

디지털 마이크로웨이브 링크 설계를 위한 전송품질 및 주파수 이전에 대한 연구

A Study on Transmission Quality and Frequency Movement for Digital Microwave Link Design

서 경 환

Kyoung-Whoan Suh

요 약

최근 초고속 무선접속 및 3세대 이동통신 이후 시스템의 신규 서비스 도입을 위해 5 GHz 대역에 대한 관심이 고조되고 있다. 이러한 주파수 확보를 위해 수요감소와 경제성이 낮은 6 GHz 이하의 마이크로웨이브 중계 주파수 이전을 6 GHz 이상의 대역으로 고려하고 있다. 본 논문에서는 주파수 이전을 대비한 마이크로웨이브 링크설계의 품질분석 수단으로 Vigants & Barnett의 불가동 예측 모델을 검토하였다. 불가동 및 가용율 계산에 대한 실례를 보이기 위해 4 GHz 운용 국소를 분석하였으며, 6.7 및 8 GHz 대역으로 이전시의 고려사항과 다이버시티 종류, 비트 오율 및 가용율에 대해 수치 계산한 결과를 제시하였다. 계산 결과에 의하면 공간 다이버시티 또는 공간 및 주파수 다이버시티를 혼용하는 경우에만 주파수 이전에 상관없이 연간 목표 가용율을 만족하는 것으로 나타났다.

Abstract

Recently to introduce new services of ultra-high speed wireless access and systems beyond the 3rd generation mobile communication, 5 GHz band has been highly interested. As a way of getting the required frequency, it is considered that microwave relay bands below 6 GHz, which shows a slow decrease in demand and less cost-effectiveness, should be moved to other bands above 6 GHz. In this paper, as a tool for analyzing microwave link design and its service quality, the outage prediction based upon Vigants & Barnett's model is reviewed. To show outage and availability calculation, simulations are performed for the operating 4 GHz radio sites, and some results and features regarding frequency movement to 6.7 as well as 8 GHz are also discussed in terms of diversity techniques, bit error rate, and availability. As the results, it is confirmed that only the diversity techniques of space or space and frequency can satisfy the annual objective of availability irrespective of frequency movement.

Key words : Digital Microwave Relay System, Dispersive Fade Margin, Outage Time, Availability, Space and Frequency Diversity Techniques

I. 서 론

최근에 국내 전기통신사업의 환경변화로 인해 이동통신의 기지국 전용 마이크로웨이브(microwave: M/W) 중계 주파수 및 디지털 TV 전환에 따른 방송

중계용 M/W 주파수의 수요는 점차 증가하나, 장거리 시외전화 중계를 위한 기간통신 사업용 M/W 중계 주파수는 예전에 비해 사용량이 줄어들고 있다. 세계적으로 자국 주파수의 효율성 제고를 위해 여러 가지 방법을 실행 또는 계획 중에 있으며^[1], 국내에

강남대학교 지식정보공학부 전자공학과(School of Knowledge-Based Information Engineering, Kangnam University)

· 논문 번호 : 20030107-005

· 수정완료일자 : 2003년 3월 18일

서도 신규 서비스를 수용하기 위해 다양한 정책을 구상 중에 있다. 특히 2003년 WRC에서 초고속 무선접속망의 주파수대를 5 GHz 대역으로 결정하려는 움직임이 강하며, 제 4세대 이동통신이 5 GHz 이하 대역을 국제적으로 검토하고 있다. 또한 무선 인터넷, ITS, Hiper-LAN2 등의 신규 서비스가 5 GHz 대역으로 집중됨에 따라 6 GHz 이하 M/W 주파수를 광 통신망을 이용한 대체 방안과 6 GHz 이상의 주파수로 이전을 위한 재배치 검토가 불가피한 상황이다^[2]. 따라서 M/W 중계 주파수의 효율적 활용 및 경제성에 대한 연구의 필요성이 제기되고 있다^{[3],[4]}.

M/W 중계장치의 송신 안테나에서 방사된 신호가 수신 안테나에 도달하는 과정에는 기후의 영향으로 인해 시간에 따라 전파경로가 변할 수 있다. 수신 안테나에 도달하는 신호는 직접파와 간접파로 구성되며, 간접파는 직접파에 비해 시간 지연을 갖는다. 간접파는 지표면에 반사되어 수신되는 반사파와 대기의 불균일한 상태가 전자파의 진행을 굴절시켜 수신되는 굴절파의 합이다. 따라서 직접파와 간접파의 합으로 표시되는 수신신호는 주파수 선택적 페이딩을 유발하며, 실제로 다중경로를 취하나 간단히 2경로 모델링을 Rummmler가 제안하였다^[5]. 이러한 페이딩은 때로는 수신신호의 한계 레벨보다 낮게 수신되어 미리 규정한 전송품질(예로 BER 10^{-3})보다 열화되거나 통신이 두절되기도 한다. 이러한 상태를 불가동(outage)이 발생하였다고 하며^[6], ITU-T Rec. G.827에서는 전송품질 즉, 연간 불가동 시간의 합이 어느 이하가 되어야 하는지를 제시하고 있다.

