

Multicell WRAN에서의 최적 전력 및 주파수 할당 기법

정희원 황인관*, 준희원 임연준*, 조해근*, 정희원 송명선**

Optimal Power and Spectrum Allocation Scheme in Multicell WRAN

In-Kwan Hwang* *Regular Member*, Yeon-Jun Lim*, Hae-Keun Cho* *Associate Members*,
Myoung-Sun Song** *Regular Member*

요 약

현재 IEEE 802.22에서는 스펙트럼 사용 효율을 높이고 새로운 무선 통신 서비스 도입을 용이하게 하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다. 또한 TV 대역을 대상으로 주파수를 공유하고자 하는 Cognitive Radio를 적용한 WRAN 시스템에 대한 표준화가 진행되고 있다. 본 논문에서는 WRAN 시스템에서의 주파수 효율과 채널 용량을 극대화하고, 인접 셀 간 간섭을 최소화할 수 있도록 하는 효율적인 주파수 할당 기법과 최적 전력 제어 기법인 PCPWF(Partial Constant Power Water Filling)을 제시하였다. 또한 제안된 동적 셀 설계(dynamic cell plan)를 통해 가용할 수 있는 채널을 효율적으로 할당하여 전체 시스템의 데이터 처리율(throughput)과 형평성을 극대화하였으며, 제안된 기법의 효용성을 검증하기 위해서 시뮬레이션 결과도 수록하였다.

Key Words : Cognitive radio, WRAN, PCPWF, Dynamic cell plan, Throughput.

ABSTRACT

The IEEE 802.22 standard is being developed with the target of improving the efficiency of spectrum utilization and importing the new wireless communication service. The WRAN standard based on Cognitive Radio is being processed for sharing TV bands. In this paper, the efficient spectrum allocation scheme and the optimal power allocation scheme, Partial Constant Power Water Filling (PCPWF), are proposed to maximize the channel capacity and spectrum efficiency and minimize the interference between adjacent cells. And we maximize the system throughput and fairness by using proposed dynamic cell plan that efficiently allocates channel. The results of the simulations are presented to verify the utilization of our proposed scheme.

I. 서 론

현재 다양한 형태의 무선 통신 기술들이 빠르게 발전되어 가고 있다. 이렇듯 급속한 발전을 이루고

있는 무선 통신 서비스의 이용 증가로, 한정되어 있는 주파수 자원에 대한 수요는 급증하고 그 가치는 더욱 높아지고 있다. 이에 주파수 자원을 효율적으로 이용하기 위하여 국가적인 차원에서 기술을 개

※ 이 논문은 2006학년도 충북대학교 학술연구지원 사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

* 충북대학교 전자공학과 이동·위성통신연구실(ikhwang@chungbuk.ac.kr), ** 한국전자통신연구원

논문번호 : KICS2008-01-048, 접수일자 : 2008년 1월 25일, 최종논문접수일자 : 2008년 5월 28일

발하고, 주파수 정책을 수립하기 위한 활동이 활발하게 진행되고 있다.

2006년 10월 FCC(Federal Communications Commission)는 고정 서비스와 개인 CR(Cognitive Radio) 기기의 사용을 허용하기로 방침을 정하고 관련 기기 사용 허가 일정을 제시하였다. 이러한 방침을 뒷받침하기 위해 2004년 11월 IEEE에서는 802.22 WG(Working Group)을 신설하고 CR 기술을 이용한 TV 대역 고정 무선 통신망인 WRAN(Wireless Regional Area Network)에 대한 PHY / MAC 표준 제정을 시작하였다. 또한 주파수 부족 현상을 해결하기 위해서 효율적인 주파수 관리 방법을 연구하여 개방형 주파수 관리 정책을 단계적으로 수용할 것을 제안하였다^[1].

국내에서도 IU(incumbent user)의 인지를 통한 주파수 활용 방안 등이 활발히 연구되고 있으며, 주파수 자원 한계의 극복 방안으로 다양한 주파수 및 전력 할당 기법이 연구되고 있다. 그러나 모든 사용자의 요구 전송률과 형평성을 만족시키면서 최대의 시스템 전송 효율을 충족시키는 최적의 부채널 및 전력 할당 기법은 아직 부재한 상태이다. 이러한 요구로 인해 자원 할당 기법으로 Water-filling 기법이 연구되고 있다. 하지만 Water-filling 기법은 시스템 전송 효율 측면에서 최적의 성능을 나타내고 있으나, 모든 사용자로부터 할당가능한 모든 부채널에 대한 채널 정보를 요구하고, 부채널의 수가 증가함에 따라 계산량이 상당량 증가하는 단점을 갖기 때문에 차세대 이동통신 시스템에의 적용이 어려운 실정이다. 또한 이러한 단점 보완의 요구에 따라 CPWF(Constant Power Water-filling) 기법이 소개되었으나, 이 역시 사용자간 형평성을 보장하지 못하는 단점을 갖는다^[2].

본 논문에서는 위와 같은 요구에 부합하여 IEEE 802.22 WRAN 시스템에서의 인접 셀 간의 간섭 저감, IU에 대한 보호, 전체 시스템 전송 효율의 극대화, 사용자간 형평성 유지를 목적으로 하는 효율적인 주파수 할당 기법과 사용자간 형평성을 고려하는 단순 전력 제어 기법으로 PCPWF(Partial Constant Power Water-filling) 기법을 제안하였다. 또한, DTV 채널에 대한 간섭, 주파수 재사용 인자(reuse factor), 경로 손실(path loss) 모델, 방향성 안테나, 시스템 구성 유닛의 각종 파라미터를 고려하여 수행한 모의실험을 통해, 개발된 알고리즘의 효율성을 입증하였다.

