distance(clutter loss=5 dB).

각각에서, 안테나 신호 식별 손실은 50 dB와 70 dB 두 가지 경우를 고려하였다. 그림에서 가로축은 차세대 이동통신 시스템의 송신 전력이고 세로축은 허용 간섭 기준을 만족하는 최소 이격 거리를 나타낸다. 또한 삼각형 표시는 개선된 MCL을 사각형 표시는 기존의 MCL을 의미하며, 실선은 안테나 신호 식별 손실이 70 dB이고 점선은 50 dB이다. 클러터 손실과 안테나 신호 식별 손실에 따라 그래프의 세로축 위치는 변하지만 그 모양은 일정하다. 즉 기존의 MCL은 간섭원의 송신 전력이 증가하면 피간섭원이 수신하는 간섭 전력이 선형적으로 증가하

나, 개선된 MCL은 FSU의 특성을 반영하여 10.5 dBW까지는 간섭 전력이 증가하지 않다가 10.5 dBW 부터는 간섭 전력이 증가하여 최소 이격 거리가 증가하는 공통된 양상을 나타내고 있다. 타 시스템에 주는 간섭량을 줄이기 위해 차세대 이동통신 시스템이 FSU를 사용하면 부반송파당 할당 가능한 최대 전력 19.953 mW 미만까지는 피간섭원의 대역폭에 존재하는 부반송파에는 최소 전력만 할당하기 때문에 피간섭원이 수신하는 간섭 전력도 송신 전력과 같은 형태임을 직관적으로도 알 수 있다. 그러나 기존의 MCL은 이를 반영하지 못하고 송신 전력이 증가하면 간섭 전력도 선형적으로 증가하여 간섭 전력량을 정확히 계산하지 못했다. 기존의 MCL과 개선된 MCL로 계산한 간섭 전력은 최대 4.5 dB 차이가 나며, 전파 환경에 따라 다르지만 이격 거리는 최대 20 km까지 차이가 발생하였다.

따라서 본 논문에서 제안한 개선된 MCL 방법은 FSU를 사용하는 OFDM 기반의 차세대 이동통신 시스템의 주파수 공유 분석을 기존의 MCL보다 정확히 할 수 있으며, 해석적인 방법이므로 Monte Carlo 시뮬레이션과 같은 방법보다 계산 과정이 간단하여 차세대 이동통신 주파수 할당 과정에서 필요한 공유 간섭 분석에 유용하게 사용되리라 판단된다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 차세대 이동통신 시스템의 공유 분석을 위한 개선된 MCL 방법을 제안하고, FSU를 사용하는 OFDM 기반의 차세대 이동통신 시스템과 고정 마이크로파 시스템과의 주파수 공유 분석을 수행하여 기존의 MCL과 비교하였다. 피간섭원의 수신 안테나에 도착한 간섭 전력을 계산한 결과, 기존 MCL보다 개선된 MCL로 계산한 결과가 보다 정확했으며 그 차이는 최대 4.5 dB이고, 이격 거리로는 최대 20 km의 차이가 보였다. 그리고 차세대 이동통신 시스템과 고정 마이크로파 시스템이 서로 동일 주파수 대역을 사용하려면 두 시스템의 이격 거리는 최소 3.5 km에서 최대 200 km까지로 그 변화가 매우 크게 나타난다.

따라서 두 시스템의 배치에 영향을 받는 안테나 신호 식별 손실과 전파 환경에 따른 클러터 손실에

따라 최소 이격 거리의 편차가 크게 나타나므로, 주파수 공유 분석은 주파수 자원의 효율성을 높이기 위해서 반드시 선행되어야 하며 그 정확성도 매우 중요한 요소라 할 수 있다. 향후 차세대 이동통신 시스템의 사양이 보다 구체적으로 결정되면 본 논문에서 제안한 개선된 MCL 방법은 보다 정확한 주파수 공유 분석 결과를 제시할 수 있을 것으로 판단된다.