국내 6 GHz 이하를 사용하는 M/W 중계장치는 주로 장거리 전송용으로 사용되고 있는데, 이는 강우감쇠의 영향이 적고 또한 자유공간 손실이 상대적으로 적은 특성에 기인한다^{[7],[8]}. 따라서 6 GHz 이하의 M/W 중계장치를 6 GHz 이상으로 이전할 경우, 가용 M/W 중계 주파수 대역은 강우감쇠 영향을 크게 받는 11 GHz를 제외한 6.7 GHz와 8 GHz 밖에 없다^{[7],[8]}. 따라서 이전할 중계장치와 중계소에 대해 연중 전송품질이 ITU-R에서 권고한 기준을 만족하도록 설계하는 것이 필수적이다. 이를 위해 전파모델 설정 및 가용율(availability) 계산을 근거로 한 전송품질 분석이 사전에 수반되어야 한다. M/W

중계장치의 예측 가용율 계산은 일반적으로 미국(Alcatel Collins), 유럽(Siemens, Bosch Telecom), 일본(NEC, Fujitsu) 등의 M/W 장치 제조사가 사용하는 각자의 모델에 의존하며, 국내는 Vigants & Barnett이 제안한 방법으로 Alcatel Collins사에서 적용하는 모델을 이용하고 있다^{[9],[10]}. ITU-R에서 제시한 모델은 유럽에서 사용하는 모델과 유사한 반면, 미국과 일본에서 사용하는 모델과 약간 상이한 형태를 보이고 있다. 이는 장치의 성능 지표 및 통계적 모델을 각국의 환경에 따라 조금씩 달리 표현하기 때문이며, 특히 주파수 선택적 페이딩에 관련된 분산페이드마진(dispersive fade margin)을 구하는 방법 및 절차가 달리 보이는 하나 개념적으로는 동일한 의미를 갖는다^[11].

본 논문에서는 6 GHz 이하의 통신사업용 M/W 중계 주파수를 상위 대역으로 이전하는 경우를 대비하여 링크 설계 및 전송품질을 예측하기 위한 수단으로써 Vigants & Barnett의 모델을 검토한다. 또한 현재 운용중인 4 GHz 주파수 대역의 실제 국소를 설정하여 가용율 및 전송품질을 수치해석으로 살펴봄, 선정된 국소를 6.7 및 8.0 GHz 대역의 주파수로 운용할 경우, 다이버시티 기술에 따른 전송품질 및 가용율 등의 결과 도출과 고려할 사항 등을 제시한다.

II. 가용율 계산을 위한 모델링

M/W 중계 링크의 불가동 및 비가용(unavailability) 의미를 살펴보기 위해 그림 1은 시간에 따라 측정된 BER 분포를 개념적으로 나타낸 것이다. 특정한 비트 오류율 초과하는 경우, 그림에서 빗금 영역(불가동)과 U 영역(비가용)으로 나누어진다. 불가동은 다중경로 페이딩과 같은 간단한 원인에 발생하며, 지속시간은 10초 미만의 수초로 정의하고 있다. 한편 비가용은 강우, 장치고장 및 덕트(duct) 현상 등의 사건에 기인하며, 복조부의 동기손실이 발생하여 10초 이상의 오래 지속되는 경우이다^[6]. 불가동 시간(outage time)은 주어진 측정시간에 불가동이 발생한 총 사건의 누적된 시간을 말하며, 가용율에 대한 백분율의 정의는 다음과 같다.

$$P_{availability}(\%) = [1 - (outage\ time / T_m)] \times 100 \quad (1)$$

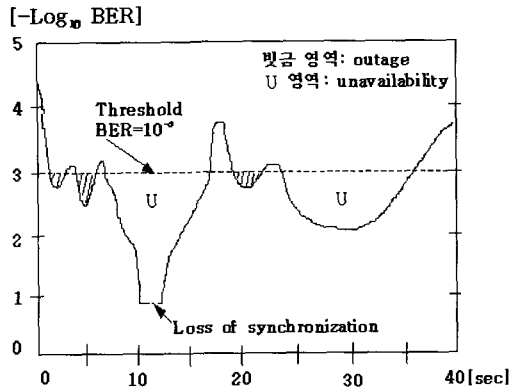


그림 1. 특정한 링크의 BER 시간이력
Fig. 1. BER time history for a particular link.

여기서 T_m 은 관측 또는 측정시간(sec)이며, 대개 년간을 기준으로 한다.

디지털 M/W 중계 경로는 다중경로의 주파수 선택적 페이딩에 의해 무작위로 변화하는 분산적 채널변수 특성을 갖는다. 가용율을 예측하기 위해서는 불가동에 대한 확률 분포함수를 엄밀하게 수치적분을 해야 한다. 그러나 이러한 과정은 너무 복잡해서 수시로 변화하는 디지털 M/W 중계 경로에 대해서는 불가능한 일이다. 따라서 불가동을 야기하는 다중경로 분산계산을 간단한 공학적인 과정 및 근사 방법으로 해결하는 방안이 필요하였으며, 이러한 목적으로 Vigants & Barnett이 불가동 시간을 예측하는 모델을 제안하였다^{[8],[9]}. 이 모델에 근거한 불가동 시간의 표현식은 다음과 같다.

$$T = \frac{rT_0 \times 10^{-(CFM/10)}}{I_0} \quad (2)$$

$$r = c \frac{f}{4} D^3 10^{-5} \quad (3)$$

$$I_0 = \frac{7 \times 10^{-5} v^2 s^2 f}{DL^2} \quad (4)$$

$$CFM = -10 \log(10^{-(TFM/10)} + 10^{-(DFM/10)} + 10^{-(AIFM/10)} + 10^{-(EIFM/10)}) \quad (5)$$

여기서,
 T = 공간 다이버시티의 연간 불가동 시간(초)
 r = fade 발생인자(factor)
 c = 기후 및 지형인자로서 해안 또는 해월구간

4, 평균 지형 및 기후 1, 산악 및 건조기후 0.25

$$T_0 = \frac{t}{50} \times 8 \times 10^6 \text{ (sec)}, \quad 35 \leq t \leq 75 \text{이며, 대략}$$

페이딩 발생기간(3개월) 및 t (연평균 온도 (F°))의 함수

f = 장치의 중심 주파수(GHz)

D = 경로 거리(mile)

I_0 = 공간다이버시티 개선인자(10~200)

s = 공간다이버시티 안테나 이격거리(≤ 50 feet),

v = 주 및 다이버시티 안테나 이득차(dB)

$L = 10^{-(\text{Fade Margin}/20)}$, 두 안테나에서 동시에 일어나는 페이딩 깊이

그리고, CFM(composite fade margin: 합성페이드 마진)은 TFM(thermal fade margin: 온도페이드마진), DFM(dispersive fade margin: 분산페이드마진), AIFM(adjacent interference fade margin: 인접간섭페이드마진), EIFM(external interference fade margin: 외부간섭페이드마진)으로 구성된다.

