M/W 대역 휴대용 디지털 무선전송 시스템의 성능에 관한 연구

서인혜* · 강희조* · 최용석**

*목원대학교 컴퓨터멀티미디어컨텐츠공학부

**한국전자통신연구원 디지털방송연구단

A Study on the Performance of M/W Band Portable Digital Wireless Transmission System

In-Hye Seo* · Heau-Jo Kang* · Yong-Seok Choi**

*Div. of Computer & Multimedia Content Eng., Mokwon Univ.

**Digital Broadcasting Division, ETRI

E-mail : ihseo@mokwon.ac.kr

요 약

국내외적으로 M/W 중계용 주파수 대역은 3~30GHz 대역이다. 그러나 갈수록 늘어나는 서비스와 전송용량의 증대로 인해 주파수 부족현상이 일어나는 추세이다. 이에 대한 방안으로 주파수 재배치에 관한 문제가 대두되고 있다. 이동방송 중계용 링크인 FPU 링크는 차후 다른 주파수 대역으로 이전시 이전의 링크에서 사용되었던 시스템 제원을 토대로 필요한 대역에 대해 다양한 변조방식으로 시뮬레이션 평가 후 이용채널 개수 및 이전 가능 여부등과 같은 조치가 수행되어져야 한다.

본 논문에서는 M/W 대역 휴대용 디지털 무선전송 시스템으로써 디지털 FPU 링크 시스템을 모델링하고 이동환경에서 발생하는 도플러 천이 효과를 고려한 Clark & Gans 페이딩 채널 모델을 고려하여 페이딩의 영향에 따른 시스템 성능을 분석하였다.

Ⅰ. 서 론

국내외적으로 M/W 중계용 주파수 대역은 3~30GHz 대역을 이용하고 있으며, 장거리 구간에 사용되는 주파수는 3~10GHz 대역으로 갈수록 전송용량이 기하급수로 증가하고 있어 장거리용으로 사용되고 있는 주파수 대역의 부족현상이 나타나는 추세이다.

또한 앞으로 새로운 이동통신 주파수 대역으로 전파전파 특성상 6GHz 이하 대역이 부각되고 있고 정부의 지상파 디지털 TV 방송의 전환 계획과 ITS, 차세대 무선 LAN 도입 등으로 기존의 서비스 채널을 재배치하는 것이 필수적이다[1]-[3]. 이에 따라, 이동방송 중계용 링크인 FPU 전송시스템은 차후 다른 주파수 대역으로 이전 시 기존 링크에서 사용되었던 시스템 제원을 토대로 필요한 대역에 대해 다양한 변조방식으로 먼저 시뮬레이션 평가 후 이용채널 개수 및 이전 가능 여부 등과 같은 조치가 수행 되어져야 한다.

따라서, 본 논문에서는 M/W 주파수대를 사용하는 이동형 방송중계용 FPU(Field Pick Up) 전송시스템을 모델링하고 채널 환경으로써 멀티패스 모델 중 산란파에 기반을 두어 이동 환경에서 발생하는 도플러 천이 효과를 고려한 Clark & Gans 페이딩 채널 모델을 고려하여 페이딩의 영향에 따른 시스템 성능을 분석하였다

Ⅱ. M/W 대역 휴대용 디지털 무선전송 시스템 분석

본 논문에서는 M/W 대역 휴대용 디지털 무선전송 시스템으로써 이동형 방송중계용 FPU 시스템을 고려하였다. 그림 1은 디지털 FPU 송·수신 접속 형태의 블록도를 나타낸다[4],[5].