부록 A

식 (4)에 식 (2)를 대입하고  $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$ 를 이용하면 분자는 식 (A.1)과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} & \int_{f_c - W_v/2}^{f_c + W_v/2} S_s(f) df \\ &= \int_{f_c - W_v/2}^{f_c + W_v/2} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{P_s(i)}{R_s} \text{sinc} \left( \frac{f}{R_s} - i \right) df \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} \frac{P_s(i)}{R_s} \int_{f_c - W_v/2}^{f_c + W_v/2} \frac{\sin^2 \left\{ \pi \left( \frac{f}{R_s} - i \right) \right\}}{\left\{ \pi \left( \frac{f}{R_s} - i \right) \right\}^2} df \end{aligned} \quad (A.1)$$

식 (A.1)에서  $h = \pi(f/R_s - i)$ 로 정의하고  $R_+$ 와  $R_-$ 는 식 (A.2)와 식 (A.3)으로 정의하면, 식 (A.1)은 식 (A.4)와 같이 정리된다.

$$R_+ = \frac{f_c}{R_s} + \frac{W_v}{2R_s} \quad (A.2)$$

$$R_- = \frac{f_c}{R_s} - \frac{W_v}{2R_s} \quad (A.3)$$

$$\int_{f_c - W_v/2}^{f_c + W_v/2} S_s(f) df = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{P_s(i)}{\pi} \int_{R_- - i}^{R_+ - i} \frac{\sin^2 h}{h^2} dh \quad (A.4)$$

식 (A.4)에  $\sin^2(x) = (1 - \cos(2x))/2$ 를 적용하여 정리하면

$$\begin{aligned} & \int_{f_c - W_v/2}^{f_c + W_v/2} S_s(f) df = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{P_s(i)}{2\pi} \times \\ & \left[ \int_{\pi(R_- - i)}^{\pi(R_+ - i)} \frac{1}{h^2} dh - \int_{\pi(R_- - i)}^{\pi(R_+ - i)} \frac{\cos 2h}{h^2} dh \right] \end{aligned} \quad (A.5)$$

이다. 식 (A.5) 우변의 두 번째 적분항은 식 (A.6)과 같이 정리된다<sup>[11]</sup>.

$$\int_{f_c - W_v/2}^{f_c + W_v/2} S_s(f) df = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{P_s(i)}{2\pi} \left\{ \frac{1}{\pi(R_- - i)} - \frac{1}{\pi(R_+ - i)} - \frac{\cos 2\pi(R_- - i)}{\pi(R_- - i)} + \frac{\cos 2\pi(R_+ - i)}{\pi(R_+ - i)} + \frac{2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k-1} [(2\pi(R_+ - i))^{2k-1} - (2\pi(R_- - i))^{2k-1}]}{(2k-1)(2k-1)!}}{2} \right\} \quad (A.8)$$

$$\int_a^b \frac{\cos 2x}{x^2} dx = \frac{\cos 2a}{a} - \frac{\cos 2b}{b} - 2 \int_a^b \frac{\sin 2x}{x} dx \quad (A.6)$$

식 (A.6)의 우변 적분항은 식 (A.7)과 같이 무한급수로 나타낼 수 있다<sup>[11]</sup>.

$$\begin{aligned} & \int_a^b \frac{\sin 2x}{x} dx \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k-1} [(2b)^{2k-1} - (2a)^{2k-1}]}{(2k-1)(2k-1)!} \end{aligned} \quad (A.7)$$

식 (A.5)에 식 (A.6)과 식 (A.7)을 대입하여 정리하면 식 (A.8)과 같이 정리된다. 마지막으로 식 (A.8)을 식 (4)에 대입하면 식 (5)를 유도할 수 있다.