TFM은 정상적인 수신레벨과 수신한계 레벨의 차이 값으로 주어진다. 즉,

$$TFM = \text{이득(송신기출력 + 안테나이득)} - \text{손실(자유공간손실 + 도파관손실 + stacking 손실 + 기타 손실)} - \text{수신한계 레벨} \quad (6)$$

여기서 자유공간의 손실은 다음과 같다.

$$L_{fs} = 92.45 + 20 \log f_{GHz} + 20 \log D_{km} \quad (7)$$

DFM은 변조방식 및 등화기의 함수로 얻어지는 시그너처 특성에서 구할 수 있다. 시그너처는 채널에 다중경로에 의한 주파수 선택적 페이딩이 있는 경우, 적응 등화기로 보상하여 어떤 특정한 오울을 나타내는 노치(notch) 깊이를 주파수 영역에서 찾아 연결한 선을 말한다^[12]. 따라서 DFM은 다음과 같은 수식으로 표현된다.

$$DFM = 17.6 - 10 \log(S_w/158.4) \quad (8)$$

$$S_w = \int_{-39.6}^{+39.6} [e^{-B_n(f)/3.8} + e^{-B_m(f)/3.8}] df \quad (9)$$

여기서 B_n 및 B_m 은 그림 2에서와 같이 비최소 위상(non-minimum phase: NMP) 및 최소 위상(mini-

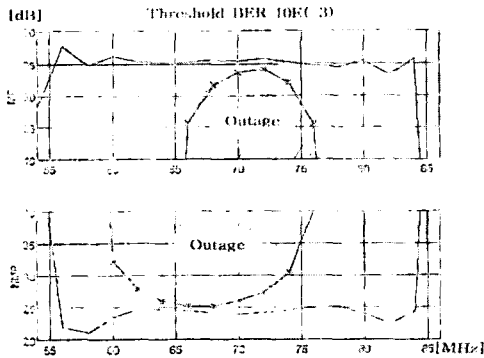


그림 2. 공간 다이버시티 유무에 따른 시그너처
Fig. 2. Signatures with and without space diversity.

mum phase: MP) 페이딩의 시그너처에서 주파수 함수로 주어지는 노치 값(dB)이다. 제시된 그림은 채널 대역폭 40 MHz, 전송용량 STM-1, 64-QAM, 13-탭 적응 등화기, 그리고 IF 동위상 결합기(IF-combiner)의 공간다이버시티를 갖는 구현된 장치의 측정된 시그너처이다^[13]. 시그너처 내부는 전송오율이 BER 10⁻³을 초과하는 영역 즉, 불가동이 발생하는 영역을 의미하며, 공간 다이버시티의 사용 유무에 따른 결과를 동시에 나타내었다. 공간 다이버시티를 적용하는 경우(*를 포함하는 실선)가 그렇지 않는 경우(실선)에 비해 불가동 영역이 훨씬 적음을 알 수 있다. 이것은 공간 다이버시티 기술을 적용하면 적용하지 않는 경우보다 불가동이 발생할 확률이 훨씬 줄게 되어 결국 식 (4)에 의한 개선인자의 효과를 준다. 따라서 DFM은 직접 측정할 수 있는 양이 아니며, 우선 시그너처를 측정하여 식 (8)을 이용하여 계산할 수 있다^{[14],[15]}.

AIFM(adjacent interference fade margin)은 장치 내의 인접 채널간에 유발되는 간섭에 대한 마진을 의미하며, 채널간의 신호 분리를 위해 RF 필터가 사용된다. 수신부 RF 입력단에서 원하는 신호와 간섭신호의 비를 D/U라고 하고, 수신기의 필터체인을 통과한 신호와 간섭신호의 비를 AIFM로 정의하자. 이때 AIFM은 물리적으로 C/I(carrier to interference)와 동일한 의미를 가지며, 인접채널에서 간섭신호가 원하는 채널에 유입되어 특정한 비트오율(예로 BER 10⁻³)을 발생시키는 AIFM은 다음과 같이 표현된다.

$$AIFM = D/U + IRF \quad (10)$$

여기서 IRF(interference reduction factor)는 수신기 필터체인에 의해 간섭개선의 정도를 나타내며, 일반적으로 장치 제조사에서 제공한다. 만약 간섭신호의 스펙트럼이 원하는 신호의 스펙트럼과 동일한 형태를 갖는다면 IRF는 Δf의 함수로 다음과 같이 주어진다^[16].

$$IRF(\Delta f) = 10 \log \left[\frac{\int_0^\infty W_D(f) |H_R(f)|^2 df}{\int_0^\infty W_D(f - \Delta f) |H_R(f)|^2 df} \right] \quad (11)$$

여기서 H_R(f)는 수신기 필터체인의 주파수 응답이며, W_D(f)는 원하는 입력신호의 주파수 스펙트럼을 의미한다. 또한 Δf는 원하는 신호와 간섭신호 사이의 중심 주파수 간격을 의미한다. 인접채널에 의한 간섭의 경우는 IRF가 0(dB)보다 크며, 간섭신호의 중심 주파수가 원하는 신호의 중심 주파수와 일치하는 경우 즉, 동일채널간섭일 때는 IRF가 0(dB)된다.