II. 본 론

2.1 간섭 방지 구역을 고려한 주파수 센싱

WRAN 시스템에서는 TV 대역을 대상으로 무선 통신 서비스 제공을 목표로 하며, IU의 협대역 위치를 신중히 고려하여 간섭에 대한 보호를 필요로 한다. 또한 간섭을 고려하여 시간적, 공간적으로 사용하지 않는 주파수 자원을 사용하도록 규정하고 있다.

간섭 방지 구역(keep-out region)이란 WRAN 시스템에서 IU와 BS(Base Station)간 간섭이 미치지 않는 최소의 거리로 정의된다. WRAN 환경에서의 간섭 방지 구역을 계산하기 위해 DTV, BS, CPE(Customer Premises Equipment)의 시스템 파라미터를 표 1, 2 및 4와 같이 가정하며, 이를 토대로 DTV 기지국과 BS, DTV 기지국과 CPE의 잡음 제한 구역(noise limited contour)을 산출할 수 있으며, 각 기지국의 잡음 제한 구역의 합으로 간섭 방지 구역을 정의할 수 있다.

먼저 DTV 기지국의 잡음 제한 구역을 산출하기 위하여, DTV 기지국의 경로 손실 L_{DTV} 을 구하면 식 (1)과 같으며, 각 항에 해당되는 값은 표 1에서 참조할 수 있다^[3].

표 1. DTV station parameters

Frequency (Mhz)	617
UHF TV Channel	38
DTV Transmission ERP	1000 kW
	60.0 dBW
Antenna Height above Average Terrain	500 m
Sigma-location (dB)	5.5
Probability Location	50 %
Probability Time	90 %
Required field strength	41 dB(μ V/m)
Path loss needed beyond 1m	155.9 dB
Distance to noise-limited contour F(50,90)	135.05 km

표 2. Base station parameters

Base Station EIRP	100 W
	20 dBW
Antenna Height above Average Terrain	75 m
Sigma-location	5.5
Probability Location	50 %
Probability Time	90 %

표 3. ATSC A-74 DTV Rx performance guidelines

D/U at noise limited contour (-84 dBm)	23 dB
Noise limited field strength	41 $\mu\text{W}/\text{m}$
DTV Rx ANT discrimination	14 dB
Polarization discrimination	0 dB
Max field strength at DTV Rx	32 $\mu\text{W}/\text{m}$
BS Tx ANT discrimination	0 dB
From DTV noise free space	1,377.2 km
Distance to noise-limited contour F(50,10)	31.33 km

표 4. CPE parameters

Maximum permitted CPE EIRP	4 W
	6 dBW
CPE Antenna Height	10 m

$$\begin{aligned}
 L_{DTV} &= (ERP_{DTV} + 2.15) - 10\log(4\pi) \\
 &\quad - (FieldStrength_{DTV} - 145.8) \\
 &= (60 + 2.15) - 10\log(4\pi) - (41 - 145.8) \\
 &= 155.9 \tag{1}
 \end{aligned}$$

단, 이때 $FieldStrength_{DTV}$ 는 DTV에서 요구되는 전계강도를 의미한다. 다음으로 BS의 경로 손실 L_{BS} 을 구하기 위해서, 요구되는 전계 강도 $FieldStrength_{BS}$ 가 미리 정의되어야 하며, 이는 식 (2)과 같이 정의할 수 있고 식 (3)의 우항에 해당하는 각 항목은 표 3에서의 값과 같다.

$$\begin{aligned}
 FieldStrength_{BS} &= Noise Limited Field Strength \\
 &\quad - D/U at Noise Limited Contour \\
 &\quad + DTV Rx ANT Discrimination \\
 &\quad + Polarization Discrimination \\
 &= 41 - 23 + 14 + 0 = 32 \tag{2}
 \end{aligned}$$

식 (2)에서 요구되는 전계 강도가 정의되면, BS의 경로 손실은 식 (3)과 같이 연산할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 L_{BS} &= EIRP_{BS} - 10\log(4\pi) \\
 &\quad - (FieldStrength_{BS} - 145.8) \\
 &= 20 - 10\log(4\pi) - (32 - 145.8) \\
 &= 122.8 \tag{3}
 \end{aligned}$$

식 (1), (3)의 값이 결정되면, 각 기지국의 파라미터와 위치 확률 및 시간 확률을 바탕으로, 참고문헌 [3]에서 L_{DTV} 및 L_{BS} 에 해당되는 잡음 제한 구역을 얻을 수 있으며, 파라미터의 정확한 값이 [3]에 포함되지 않을 경우, 내삽법과 외삽법을 이용하여 잡음 제한 구역을 산출한다. 즉, 위치 확률 50%, 시간 확률 10%가 고려된 환경에서 DTV 기지국의 경로 손실 155.9 dB을 바탕으로 구한 DTV 기지국의 잡음 제한 구역 135 km, BS의 경로 손실 122.8 dB을 바탕으로 구한 BS의 잡음 제한 구역 31.33 km를 더해, DTV 기지국과 BS 사이의 간섭 방지 구역 166.8 km를 산출할 수 있는 것이다.

CPE의 경로 손실을 산출하기 위하여, 수신 중인 DTV 기지국에서의 CPE 최대 전력 선속 밀도를 구해야하며, 이는 식 (4)과 같다⁴⁾.

$$\begin{aligned}
 Max PFD at DTV Rx &= Noise Limited Field Strength \\
 &\quad - D/U at Noise Limited Contour - 145.8 \\
 &= 41 - 23 - 145.8 = -127.8 \tag{4}
 \end{aligned}$$

식 (4)과 표 5의 파라미터를 이용해 CPE의 경로 손실 L_{CPE} 을 구하면 식 (5)과 같이 정리할 수 있다⁴⁾.