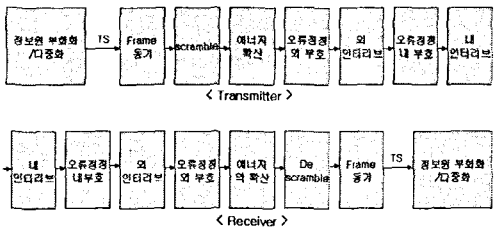

그림 1. FPU시스템의 송·수신 구조

2.1 접속 bit rate

그림 2는 디지털 FPU 변조신호의 블록 구조를 나타내고, 표 1은 접속 비트율을 나타낸다. TS (204byte 모드)의 접속 bit rate D는 다음에 의해 구한다.

$$D=C\times(B-P-S)/B\times\eta\times R \quad (1)$$

여기서,

D : TS(204byte 모드)의 접속 bit rate[Mbit/s]

C : Clock 주파수=12.25403[MHz]

B : 블록 길이=19200[symbol]

P : 참조 신호 길이=256[symbol]

S : Stuffing길이=16×N[symbol](N:자연수)

η: 대역효율= $\log_2$(변조 다치수)[bit/symbol]

R : 오류정정 내부호의 부호화율

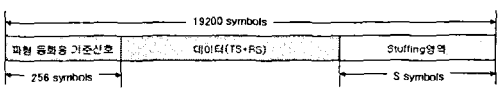

그림 2. 블록구조

표 1. 접속 bit rate (최대 rate/SNG 호환모드)

대역효율 [bit/symbol]	변조방식·부호화율	TS+RS rate[Mbit/s]	stuffing S [symbols]
6	64QAM(내부호없음)	79.056	0
5	64QAM(5/6 trellis) 또는 32QAM(내부없음)	65.880	0
		59.648	112×16
		44.736	380×16
		33.552	581×16
		29.824	648×16
		22.368	782×16
4	32QAM(4/5 trellis) 또는 16QAM(내부없음)	49.5435	71×16
		44.736	179×16
		29.824	514×16
3	16QAM(3/4 trellis)	36.85712	80×16
		33.552	179×16
2	QPSK(내부없음)	24.57142	80×16
		22.368	179×16

전송로의 상황 등에 의해 64QAM Trellis(대역효율 η=5)로 전송할 수 없는 경우 대역효율 $\eta\leq4$로 해서 32QAM, 16QAM, QPSK에 의해 전송하는 것을 가정할 수 있다. 이것을 다시 다른 FPU와 TSL로 다단 접속할 때, 특별한 rate 변환을 행하지 않고 통상 운용할 64QAM Trellis로 접속할 수 있는 것이 바람직하다. 이를 위해서는 32QAM, 16QAM, QPSK의 Stuffing량을 (5n-1)×16(n=1,2,…)로 할 필요가 있다. TS+RS rate를 되도록 많게 잡기 위해 표 1에서는 필요량이 최저인 Stuffing량 4×16(n=1)로 한다.

2.2 파형등화용 기준신호 삽입

파형등화용 기준신호의 다중방법을 표 2 와 그림 3에 따라 규정한다. 파형등화용 기준신호의 최후의 Q(Quadrature)펄스는 다른 신호가 BPSK이기 때문에 180℃의 위상불확정이 있기 때문에 이것을 확정하기 위한 심볼이다.

표 2. 파형등화용 기준신호표

기준 신호길이 L	블록길이 B	기준 신호 rate	기준 신호 삽입 주기	기준 신호 점유율	정보전송 symbol rate	최대 전송 rate
256 symbols (19.17μs)	19200 symbols (1.438ms)	178.1 kHz	695.5 Hz (1.438 ms)	1/75 (1.333 %)	13.18 Mbaud	QPSK : 26.352Mbit/s 16QAM : 52.704Mbit/s 32QAM : 65.880Mbit/s 64QAM : 79.056Mbit/s

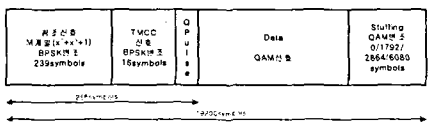

그림 3. 파형등화용 기준신호의 Format

표 3에 파형등화용신호의 QPSK, 16QAM, 64QAM에 있어서 Mapping 값을 보인다. 또한, 등화기준신호의 진폭은 평균진폭과 동일하게 한다. 단, 64QAM의 경우, 평균진폭이 정확하기 위해서는 표 3의 Mapping 값이 각각 $\sqrt{(10/13)}$배(-1.14dB), $\sqrt{(21/25)}$배(-0.76dB)가 되지만, 오차가 적다는 점과 회로구성의 간단화를 위해 근사적으로 표 3의 값을 이용하는 것으로 한다.