EIFM(external interference fade margin)은 수신하고자 하는 주반송파와 동일한 스펙트럼이 외부에서 유입될 경우, 발생하는 신호감쇠 현상으로 수신기의 C/I 값과 비교된다. 외부간섭의 원인은 레이더 또는 다른 M/W 중계링크 등이 있으며, 시스템 설계에 고려되어야 하는 주요 항목 중의 하나이다. EIFM은 국소 선정과 주파수 배정에 밀접한 관계가 있으나, 장치설계와는 무관하다. 따라서 EIFM은 일반적으로 장치 제조사에서 제공하며 구하는 절차는 다음과 같다. 연속신호(CW)와 같은 외부 간섭신호가 있는 경우, 가우시안 등가전력으로 환산하여 간섭신호를 노이즈로 취급한다. 수신 신호에 이러한 노이즈 전력을 변화시켜 특정한 비트 오류를 발생시킬 때 전력의 비를 구함으로써 마진을 구할 수 있다. 외부에서 유입되는 신호원이 1개 일 때의 마진을 EIFM₁이라면, 유입되는 신호원이 m개에 대한 마진 표현은 다음과 같다.

$$EIFM_m = -10 \log [m \times 10^{-EIFM_1/10}] \quad (12)$$

여기서 m은 노출(exposure) 수이며, 일반적으로 3을 사용하나 전송로 회선 설계지역의 전파환경을 고려하여 조정이 가능하다.

한편 주파수 다이버시티를 적용하는 경우, 식 (4)의 개선인자는 다음과 같다⁹⁾.

$$I_0 = \frac{v^2 q}{L^2} \quad (13)$$

$$q = 50 \left(\frac{\Delta f_{eq}}{f} \right) - \frac{1}{fD}, \quad \Delta f_{eq} < 0.5 \text{GHz} \quad (14)$$

$$\Delta f_{eq} = \frac{N}{\frac{N}{\Delta f \times 1} + \frac{N-1}{\Delta f \times 2} + \dots + \frac{1}{\Delta f \times N}} \quad (15)$$

여기서 Δf_{eq} 는 N (운용채널) : 1(예비채널) 장치에서 등가적인 채널간의 간격을 의미한다. 그러나 1 : 1 운용에서는 채널 중심 주파수간의 차이를 의미한다. 이상에서 설명한 내용으로부터 주파수 및 공간 다이버시티 적용시의 불가동 시간을 구할 수 있으며, 이에 상반되는 가용율은 식 (1)을 이용하여 나타낼 수 있다.

한편 목표 가용율 설정은 ITU-R에서 권고하고 있는 가설기준디지털경로(Hypothetical Reference Digital Path: HRDP)에 대한 기준을 적용할 경우, 2,500 km 거리에 99.98 %의 가용율을 만족해야 한다. 따라서 임의 전송 구간의 목표 가용율은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$X^y = 0.9998 \quad (16)$$

$$y = 2500/d \quad (17)$$

여기서 X 는 목표 가용율, y 는 전체 전송거리 (2,500 km)를 임의의 전송구간 거리 d (km)로 나눈 값이다. 이는 전송 구간별로 가용율 또는 불가동 시간의 발생 확률을 각각 독립적인 것으로 간주하며, 전체 구간을 균등하게 배정한 의미를 갖는다.

III. 4 GHz 운용국소의 가용율 계산

3-1 장치 및 안테나 특성

가용율 계산을 위해 실제 4 GHz 대역을 사용하는 M/W 중계장치의 1개 링크를 선정하였다. 우리나라 4 GHz 대역의 M/W 중계를 위해 배정된 주파수배분은 표 1과 같으며, 제시된 주파수 값은 채널별 중심 주파수를 나타낸다. 채널 간격은 40 MHz이며, 송신 및 수신 채널은 각각 7개를 갖는다. 무선 장

표 1. 4 GHz 대역의 채널 중심 주파수

Table 1. Channel center frequency of 4 GHz band.

채널번호	송신(수신)	채널번호	수신(송신)
1	3,620 MHz	1'	3,940 MHz
2	3,660 MHz	2'	3,980 MHz
3	3,700 MHz	3'	4,020 MHz
4	3,740 MHz	4'	4,060 MHz
5	3,780 MHz	5'	4,100 MHz
6	3,820 MHz	6'	4,140 MHz
7	3,860 MHz	7'	4,180 MHz

표 2. 각 국소의 MDR-4304 장치 특성

Table 2. MDR-4304 system features of each site.

	A 국소	B 국소
해발고도	643 m	599 m
운용주파수채널 (예비채널)	2', 4' (6')	2, 4 (6)
절체비	2:1	2:1
송신출력	33 dBm	33 dBm
안테나	15 ft parabola	15 ft parabola
보호방식	공간다이버시티	공간다이버시티
안테나 이격거리	10 m	10 m
안테나 편파	H(수평)	H(수평)
전송용량	2×STM-1	2×STM-1
Feeder 길이	50 m	50 m

치의 조건은 주파수 4(3.6~4.2) GHz, 전송용량 2 x STM-1, 보호방식 ML/SD(multi-line/space diversity(2:1 절체)), 주파수 배치는 인터리브드(interleaved) 형태이다. 선정된 구간의 MDR-4304 장치 특성은 표 2와 같으며, 장치의 중심 주파수 3,950 MHz, 낮은 주파수 3,700 MHz 및 높은 주파수 4,200 MHz로 하였다.