참고 문헌

- [1] ITU-R Recommendation M. 1645, "Framework and overall objectives of the future development of IMT-2000 and systems beyond IMT-2000", Jun. 2003.
- [2] ITU-R WP 8F/TEMP/209-E, "Preliminary draft new report on radio aspects for the terrestrial component of IMT-2000 and systems beyond IMT-2000", Feb. 2005.
- [3] CEPT ERC Report 64, "Frequency sharing between UMTS and existing fixed services", May 1999.
- [4] CEPT ERC Report 65, "Adjacent band compatibility between UMTS and other services in the 2 GHz band", May 1999.
- [5] Nee, R., Prasad, R., *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, Boston, 2000.
- [6] ITU-R Recommendation SF.1006, "Determination of the interference potential between earth stations of the fixed-satellite service and stations in the fixed service", Apr. 1993.
- [7] ITU-R Recommendation F.758-3, "Considerations in the development of criteria for sharing between the terrestrial fixed service and other services", Feb. 2003.



[8] ITU-R Recommendation P.452-12, "Prediction procedure for the evaluation of microwave interference between stations on the surface of the earth at frequencies above about 0.7 GHz", Mar. 2005.

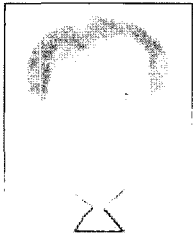
[9] ITU-R Recommendation F.1245-1, "Mathematical model of average and related radiation patterns for line-of-sight point-to-point radio relay systems an-

tennas for use in certain coordination studies and interference assessment in the frequency range from 1 GHz to about 70 GHz", May 2000.

[10] NOKIA, "1xEV-DV Evaluation Methodology(V-12.1)", 3GPP2/TSG-C.R1002, 2003.

[11] M. R. Spiegel, *Mathematical Handbook of Formulas and Tables*, McGraw-Hill Inc., 1968.

정 우 기



1986년: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
 1988년: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2001년: 연세대학교 전자공학과 박사수료  
 1989년~1992년: 한국전자통신연구

소 위성본부

1992년~1994년: SK텔레콤 CDMA 전담반  
 1994년~1999년: 신세기통신 기술기획팀  
 1999년~2003년 2월: LG텔레콤 기술전략팀 부장  
 2003년 3월~현재: 청강문화산업대학 이동통신과 교수  
 [주 관심분야] 전파통신, 디지털통신시스템, spectrum engineering

조 한 신



2001년 8월: 연세대학교 기계전자공학부 (공학사)  
 2004년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)  
 2004년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정  
 [주 관심분야] 공유 분석, 무선 통신채널 모델링, resource allocation for Multiuser MIMO/OFDM systems

신채널 모델링, resource allocation for Multiuser MIMO/OFDM systems

윤 현 구



1995년: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
 1997년: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2002년: 연세대학교 전기전자공학과 (공학박사)  
 2002년~2004년 2월: (주)현대시스콤

선임연구원

2004년 3월~현재: 명지전문대학 컴퓨터전자과 조교수  
 [주 관심분야] 디지털통신, 무선전송기술, 채널모델링

임 재 우



1995년: 경원대학교 전자공학과 (공학사)  
 1997년: 경원대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2002년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정  
 1997년 6월~현재: 정보통신부 전파

연구소

[주 관심분야] 주파수 자원관리, 전파채널 모델, 차세대이동통신

육 중 관



1987년: 연세대학교 전자공학과 (공학사)

1989년: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)

1998년: University of Michigan 전기전자공학과 (공학박사)

1997년 1월~1998년 10월: University of Michigan Research Fellow

1998년 11월~1999년 2월: Qualcomm Inc. Senior Engineer

1999년 3월~2000년 2월: 광주과학기술원 조교수

2000년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 부교수

[주 관심분야] 마이크로파 구조 해석 및 설계, RF MEMS, 박막공진 구조

박 한 규



1964년: 연세대학교 전기공학과 (공학사)

1968년: 연세대학교 전기공학과 (공학석사)

1975년: 불란서 파리 6대학 (공학박사)

1976년~현재: 연세대학교 전기전자공학과 교수

1979년~1980년: 스탠포드대학교 교환교수

1989년~1994년: 대통령 21세기 위원회 위원

1995년~1997년: 정보통신부 전파위원회 위원장

1997년~현재: 한국과학재단 이사

[주 관심분야] 마이크로파 소자, 스마트 안테나, 전파 전파, SAR