표 5. FCC OET Bulletin 69 DTV into DTV interference

D/U at noise limited contour (-84 dBm)	23 dB
Noise limited field strength	41 $\mu\text{W}/\text{m}$
CPE Tx and DTV Rx ANT discrimination	14 dB
Polarization discrimination	0 dB
Max PFD at DTV Rx	-127.8 W/m^2
Path loss needed beyond 1 m	92.8 dB
From DTV noise free space	43.656 km
Distance to noise-limited contour F(50,10)	3.108 km

$$\begin{aligned}
 L_{CPE} &= CPE Tx and DTV Rx ANT discrimination \\
 &\quad + Polarization discrimination \\
 &\quad - Max PFD at DTV Rx \\
 &= 30 + 0 - (-127.8) = 97.8 \tag{5}
 \end{aligned}$$

또한 CPE의 경우, 5 dB의 경로 손실 여유를 두

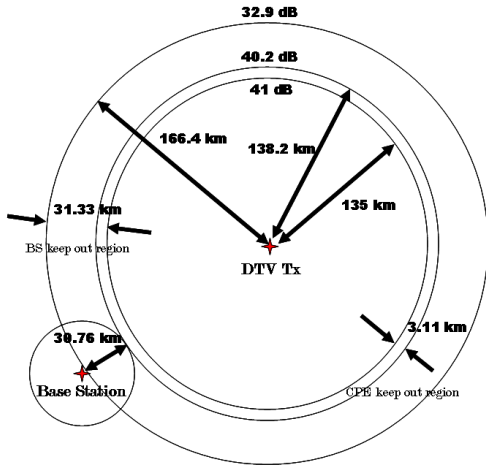


그림 1. 간섭 방지 구역의 예^[3]

기 때문에, 이를 식 (5)에 더함으로 92.8 dB의 경로 손실을 최종적으로 산출할 수 있다. 그리고 CPE의 경우도 마찬가지로, 연산된 CPE의 경로 손실 92.8 dB를 [3]에서 해당하는 잡음 제한 구역의 거리 3.108 km를 산출할 수 있으며, 이를 위에서 구한 DTV 기지국의 잡음 제한 구역의 거리와 합산하여 DTV 기지국과 CPE 간의 간섭 방지 구역 138.2 km를 산출할 수 있다. 또한 이러한 전체적인 간섭 방지 구역을 그림 1과 같이 나타낼 수 있게 된다.

이러한 연산 값을 바탕으로, BS와 CPE는 주파수를 감지하여 TV 채널과의 중복 여부를 NOC (Network Operation Controller)에 보고하여 채널 관리가 가능토록 하며, BS는 이를 고려하여 채널을 할당한다. 또한 CPE 간에 채널이 충돌하면 이를 해결하기 위해 CBP(Coexistence Beacon Protocol) 및 BS간 통신 기법, 그리고 할당된 채널이 부족할 경우 인접 BS로부터의 채널 대역 기능을 가정할 수 있다. 하지만 동적 셀 설계를 가정한 시스템의 경우, 단순히 간섭 방지 구역만을 고려하여 TV 주파수 할당을 수행한다면, 각 BS 간 동일 채널 주파수 사용으로 전체 시스템에 심각한 영향을 끼치게 될 것이다. 이에 본 논문에서는 이러한 BS간 및 CPE간 주파수 충돌을 원천적으로 방지하며, 효율을 극대화할 수 있는 다음과 같은 알고리즘을 적용하였다.

2.2 TV 채널 할당 알고리즘

최초 NOC는 BS로부터 수집된 사용 가능 TV 채널 정보를 이용하여, 주파수 사용 효율이 최대가

되도록 각 BS에 대하여 TV 채널을 할당하도록 한다. 또한 이러한 동작은 단일 채널 사용 방식으로부터 시작하여, 최대 접합 채널 사용(bonding channel usage) 방식까지 확장이 가능하여야 한다. 이러한 문제 해결을 위하여 구현상 가장 현실적인 SRF 7(Spectrum Reuse Factor 7)인 고정 단일 SRF 셀 설계에 대하여 설명하면 다음과 같다.

1. 전체 TV 채널수 12개, BS 19개를 가정할 경우, NOC는 BS별로 사용 가능한 TV 채널 분포표를 BS에서 송신한 정보를 바탕으로 표 6과 같이 작성한다. 이때 O, V 및 △로 표기된 모든 부분은 할당 가능한 채널을 나타낸다고 가정하자. 단 이때, O는 할당이 가능하지만 실제 사용되지 않는 candidate 채널, V는 각 BS별로 최초로 할당된 채널, △는 접합 채널 사용 방식을 위해 추가로 할당된 채널을 나타낸다.
2. 각 TV 채널을 대역 인덱스(band index) 1, 2, ..., 7에 따라 할당할 경우, 대역 인덱스 별로 가용 채널의 합을 계산하여, 이를 표 7과 같이 정리하며, 이는 TV 대역 할당 시 BS로의 분배 가능한 채널이기에, 이를 주파수 효율 가중치로 정의한다.
3. 각 대역에 대해서 가장 높은 가중치의 채널부터, 대역 인덱스마다 해당되는 BS 수와 주파수 효율(spectrum efficiency) 가중치가 같아질 때까지 채널을 할당한다. 그러면 표 6의 V 표기 부분과 같이 TV 채널들을 할당할 수 있게 된다.
4. 접합 채널 사용 모드 운용을 위해, Candidate TV 채널의 추가 할당이 가능한 BS마다 신호 대 간섭 비를 다음과 같이 계산한다.

$$\left(\frac{C}{I}\right)_i = \frac{1}{R^a} \frac{p_i}{\sum_{\substack{j \in A \\ j \neq i}} \frac{p_j}{d_{ij}^a}} \quad (6)$$

단, R 은 셀의 반경, d_{ij} 는 동일한 주파수 자원을 사용하는 BS i 와 j 사이의 거리, p_j 는 j 번째 BS의 송신 EIRP, p_i 는 i 번째 BS의 송신 EIRP, a 는 경로 손실 지수로 정의한다.