상기 구간의 경로윤곽(path profile)은 그림 3에

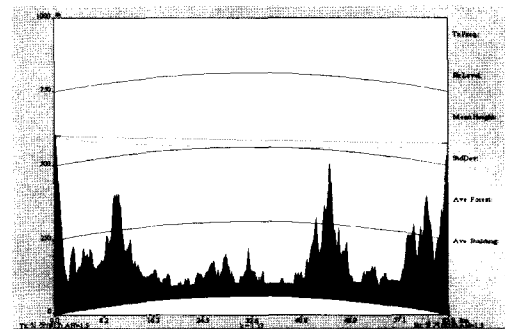


그림 3. 국소 A와 B 구간의 경로윤곽
Fig. 3. Path profile between A and B sites.

나타내었으며, 지구등가반경계수 k는 4/3으로 하였다. 국소 B쪽으로 약 46 km 지점에 강한 나이프 엣지(knife edge)가 있지만 1차 Fresnel 영역이 이보다 훨씬 높음을 보여준다. 따라서 송·수신 지역선정은 1차 Fresnel 영역 내에 아무런 방해 물체가 없는 즉, 공간적 여유(clearance) 영역에 존재한다. 구간의 목표 가용율은 식 (16)에서 구하면 약 99.99948 %이나 통상적으로 이보다 큰 값으로 내정한다.

3-2 페이드 마진 및 가용을 계산

선정한 구간에 실제 운용중인 장치는 국외 MDR-4304이며, 제 조사의 자료에 의하면 페이드 마진 특성은 표 3과 같다.

또한 선정한 국소의 안테나 및 도파관 특성은 표 4, 경로계산에 관련된 변수 값은 표 5에 나타내었다. 식 (6)으로 표현되는 TFM은 표 5의 과정을 종합하면 구할 수 있다. 최종 TFM은 BER 10^{-3} 및 10^{-6} 인 경우, 각각 37.3 및 35.3 dB가 됨을 표 3에서 알 수 있다.

앞에서 제시된 변수의 값들을 이용하여 식 (2)로부터 불가동 시간을 계산할 수 있으며, 결과는 표 6

표 3. MDR-4304 장치의 페이드 마진
Table 3. Fade margins for MDR-4304 system.

	규격 치(dBm)
송신출력	33
TFM, RSL @ 10^{-6} BER	- 66.5
TFM, RSL @ 10^{-3} BER	- 68.5
DFM	46
DFM with S/D	49
AIFM	45
AIFM with S/D	49
EIFM	50
EIFM with S/D	56

표 4. 안테나 및 도파관 특성
Table 4. Antenna and waveguide characteristics.

	주 안테나		다이버시티 안테나	
	A 국소	B 국소	A 국소	B 국소
도파관 종류	EWP-37	EWP-37	EWP-37	EWP-37
도파관 길이(m)	50	50	40	40
도파관 손실(dB)	1.39	1.39	1.11	1.11
안테나 종류	UHX	UHX	UHX	UHX
안테나 크기(ft)	15	15	15	15
안테나 이득(dB)	42.6	42.6	42.6	42.6

표 5. 국소 A와 B 구간의 TFM 계산
Table 5. TFM calculation between A and B sites.

	A 국소	B 국소
㉑ 안테나 크기(ft), (UHX/UHX)	15.0	15.0
㉒ 안테나 이득(dB)	42.6	42.6
㉓ 도파관 길이(m)	50.0	50.0
㉔ 도파관 손실(dB), (2.77 dB/100 m)	1.39	1.39
㉕ Stacking 손실(dB)	1.0	1.0
㉖ Radome 손실(dB)	0.5	0.5
㉗ 기타 손실(dB)	0.5	0.5
㉘ 수동 중계기 크기(ft) & 반사각	-	-
㉙ 중계기 이득(dB)		0.0
㉚ 경로 길이(km)		65.2
㉛ 자유공간손실(dB)		140.62
㉜ Field 마진(dB)		2.0
㉝ 총 손실(dB) (=㉔+㉕+㉖+㉗+㉘+㉙)		149.4
㉞ 총 이득(dB)(=㉒+㉙)		85.2
㉟ 전체 경로 손실(dB)(=㉝-㉞)		64.2
㊱ 송신기 출력(dBm)		33.0
㊲ 정상적인 수신신호 레벨 (=㉟-㊲)		- 31.20
㊳ 한계 수신레벨(dBm) @ 10^{-3} / 10^{-6} BER		- 68.5 / - 66.5
㊴ 열 페이드 마진(TFM)(dB) @ 10^{-3} / 10^{-6} BER		37.3/35.3

에 제시하였다. BER 10^{-3} 기준으로 계산 결과를 Bell 연구소의 예를 들면 목표 불가동 값은 연중 31.90 sec이다. 표에서 비다이버시티(non-diversity), 주파수 다이버시티, 공간 다이버시티, 공간 및 주파수 다이버시티의 불가동 값은 각각 730.81 sec, 41.28 sec, 17.27 sec, 0.81 sec이다. 따라서 비다이버시티와 주파수 다이버시티 방식으로는 목표치의 불가동 값보다 초과되어 공간 다이버시티 또는 공간 및 주파수 다이버시티의 혼용형태로 운영되어야 함을 제시한다.

또한 표 6에서는 계산된 불가동에 대해 식 (1)을 이용하여 가용율을 나타내었다. BER 10^{-3} 기준의 예를 들면 Bell 연구소의 목표 가용율이 99.99989884 %이며, 비다이버시티 및 주파수 다이버시티 경우에는 Bell 연구소의 목표 가용율을 각각 만족하지 못한다. 그러나 공간 다이버시티 단독 또는 주파수 및 공간다이버시티를 혼용하면 충분히 목표 가용율을 만족시킬 수 있음을 알 수 있다.

표 6. 양방향 연간 불가동 및 가용율
Table 6. Annual two-way outage and availability.