표 3 파형등화용 기준신호의 Mapping 값

변조방식	값	매핑값(I,Q)
QPSK	0	(+1, +1)
	1	(-1, -1)
	Q pulse	(-1, +1)
16QAM	0	(+3, +1)
	1	(-3, -1)
	Q pulse	(-1, +3)
64QAM	0	(+7, +1)
	1	(-7, -1)
	Q pulse	(-1, +7)

QAM 방식 FPU 파형등화용기준신호내의 전송측반송모드표시·제어정보(TMCC : Transmission and Multiplexing Configuration Control)신호 16bit의 의미와 bit 배열을 표 4와 같이 규정한다.

표 4 TMCC 신호의 정보 bit 배열

bit	의미	부호(MSB First)
D15	변조 방식	001: QPSK 010: 16QAM
D14		011: 32QAM 100: 64QAM
D13		000,101~111: 미정의(*1)
D12	오류 정정	0: 있음(trellis 부호) 1: 없음
D11	bit rate(*2) (Mbit/s)	0000: 사용금지 0001: 44.736 0010: 59.648 0011: bit rate① 0100: bit rate② 0101: bit rate③ 0110: bit rate④ 0111: bit rate⑤ 1000: bit rate⑥ 1001: bit rate⑦ 1010: bit rate⑧ 1011: bit rate⑨ 1100: bit rate⑩ 1101: bit rate⑪ 1110: bit rate⑫ 1111: 사용금지
D10		
D09		
D08		
D07	내 인터리브	00: 없음 10: 있음(부정의)(*1)
D06		01: 있음(부정의)(*1) 11: 깊이 16 cell길이 73
D05	test mode	0: test mode(*3) 1: 정상동작모드
D04	알람	0: 입력신호정상 1: 입력신호이상
D03		0: PS/FAN정상 1: PS/FAN이상
D02	미정의(*1)	
D01		
D00		

※ 1 : 이후 모드가 추가된 경우, 「미정의」 부분의 부호를 이용해서 규정한다.

※ 2 : 44.736Mbit/s, 59.648Mbit/s는 사용자간 공통의 bit rate로 한다. 다른 bit rate ①~⑫는 각 사용자마다 독자적으로 규정해서 운용할 수 있다.

※ 3 : ITU-T 0.151 준거 BER 측정용 PN 코드 2^{23}-1을 내부호의 앞단에 삽입

III. Clarke & Gans Channel Model

Clarke은 이동체에서 수신된 신호의 전자기장의 통계적 특징을 산란파로부터 추론 된 모델을 개발했다. 이 모델은 수신기가 수직 편파 안테나를 가졌다고 가정한다. 이동체 상의 안테나로 수신되는 입사파는 임의의 반송파 위상과 도착 방위각을 가지며 각각의 수신파는 동일한 평균 진폭을 갖는 N개의 평면파로 구성된다고 가정한다 [6].

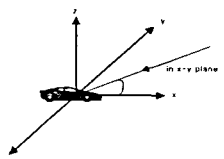

그림 4. 임의의 각도로 입사되는 수신신호

그림 4는 x 방향으로 속도 v 로 이동중인 이동체에 랜덤한 각도로 입사하는 수신파을 보여주고 있다. 수신 각도는 이동체의 방향에 대한 x-y 평면에서 측정되는데 이동체에 입사하는 모든 파는 수신기의 이동으로 인해 발생된 도플러 천이의 영향을 받으면서 입사되며 동시에 수신기에 도달한다. 즉, 다중 경로 채널을 주파수 비선택성 페이딩 채널로 가정을 했기 때문에 초과 지연은 없다고 가정한 것이다. x에서 α_n의 각도로 입사하는 n번째 수신파에 대해 도플러 천이는 다음과 같다.

$$f_n = \frac{v}{\lambda}\cos\alpha_n \tag{2}$$

여기서 λ는 입사파의 파장이다.