5. 식 (6)의 결과를 바탕으로 BS간 신호 대 간섭비가 일정 보호기준을 상회하는 candidate 채널을 각 BS에 추가 할당한다. 이러한 접합 채널 사용 방식에 의해 할당되는 채널은 표 6의 △ 표기 부분과 같다.

표 6. 할당 가능 TV 채널 및 할당된 TV 채널

TV Band Band Index	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
BS 1 - 1	O			V				O		O		O
BS 2 - 2		V	△		O			O				
BS 3 - 3				O			O		V			V
BS 4 - 4		O	O	O			△	V				
BS 5 - 5				△	△	V					O	O
BS 6 - 6					V	△		O	O			
BS 7 - 7	O	O			O	O				V		
BS 8 - 1				V	△		O	O	O			
BS 9 - 2		V	△			O	O					O
BS 10 - 3	O		O		O		O		V			
BS 11 - 4				O		O		V		O		O
BS 12 - 5		O		O		V		O		O		
BS 13 - 6			V	△			O	O				O
BS 14 - 7		O	O	O				△	△	V		
BS 15 - 1				V	△	△				O	O	O
BS 16 - 2		V	△		O	O		O	O			
BS 17 - 3			O	O					V	△	△	
BS 18 - 4					O							
BS 19 - 5					△	V						

표 7. 주파수 효율 가중치 및 TV 채널 할당

TV Band Band index-#BS	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	합
Band 1-3	1	0	0	3	2	1	1	2	1	2	1	2	16
Band 2-3	0	3	3	0	2	2	1	2	1	0	1	0	15
Band 3-3	1	0	2	2	1	0	2	0	3	1	1	1	14
Band 4-3	0	1	1	2	1	1	1	2	0	1	0	1	11
Band 5-3	0	1	0	2	2	3	0	1	0	1	1	1	12
Band 6-2	0	0	1	1	1	1	1	2	1	0	1	0	9
Band 7-2	1	2	1	1	1	1	0	1	1	2	0	0	11

표 6을 이용해서 표 7과 같이 대역별 가중치 정보 작성 단계가 완료되면, 아래와 같은 실질적인 주파수 대역 할당 단계가 진행되며, BS에 해당 TV 채널을 할당하게 된다.

1. 작성된 표 7을 바탕으로 각 대역의 주파수 효율 가중치 총합을 표 7의 '합'과 같이 계산한다.
2. 주파수 효율 가중치 총합(표 7에서 각 행의 총

합)이 가장 작은 대역부터 가장 큰 주파수 효율 가중치의 값을 할당한다.

3. 첫 번째 BS의 TV 채널 할당이 끝나게 되면, 해당 주파수 효율 가중치 값의 가로와 세로에 해당하는 주파수 효율 가중치의 값을 0으로 하고, 다음 순서의 BS에게 같은 방식으로 TV 채널을 할당한다.
4. 이러한 계속적인 과정 중, 할당 가능 채널 가중치가 오로지 하나의 값을 가질 경우, 다른 모든 경우를 배제하고 우선적으로 해당 채널을 할당한다.
5. 부득이하게 다른 채널과 주파수 효율 가중치의 분포가 모두 같을 경우, 해당 채널 N에 대하여 N-1, N+1의 값을 고려하여 채널을 할당한다. 이는 보다 많은 BS가 접합 채널 사용이 가능토록 하는 것이다.
6. 위와 같은 과정은 BS에서 단일 안테나를 사용한 경우이며, 방향성 안테나를 고려할 경우 위와 동일한 방식으로 확장 적용이 가능하다.

이와 같은 과정이 NOC 및 BS에서 종료되면, BS는 셀 내에서 CPE에 대한 부채널 및 전력 할당을 수행하게 되며, 이는 2.3절에서 설명하도록 한다.

2.3 PCPWF 기반 부채널 및 전력 할당

일반적으로 Water-filling 기법은 SNR(signal-to-noise ratio)가 큰 부채널에 보다 큰 전력을 할당함으로써 시스템 전송효율을 극대화할 수 있음을 보여주고 있으나, CPE간의 형평성을 보장하지 못하는 단점을 갖는다. 즉, 동시에 모든 CPE들에게 부채널을 할당하여 형평성을 고려하고자 하면 최적의 채널 할당이 곤란하거나 CPWF 기법이 효율적이지 못하다.

따라서 일차적으로 모든 CPE의 서비스 형태를 실시간 및 비실시간 서비스로 구별하고, 우선적으로 실시간 서비스에 대하여 부채널과 전력을 형평성을 고려하여 CPWF 방식으로 할당하고, 비실시간 서비스에 대해서는 BS의 전체 전력 범위 내에서 SNR이 큰 CPE 순으로 CPWF 방식으로 할당한다. 그리고 다음 크기의 SNR CPE 군에 대하여 순차적으로 CPWF 방식으로 전력을 할당하며, 비실시간 서비스에 대한 CPWF 방식은 그림 2에서와 같다. 각 CPE의 SNR과 SNR을 산출하기 위한 경로 손실은 식 (7)과 같으며, 이는 NLOS Okumura-Hata 모델을 가정하여 계산한다⁴⁵⁾.