		BER	Outage(sec), Avail.(%)
Annual 2way Outage & Avail.	Non Div.	10^{-3}	730.81, 99.99768421
		10^{-6}	1,458.15, 99.99537940
		10^{-7}	1,461.61, 99.99536843
	Freq. Div.	10^{-3}	41.28, 99.99986920
		10^{-6}	82.36, 99.99973901
		10^{-7}	82.56, 99.99973839
	Space Div.	10^{-3}	17.27, 99.99994528
		10^{-6}	86.55, 99.99972575
		10^{-7}	345.37, 99.99890560
	Space & Freq. Div.	10^{-3}	0.81, 99.99999743
		10^{-6}	4.06, 99.99998712
		10^{-7}	16.22, 99.99994861
Outage & Avail. Objectives	Bell Lab. (10^{-3})	31.90, 99.99989884	
	ITU-R (10^{-3})	34.30, 99.99989123	
	ITU-R (10^{-7})	685.85, 99.99782518	

IV. 주파수 이전에 대한 가용율 계산 및 고찰

4-1 주파수 확보 및 가용율 계산

4 GHz 대역의 M/W 장치를 6.7 또는 8.0 GHz 대역으로 이전하는 경우, 우선 주어진 국소에 대해 이전할 대역의 주파수 이용이 가능한지 조사를 해야 한다. 먼저 6.7 GHz 대역을 살펴보자. 대상 구간인 A국소와 B국소에서 6.7 GHz 대역의 3개 채널(운용 2, 보호 1채널)을 수용할 수 있는 주파수가 있는지 확인이 필요하다. A국소에서는 B국소 방향으로 6.7 GHz 대역의 1개 채널이 사용 중이고, 또한 청주 방향과 흑성산 방향으로 방송용 M/W인 MA-6G를 사용하고 있다. 흑성산 방향은 거의 B국소 방향과 일치하고 있어 간섭 분석 시에 특별히 유의해야 한다. B국소에서는 A국소, 청주, 안성 방향으로 각각 6.7 GHz를 사용하고 있어 기존에 사용중인 주파수를 제외하고 40 MHz 대역폭의 3개 채널을 확보해야 한다. 다음은 8 GHz 대역에 대해 살펴보면, 우선 A국소에서는 학무산, 보은, 미륵산, 청주 및 금산 방향으로 8 GHz를 사용하고 있다. 한편 B국소는 아산 방향으로 1개 링크만 사용하고 있다. 일단 이전 대역의 가용채널이 확보되면 기존의 주파수와 간섭은 물론, 다음 링크까지의 오버리치(over reach) 간섭도 고려해야 한다. 특히 8 GHz 대역은 국내 M/W 주파

표 7. M/W 장치와 사용 주파수
Table 7. M/W system and its used frequency.

구 분	6.7 GHz	8 GHz
장치명	MDR-4306U	MDR-4308
낮은 주파수(MHz)	6,425	7,725
중심 주파수(MHz)	6,775	8,000
높은 주파수(MHz)	7,125	8,275

수 대역중에 가장 사용 빈도가 높아 간섭 계산을 철저히 해야 한다.

4 GHz 대역의 장치와 동일한 조건으로 6.7 GHz 및 8 GHz 대역의 장치로 대체 운용할 경우, 목표 가용율을 만족시킬 수 있는지 살펴보자. 또한 가용율 계산을 위해 해당 구간에 가용 주파수 자원이 준비되어 있음을 가정한다. 2개 대역에 선정된 장치와 운용상의 낮은 주파수, 중심 주파수, 높은 주파수의 값은 표 7에 나타내었다. 여기서 중심 주파수의 값은 식 (4) 및 (14)에서 주파수 f 의 값으로 적용되며, 낮은 주파수 및 높은 주파수는 표 1과 같이 우리나라 대역별 채널 배정에 따른 값이다. 페이드 마진의 특성은 표 3과 동일하다고 가정하였다. 일반적으로 주파수가 높아지면 수신기 잡음지수 및 도파관 손실 증가 등으로 수신한계레벨의 차이가 있으나 주어진 주파수 대역에서는 동일하다고 가정하였다. 그러나 표 8에서 보인 바와 같이 주파수가 높아짐에 따라 안테나 이득은 상대적으로 크게 되어 약간의 차이가 있다. 또한 대역별 안테나 및 도파관 특성은 표 8과 같으며, 경로 계산에 관련된 변수의 값은 표 9에 나타내었다.

앞에서 제시된 표 7~9을 이용하여 4 GHz 대역에서 수행한 동일 절차에 의해 불가동 시간을 계산할

표 8. 6.7 및 8 GHz의 안테나 및 도파관 특성
Table 8. Antenna and waveguide characteristics for 6.7 and 8 GHz.

구 분	주 안테나		다이버시티 안테나	
	6.7 GHz	8 GHz	6.7 GHz	8 GHz
도파관 종류	EWP-64	EWP-77	EWP-64	EWP-77
도파관 길이(m)	50	50	40	40
도파관 손실(dB)	2.51	2.88	2.01	2.3
안테나 종류	UHX	UHX	UHX	UHX
안테나 크기(ft)	15	15	15	15
안테나 이득(dB)	46.8	48.6	46.8	48.6

표 9. 6.7 및 8 GHz에 대한 TFM 계산

Table 9. TFM calculation for 6.7 and 8.0 GHz.

구 분	6.7 GHz	8 GHz
자유공간 손실(dB)	145.30	146.75
필드마진(dB)	2.00	2.00
총 손실(dB)	156.32	158.51
총 이득(dB)	93.60	97.20
전체 경로손실(dB)	62.72	61.32
송신기 출력전력(dBm)	+33.00	+33.00
수신신호 레벨(dBm)	-29.72	-28.31
수신신호 한계레벨(dB)	-68.50/	-68.50/
@ $10^{-3}/10^{-6}$ BER	-66.50	-66.50
페이드마진 (dB)	38.78/	40.19/
@ $10^{-3}/10^{-6}$ BER	36.78	38.19

수 있다. 계산된 결과를 표 10에 나타내었으며, BER 10^{-3} 기준으로 Bell 연구소의 목표 불가동 값은 연중 31.90 sec이다. 먼저 6.7 GHz 경우를 살펴보면 비다이버시티, 주파수 다이버시티, 공간 다이버시티, 공간 및 주파수 다이버시티의 불가동 값은 각각 985.07 sec, 87.18 sec, 9.52 sec, 0.66 sec이다. 다음은 8 GHz 경우로써 비다이버시티, 주파수 다이버시티, 공간 다이버시티, 공간 및 주파수 다이버시티의 불가동 값은 각각 946.81 sec, 132.84 sec, 5.54 sec, 0.57 sec 이다. 따라서 6.7 및 8 GHz 장치의 비다이버시티와 주파수 다이버시티 방식의 불가동은

표 10. 6.7 및 8.0 GHz에 대한 양 방향 연간 불가동
Table 10. Annual two-way outage for 6.7 and 8.0 GHz.

		6.7 GHz	8 GHz	
Annual 2way Outage (sec)	Non Div.	10^{-3} BER	985.07	946.81
		10^{-6} BER	1,965.48	1,889.13
		10^{-7} BER	1,970.15	1,893.61
	Freq. Div.	10^{-3} BER	87.18	132.84
		10^{-6} BER	173.95	265.05
		10^{-7} BER	174.36	265.68
	Space Div.	10^{-3} BER	9.52	5.54
		10^{-6} BER	47.71	27.79
		10^{-7} BER	190.38	110.88
	Space & Freq. Div.	10^{-3} BER	0.66	0.57
		10^{-6} BER	3.32	2.87
		10^{-7} BER	13.23	11.46
Outage Object. (sec)	Bell Lab. (10^{-3} BER)	31.90		
	ITU-R (10^{-3} BER)	34.30		
	ITU-R (10^{-7} BER)	685.85		

표 11. 6.7 및 8.0 GHz에 대한 양 방향 연간 가용율
Table 11. Annual two-way availability for 6.7 and 8.0 GHz.

		6.7 GHz	8 GHz	
Annual 2way Avail. (%)	Non Div.	10^{-3} BER	99.99687849	99.99699975
		10^{-6} BER	99.99377177	99.99401372
		10^{-7} BER	99.99375698	99.99399950
	Freq. Div.	10^{-3} BER	99.99972374	99.99957906
		10^{-6} BER	99.99944879	99.99916011
		10^{-7} BER	99.99944748	99.99915811
	Space Div.	10^{-3} BER	99.99996984	99.99998243
		10^{-6} BER	99.99984882	99.99991195
		10^{-7} BER	99.99939672	99.99964864
	Space & Freq. Div.	10^{-3} BER	99.99999790	99.99999818
		10^{-6} BER	99.99998949	99.99999090
		10^{-7} BER	99.99995806	99.99996370
Avail. Object. (%)	Bell Lab. (10^{-3} BER)	99.99989884		
	ITU-R (10^{-6} BER)	99.99989123		
	ITU-R (10^{-7} BER)	99.99782518		

목표치보다 크므로 적용이 불가하다. 결과적으로 공간 다이버시티 단독 또는 공간 및 주파수 다이버시티의 혼용형태로 운용함으로써 목표치보다 적은 불가동 시간을 가질 수 있다.

한편 표 11에서는 표 10에서 계산된 불가동 값을 식 (1)을 이용하여 가용율로 표현한 것이다. 표에서 알 수 있듯이 BER 10^{-3} 기준의 예를 들면 Bell 연구소의 목표 가용율이 99.99989884 % 이다. 따라서 6.7 GHz 및 8 GHz 장치의 비다이버시티와 주파수 다이버시티 경우에는 각각 목표 가용율을 만족하지 못한다. 그러나 공간 다이버시티 단독 또는 주파수 및 공간다이버시티를 혼용하면 충분히 목표 가용율을 만족시킬 수 있음을 알 수 있다.

4-2 타 대역 이전에 대한 고찰

주파수가 높아질수록 자유공간 손실이 증가하므로 6 GHz 미만의 주파수를 6 GHz 이상으로 이전하는 것은 신중한 검토가 필요하다. 앞서 예를 들어 계산한 A국소와 B국소 구간의 경우 주파수를 이전하더라도 공간다이버시티와 주파수 다이버시티를 적절히 사용하면 목표 가용율을 만족하는 것으로 검토되었다. 하지만 링크 길이가 더 길어지거나 다른 환경적인 요소들이 변화할 때, 이전에 따른 성능

을 보장할 수 없는 경우도 발생하므로 장기간에 걸쳐 철저한 검증을 통해 시행되어야 한다.

6 GHz 이상으로 이전할 경우, 장거리 전송의 가용 주파수 대역은 7.4 GHz 대역의 균용을 제외하면 6.7 GHz 대역 및 8 GHz 대역 밖에 없다. 그런데 6.7 GHz 대역은 방송용으로, 8 GHz 대역은 장거리 전송용으로 많이 사용하고 있어 기존 장치와의 간섭 발생이 우려된다. 한편 방송 프로그램 중계용 주파수인 3.5 GHz 및 5 GHz 대역을 동시에 수용할 경우, 6 GHz 이상 대역의 주파수 부족 문제는 더욱 심각한 상황이 된다. 따라서 무리하게 주파수를 이전하기보다는 광통신 망 대체를 병행 검토하는 것이 바람직하다. 또한 대규모의 동시 이전보다는 장기적으로 철저한 검증을 통한 단계적 추진이 필요하다고 여겨지며, 이전에 대한 업무 과정을 정리하면 다음과 같다.