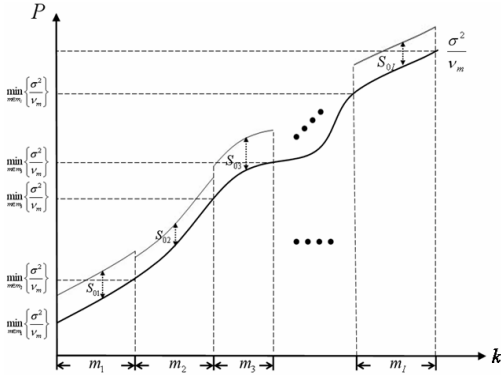


그림 2. Partial Constant Power Water-filling

$$\frac{S}{N} = \frac{P_{T_i} G_T}{L_{NLOS}} \frac{G_B(\theta)}{kB} \left(\frac{G}{T} \right)_{RX} (1 - GI) \quad (7)$$

$$L_{NLOS}(f, d, h_B, h_T) = \left(\frac{4\pi df}{c} \right)^2 \times \frac{10^{-3.045 d^{1.28}}}{G_B G_T} \times \left(\frac{f}{f_0} \right)^{0.06} \quad (8)$$

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

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

단, P_{T_i} 는 CPE 전송 파워, G_T 는 CPE 안테나 이득, G_B 는 BS 안테나 이득, θ 는 해당 CPE와 BS의 안테나 주엽 방향이 이루는 각도, GI 는 보호 구간(guard interval), d 는 BS와 CPE 사이의 거리, h_B 와 h_T 는 각각 BS 및 CPE의 안테나 높이, θ_{3dB} 는 70° , A_m 은 20 dB로 정의한다. 또한 G/T 의 값은 CPE의 안테나 특성 및 손실을 바탕으로 하여 -19.52 dB/K로 산출하였다.

위의 정의에 따라 PCPWF의 알고리즘을 자세히 정리하면 표 8과 같다. 여기서, $A\{\nu_{k,m}\}$ 는 k 번 째 CPE, m 번 째 부채널의 채널 이득 세트를 나타낸 것이며, $\{R_{k,req}\}$ 은 k 번 째 CPE의 요구 전송률을 나타낸다. 또한 \tilde{S} 와 M 은 BS가 CPE로 할당하게 될 총 전력과 총 부채널의 수를 나타내며, m_i 는 i 번째 그룹에 할당된 총 부채널 수를, n_i 는 실제 i 번째 그룹에 할당된 부채널 수를 나타낸다.

최초 그림 2에서와 같이 셀 내의 모든 CPE를 SNR별로 배열하며, 각 CPE의 SNR 값을 수치화한다. 또한 그룹별로 할당된 채널에 대해서는, CPE별로 최적의 SNR을 갖는 부채널을 할당한다. 그리

고 표 8의 13, 14항에서와 같이 전송 속도를 가정한 후, 할당된 부채널을 전체 채널 이득 세트에서 삭제한다. 단 이 때 09항과 같이, 할당된 부채널과 전송 속도를 감안하여 요구 전송 속도 $\{R_{k,req}\}$ 를 만족할 때까지 계속적으로 부채널을 할당하며, 할당된 각 부채널에 대해서 AMC(adaptive modulation and coding)을 가정하여, 각 변조 방식에 대한 참조

표 8. PCPWF 알고리즘

01. Initialize the data $\{R_{k,req}\}$, $A\{\nu_{k,m}\}$, $\{SNR_{ref}\}$, $\{R_{ref}\}$ and $m_0 = 0$
02. For all $i = 1 : I$
03. set $m_i = M - m_{i-1}$
04. set $S_{oi} = \frac{\tilde{S}}{m_i}$, $n_i = 0$, $C_i\{\nu_{k,m}\} \leftarrow \{ \}$
05. While $n_i \leq m_i$
06. For all $k = 1 : K$
07. set $n_k = 0$, $R_k = 0$
08. set $B_k\{\nu_{k,m}\} \leftarrow \{ \}$, $B\{\nu_{k,m}\} \leftarrow A\{\nu_{k,m}\}$
09. While $R_k \leq R_{k,req}$
10. set $\nu_{k,m}^* = \arg \max_m B\{\nu_{k,m}\}$
11. Compute $SNR_{k,m}^* = \frac{S_{oi} \nu_{k,m}^*}{\sigma_N^2}$
12. $R_{k,m} \leftarrow R_{ref} \{ \max\{SNR_{ref} \leq SNR_{k,m}^*\} \}$
13. $R_k \leftarrow R_k + R_{k,m}^*$, $n_k \leftarrow n_k + 1$
14. $B_k\{\nu_{k,m}\} \leftarrow B_k\{\nu_{k,m}\} \cup \{\nu_{k,m}^*\}$
15. $B\{\nu_{k,m}\} \leftarrow B\{\nu_{k,m}\} - \{\nu_{k,m}^*\}$
16. End While
17. End For K
18. $k^* = \max_{\min_k, n_k} R_k$
19. $A\{\nu_{k,m}\} \leftarrow A\{\nu_{k,m}\} - B_k\{\nu_{k^*,all m}\} - B_k\{\nu_{all k,m^*}\}$
20. $C_i\{\nu_{k,m}\} \leftarrow C_i\{\nu_{k,m}\} \cup B_k\{\nu_{k,m}^*\}$
21. $n_i \leftarrow n_i + n_{k^*}$
22. End While
23. Arrange the channel gain set $C_i\{\nu_{k,m}\}$ in ascending order, and obtain $C_i\{\nu_1^i, \nu_2^i, \dots, \nu_{n_i}^i\}$
24. If $S_{oi} + \frac{\sigma^2}{\nu_1^i} < \frac{\sigma^2}{\nu_{n_i}^i}$ or $n_i < m_i$, then
25. Set $m_i = m_i - 1$, repeat step 4
26. Otherwise, Set $S_i\{S_{k,m}\} = S_i\{\tilde{S}/m_i\}$
27. End If
28. $i \leftarrow i + 1$ and go to the step 2
29. End For I

전송 속도를 가지고 실제 전송 속도를 연산한다. 낮은 SNR을 갖는 CPE의 경우, 상대적으로 낮은 인덱스 변조방식으로 다수의 부채널을 할당받음으로써 요구 전송 속도를 만족할 수 있는 것이다.

이 후 같은 방식으로 동일한 그룹 내에서의 CPE에 대해 부채널을 할당하며, 25, 26항에서와 같이, i 번째 그룹의 최초 전력에 할당된 전력을 더한 값이 $i+1$ 번째 그룹의 최초 전력보다 작을 때까지, 그룹 내의 SNR이 큰 CPE를 차례로 $i+1$ 번째 그룹으로 포함시킨다.

그리하여 $C_i\{u_{k,m}\}$ 및 $S_i\{S_{k,m}\}=S_i\{\tilde{S}/m_i\}$ 에 대하여 순차적으로, 즉 CPE 그룹 i 가 1에서부터 임의의 I 에 이를 때까지, 모든 CPE 그룹 순으로 k 번째 CPE에 m 번째 부채널을 동일한 전력인 \tilde{S}/m_i 로 할당하여 운용하게 된다. 결과적으로 셀 내의 모든 CPE에 대하여 부채널을 할당하고, CPE의 송신 전력을 일정한 수준으로 한정하여 CPE 간 간섭을 최소화하였으며, 형평성을 보장하고 최적의 시스템 전송 효율을 이룰 수 있게 된다. 또한 이와 더불어 BS내에 많은 개체의 CPE가 등장하여 BS 내의 모든 CPE에게 부채널을 할당하지 못하거나, 가용 채널의 한정으로 BS에서 채널을 할당받지 못할 경우, 인접 BS의 잉여 주파수 자원을 사용할 수 있는 동적 셀 설계를 적용하였으며, 이는 BS의 최대 반경 100 km 내에서 CPE에서의 AMC와 신호 민감성을 바탕으로 통신 가능 여부를 산정하여, 표 8 과정의 재 수행을 통해 구현하였다.

III. 시뮬레이션 결과

제안된 알고리즘에 관한 효율성을 검증하기 위하여 실시한 모의실험에서는, 각각 33km에서 최대 100 km의 반경을 가진 17개의 셀을 가정하였다. 또한 사용되는 TV 채널 주파수는 TV 대역 중 UHF(Ultra High Frequency) 대역인 470~752 MHz 대역을 사용하였으며, 각 TV 기지국은 17개의 셀 내 무작위로 위치시켰다.

우선 그림 3에서는, 운용되는 TV 채널수에 따라 BS 별로 할당받은 채널수를 나타낸 것이다. 3 방향성 안테나를 사용하여 단일 안테나를 사용하였을 때보다 주파수 이용률을 증가시켰으며, 제안된 알고리즘을 적용하여 상위 두 가지 방식보다 접합 채널 사용률을 높였다.

그림 4는 각 방식별 CPE의 outage를 나타내고

있으며, outage는 식 (10)과 같이 정의된다^[6].

$$Outage = \frac{\text{채널을 할당받지 못한 CPE수}}{\text{Traffic을 요구한 CPE수}} \quad (10)$$

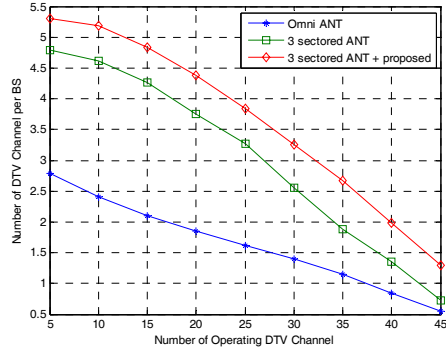


그림 3. BS당 할당된 TV 평균 채널 개수

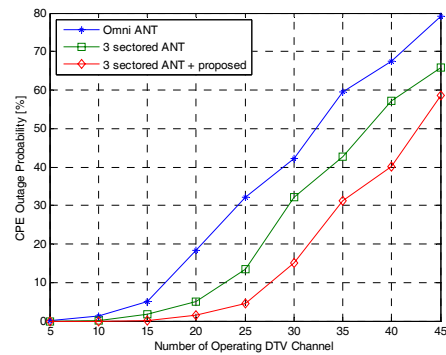


그림 4. CPE outage 확률

결과를 살펴보면, 가용 채널 이용률이 그림 5에서와 같이 증가하였기 때문에 이에 비례하여 outage 역시 감소하는 것을 볼 수 있다.

그림 5는 23 ~ 50 명의 사용자를 셀 내 임의의 위치에 발생시켜, 100회씩 CPWF과 PCPWF 기법을 적용하였을 때, 사용자수의 증가에 따른 시스템 전송 효율 평균을 보이고 있다. CPWF 기법은 시스템 복잡도를 단순화하여 시스템 전송 효율을 극대화 시키는 방식으로서, 사용자 수가 증가함에 따라 시스템 전송 효율이 증가하다가 사용자의 수가 포화 상태에 이르렀을 때 시스템 전송효율은 일정한 값으로 수렴함을 알 수 있다. PCPWF 기법은 사용자간 형평성을 보장하는 최적 부채널 및 전력을 할당받기 때문에, CPWF 방식 보다 전체적인 시스템 전송효율이 낮지만 개개의 사용자들의 요구 전송률은 모두 만족시키고 있다.