- ① 6 GHz 미만 주파수 사용구간 자료조사
- ② 구간별 전송용량 및 사용채널 수 조사
- ③ 주파수 이전 대상 구간 선정
- ④ 주파수 간섭분석 및 가용을 분석
- ⑤ U6 GHz, 8 GHz 대역 가용 채널 조사
- ⑥ 광통신 등 대체 전송망 검토
- ⑦ 계획 수립, 실행 및 결과 분석

V. 결 론

본 논문에서는 M/W 링크 설계시의 불가동 시간을 예측하는 Vigants & Barnett 모델을 수학적으로 검토하고, 운용중인 4 GHz M/W 중계 링크를 선정하여 주파수 이전에 대한 가용을 계산, 전송품질 및 고려사항 등을 분석하였다. 수치계산에 의하면 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

첫째, 4 GHz 장치를 6.7 또는 8.0 GHz 대역으로 이전하는 경우, BER 10^{-3} 기준으로 비다이버시티와 주파수 다이버시티의 양방향 연간 가용율은 모두 목표치(99.9998 %)를 만족시키지 못하나, 공간 또는 공간 및 주파수 다이버시티를 혼용하는 경우에는 충분히 목표치를 만족하는 것으로 나타났다. 하지만 링크가 더욱 길어지거나 환경적인 요소가 변화하면 품질을 보장할 수 없는 경우도 발생하므로 종합적인 검토가 요구된다.

둘째, 6 GHz 이하의 장거리 M/W 전송망 및 방송 프로그램 중계망의 주파수를 상위대역으로 이전하는 경우, 주파수 밀도 증가에 따른 간섭문제 해결 및 가용 주파수 부족 등이 발생한다. 따라서 주파수 이전과 병행하여 대용량 장거리 전송에 경제성이 있는 광통신 망의 대체 활용 검토도 필요하다.

끝으로 제시된 분석기법을 이용하여 이전에 대한 장치의 기술적 타당성, 전송품질 및 경제성 분석 등에 활용이 가능하며, 나아가 M/W 주파수 자원의 효율적인 관리 및 이용에 기여할 수 있을 것으로 여겨진다.

참 고 문 헌

- [1] 박진현, 김설, "일본의 전파자원 효율화 제고 방안과 주요 이슈 - 마이크로파대역 고정 통신 시스템의 주파수 재분배 사례를 중심으로 -", 정보통신정책, 13(18), 통권 287호, pp. 1-13, 2001년 10월.
- [2] 정보통신부, "2002년도 전파방송 국제 동향 세미나", 서울교육문화회관, 2002년 12월.
- [3] 무선관리단, "M/W 중계 시설 및 주파수 이용 개선방안 연구", 보고서, 2002년 3월.
- [4] 서경환, "디지털 M/W 중계장치의 가용을 계산 및 전송품질에 대한 고찰", 2002년도 춘계마이크로파 및 전파학술대회논문집, 25(1), pp. 599-602, 2002년 5월.
- [5] W. D. Rummler, "A new selective fading model: Application to propagation data", *Bell Sys. Tech. J.(BSTJ)*, vol. 58, no. 5, pp. 1037-1071, May-June 1979.
- [6] L. J. Greenstein, M. Shafi, "Outage calculation method for microwave digital radio", *IEEE Com. Mag.*, vol. 25, no. 2, pp. 30-39, Feb. 1987.
- [7] A. A. R. Townsend, *Digital line-of-sight radio links: A handbook*, Prentice Hall International(UK), 1988.
- [8] W. T. Barnett, "Multipath propagation at 4, 6, and 11 GHz", *BSTJ*, vol. 51, no. 2, pp. 321-361, Feb. 1972.
- [9] A. Vigants, "Space-diversity engineering", *BSTJ*,

- vol. 54, no. 1, pp. 103-142, Jan. 1975.
- [10] W. D. Rummler, "A comparison of calculated and observed performance of digital radio in the presence of interference", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-30, no. 7, pp. 1693-1700, July 1982.
- [11] D. Beaufort, P. W. Hawkins, K. Leuenberger, J. Meyer, L. Ordano, G. D. Richman and M. Sylvain, "Certification of radio performance prediction models in ETSI", *3rd European Conference on Radio Relay System (ECRR)*, pp. 337-342, 1991.
- [12] G. Sebald, B. Lankl and J. A. Nossek, "Advanced time -and frequency- domain adaptive equalization in multilevel QAM digital radio systems", *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, vol. SAC-5, no. 3, pp. 448-456, April 1987.
- [13] 서경환, "디지털 무선 전송장치의 공간 다이버시티 기술을 위한 IF 동위상 결합기의 성능개선", *대한전자공학회논문지*, 36(4), pp. 296-305, 1999년.
- [14] W. D. Rummler, "A simplified method for the laboratory determination of multipath outage of digital radios in the presence of the thermal noise", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, no. 3, pp. 487-494, Mar. 1982.
- [15] "Addendum to requirements and objectives for 4, 6, and 11 GHz digital radio systems", Bellcore TA-TSY-000236, Issue 2, pp. 1-40, July 1986.
- [16] NEC, *Digital microwave radio technical information on NEC' MDR*, Japan, 1993.

서 경 환



1983년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)

1988년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)

1991년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)

1983년 1월~1998년 10월: 삼성전자 수석연구원

1999년 3월~현재: 강남대학교 지식정보공학부 전자공학과 교수

[주 관심분야] 무선통신시스템 설계 및 성능분석, 마이크로파 회로, 변복조 및 등화기