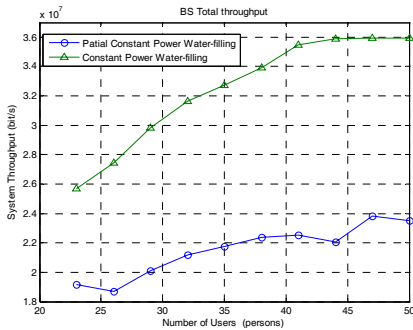


그림 5. 셀 내의 사용자 수 별 데이터 처리율

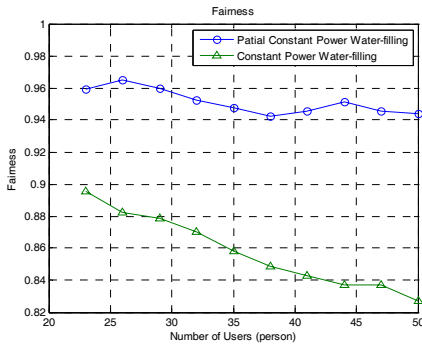


그림 6. 사용자 수 별 형평성 평가

그림 6에서는 ‘Shannon의 형평성 지수’를 사용하여 사용자간의 형평성을 평가하였으며, 형평성 지수 E_H 는 식 (11)와 같이 정의되며, 식 (12) 및 식 (13)을 가정한다^[7].

$$E_H = \frac{H}{H_{\max}} \quad (11)$$

$$H = - \sum_i q_i \log(q_i) \quad (12)$$

$$q_i = \left(\frac{T_i}{\sum_i T_i} \right), \quad \sum_i q_i = 1 \quad (13)$$

이때 T_i 는 i 번째 CPE의 처리율을 나타낸다. 형평성 값은 그 값이 ‘1’에 가까울수록 완전한 형평성을 나타내고, ‘0’일 때는 독점적 사용을 의미한다. CPWF의 경우 셀 가장자리의 사용자들은 셀 중심의 사용자들보다 상대적으로 SNR이 작기 때문에, 시스템 전송효율을 극대화시키기 위한 CPWF 기법을 적용하면, 셀 중심의 사용자들은 높은 전력을 할당 받고 셀 가장자리의 사용자들은 낮은 전력을 할당받거나 전력을 할당받지 못하게 된다. 그리하면

셀 가장자리의 사용자들은 낮은 전송율의 변조방식을 선택하거나 통신이 불가능해지기 때문에, 셀 중심의 사용자와 셀 가장자리의 사용자 간의 형평성이 떨어진다. 반면에 제안한 PCPWF 기법을 적용하면, 사용자들을 SNR의 그룹별로 나누어 순차적으로 전력을 할당해줌으로써, 셀 가장자리에 위치한 사용자들도 요구 전송률을 만족하며 공평하게 통신을 할 수 있음을 보이고 있다.

그림 7에서는 CPE의 평균 처리율을 나타내고 있다. 제안된 알고리즘의 사용으로 가용 채널이 적어짐에도 불구하고 처리율의 격차가 미비함을 알 수 있다. 이는 할당받지 못한 CPE의 주파수 자원을 인접 CPE에서 사용할 수 있도록 하여 통신 가능한 CPE의 주파수 사용 효율을 높였기 때문이다.

마지막으로 그림 8에서는 동적 셀 설계의 예를 도시하고 있다. WRAN BS는 최대 100 km의 반경을 가지므로, 이를 기반으로 시·공간적 CPE 집중 현상으로 인해 주파수를 할당받지 못한 CPE에 대하여, 다른 인접 BS로의 흡수를 나타낸 결과이다. 단, 이 때 BS 및 CPE의 신호 민감성과 채널 상태를 고려하여 가능한 통신 반경을 적용하였고, 이를 통해 BS간 간섭 및 CPE outage를 최소화할 수 있었다.

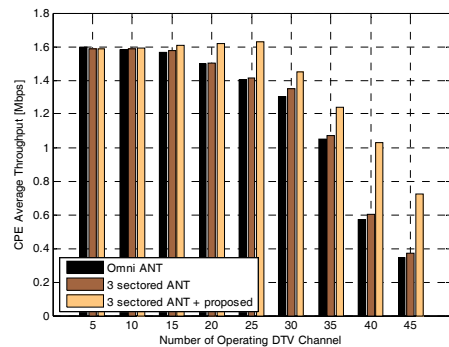


그림 7. 할당 알고리즘을 적용한 평균 CPE의 처리율

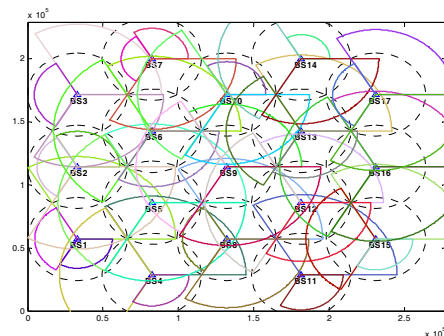


그림 8. 동적 셀 설계의 예

표 9. 시뮬레이션 파라미터

Item	Value
셀 개수	17
셀 반경	33 ~ 100 km
셀 당 CPE 수	10 ~ 20 개
경로 손실 모델	Okumura Hata ITU-R P.1546
DTV ERP	1 MW
BS EIRP	100 W
CPE EIRP	4 W
요구 전송률	하향 1.5 Mbit/s 상향 384 kbit/s
부채널 수	96 개/channel
TV 주파수 대역	470 ~ 752 MHz
TV 채널 개수	47
안테나	Omni antenna 3-sector antenna

IV. 결 론

본 논문에서는 WRAN 시스템에서의 주파수 효율과 채널 용량을 극대화하며, 인접 셀 간 간섭을 최소화하는 효율적인 주파수 할당 기법과 시스템 복잡도를 낮추고 시스템 전송효율 및 사용자간 형평성을 보장하는 전력 제어 기법인 PCPWF 기법에 대하여 기술하고 모의실험을 통하여 그 효율성을 입증하였다.

TV 채널 할당에 있어서는 간섭 방지 구역을 적용하여 간섭 보호 거리를 최대화하였으며, 할당 가능 채널 및 가중치를 바탕으로 채널 할당을 수행하였다. 이로써 보다 많은 가용 채널을 확보하고, 확보된 주파수 자원을 바탕으로, 실제 사용자에게는 보다 양질의 서비스를 제공할 수 있도록 하였다. 셀 내의 사용자간 전력 제어의 경우, PCPWF 기법을 적용하여 사용자간 간섭을 줄이고 형평성을 높였다. 또한 선택적으로, 할당된 전력에 대해서 게임 이론(game theory)이나 페르프 전력 제어 등을 이용하여 전송 전력을 감소시킬 수도 있다.

본 논문의 결과와 더불어 다각적인 분석이 필요한 WRAN 시스템의 문제점들을 해결하기 위해서는 상기에 제시된 채널 할당 알고리즘의 적용과 PCPWF 기법 등의 종합적인 접근이 필요하겠으며, 이와 같은 연구는 최근 연구가 활발히 진행되고 있는 실내 환경의 단일 셀 환경에서도 그 확장성을 입증 받아 제안된 기법의 기대효과가 크다고 할 수 있겠다.

참 고 문 헌

- [1] Carl R. Stevenson, Eli Sofer Gerald Chouinard, "IEEE P802.22/D0.1 Draft Standard for Wireless Regional Area Network Part 22", May 2006.
- [2] Wei Yu and M. Cioffi., "On Constant Power Water-Filling", *IEEE Communications*, Vol.6, pp.1665-1669, June 2001.
- [3] Gerald Chouinard, "WRAN keep-out region", IEEE 802.22-06/0052r2, June 2006.
- [4] Gerald Chouinard, "WRAN Reference Model", IEEE 802.22-04/0002r13, May 2005.
- [5] "Update of OFDM SI simulation methodology", 3GPP TSG-RAN-1 meeting #30, San Diego, USA, January 2003.
- [6] 이명걸, 송정익, 손성환, 김재명, "Cognitive Radio 시스템에서 이웃 셀 Incumbent User 인지를 통한 효율적인 주파수 활용 방안," 한국통신학회 논문지, Vol.32, No.1A, pp.66-74, 2007년 1월.
- [7] C. E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication", *Bell Syst. Tech. J.*, Vol.27, pp.379-423, 1948.
- [8] ITU-R RECOMMENDATION P.1546-1, "Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3000 MHz", Geneva, 2003.
- [9] Carl R. Stevenson, Carlos Cordeiro, Eli Sofer Gerald Chouinard, "Functional requirements for the 802.22 WRAN standard", March 2006.
- [10] Sameh Najeh, Hichem Besbes, and Ammar Bouallegue, "Greedy Algorithm for Dynamic Resource Allocation in Downlink of OFDMA System", *IEEE 2nd International Symposium on Wireless Communication Systems*, No.5-7, pp.475-479, September 2005.
- [11] Zhu Han, Zhu Ji, and K. J. Ray Liu, "Fair Multiuser Channel Allocation for OFDMA Networks Using Nash Bargaining Solutions and Coalitions", *IEEE Transactions on Communications*, Vol.53, No.8, pp.1366-1376, August 2005.
- [12] A. G. Spilling, A. R. Nix, and M. A. Beach, "Adaptive cell sizing in cellular networks", *IEEE Colloquium on capacity and range enhancement*

techniques for the third generation mobile communications, No.11, pp.4/1-4/5, February 2000.

- [13] C. Y. Lee, *Mobile Communications Design Fundamentals*, 2nd edition, John Wiley & Sons, 1993.
- [14] Tri T. Ha, *Digital satellite Communications*, 2nd edition, McGraw-Hill, 1990
- [15] 김주석, 김경석, 박우구, 김진엽, "IEEE 802.22 WRAN에서 Cognitive Radio를 위한 효율적인 Spectrum 할당 기법," 한국통신학회 논문지, Vol.31, No.12B, pp.1068-1075, 2006년 12월.
- [16] Samir Ginde, James Neel, R., Michael Buehrer, "Game Theoretic Analysis of Joint Link Adaptation and Distributed Power Control in GPRS", *Virginia Tech.*, 2003.
- [17] Nan Feng, "Joint Network-Centric and User-Centric Radio Resource Management in a Multicell System", *IEEE Transactions on Communication*, Vol.53, No.7, 2005.

황 인 관 (In-Kwan Hwang)

정회원



1979년 2월 이주대학교 전자공학과 졸업
 1987년 6월 Polytechnic Univ., E.E. Dep. 석사
 1990년 6월 Polytechnic Univ., E.E. Dep. 박사
 1997년 3월 한국전자통신연구원

위성망 연구실장 책임연구원
 1997년 3월~현재 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부 교수
 <관심분야> WiBro, WCDMA, UWB, Cognitive Radio

임 연 준 (Yeon-Jun Lim)

준회원



2006년 2월 충북대학교 전기전자 컴퓨터공학부 졸업
 2006년 3월 충북대학교 대학원 전파공학과 재학
 <관심분야> Cognitive Radio, RFID, MIMO

조 해 근 (Hae-Keun Cho)

준회원



2006년 2월 충북대학교 전기전자 컴퓨터공학부 졸업
 2006년 3월 충북대학교 대학원 전파공학과 재학
 <관심분야> Cognitive Radio, OFDM, RFID

송 명 선 (Myung-Sun Song)

정회원



1984년 2월 충남대학교 전자공학과(학사)
 1986년 2월 충남대학교 대학원 전자공학과(석사)
 1986년 1월~현재 한국전자통신연구원 인지무선연구팀장
 <관심분야> Cognitive Radio, 밀

리미터와 시스템