Gans는 Clarke 모델을 발전시켜 도플러 스펙트럼을 가지는 채널 모델을 구하였다. 각도 α에서 $d\alpha$내에 들어오는 총 전력의 일부분을 $p(\alpha)d\alpha$로 표시하자. 그리고 등방성 안테나의 평균 수신 전력을 A로 표시하자. $N \to \infty$에 따라 $p(\alpha)d\alpha$는 연속적인 분포에 점점 접근한다.

$G(\alpha)$가 도착의 각도의 함수로서의 이동체 안테나의 방위각 이득 패턴이라면, 전체 수신 전력은 다음과 같이 표현된다.

$$P_r = \int_0^{2\pi} AG(\alpha)p(\alpha)\,d\alpha \tag{3}$$

여기서, $AG(\alpha)p(\alpha)d\alpha$는 위상변수를 갖는 수신전력의 미분 변화량이다.

수신 신호의 전력 스펙트럼 밀도 $S(f)$는 다음과 같이 주어진다.

$$S(f) = \frac{A[p(\alpha)G(\alpha)+p(-\alpha)G(-\alpha)}{f_m\sqrt{1-\left(\frac{f-f_c}{f_m}\right)^2}} \tag{4}$$

여기서,

$S(f) = 0, \quad |f-f_c| > f_m$

즉, 스펙트럼은 반송파 주파수에 집중되고 $f_c \pm f_m$의 범위 바깥의 값은 0이 되며 수신되는 각각의 신호들은 중심 주파수로부터 편이된 주파수로 도달된다.

수직 λ/4 안테나의 경우 (G(α) = 1.5)에 수신신호의 입사각이 [0~2π]에서 균일한 분포를 갖는 경우 입사각의 확률 밀도함수는 $p(\alpha) = 1/2\pi$이고 스펙트럼은 다음과 같이 주어진다.

$$S_{Ez}(f) = \frac{1.5}{\pi f_m\sqrt{1-\left(\frac{f-f_c}{f_m}\right)^2}} \tag{5}$$

여기서, f_m 은 최대 도플러 천이이다.

IV. 시뮬레이션 및 검토

본 절에서는 Clarke & Gans 채널 환경에서 M/W 대역 휴대용 디지털 무선 전송 시스템을 모델링하고, 시뮬레이션한 결과를 SNR의 변화에 따른 BER을 통하여 분석하였다.

표 5는 FPU링크 시뮬레이션에서 사용된 파라미터를 보여주고 있다.

표 5. 시뮬레이션 파라미터

변조방식 부호화율	TS [Byte]	블록길이 [symbol]	참조신호 길이	대역효율 [bit/symbol]	bit rate [Mbit/s]	stuffing [symbol]
64QAM (내부호없음)	204	19200	256	6	79.056	0
16QAM (내부호없음)	204	19200	256	4	49.5435	71×16
					44.736	179×16
					29.824	514×16
QPSK (내부호없음)	204	19200	256	2	24.57142	80×16
					22.368	179×16

Smith[6]는 컴퓨터 시뮬레이션을 이용하여 Clarke 모델을 증명하였으며, 본 논문에서는 Smith가 증명한 시뮬레이션 기법을 통하여 Clarke & Gans 페이딩 환경을 시뮬레이션 하였다. 식 5에 정의된 도플러 스펙트럼 필터를 이용하여 주파수 영역의 랜덤 신호에 대한 스펙트럼을 형성하고 시뮬레이터의 마지막 단계에서 IFFT를 이용하여 Doppler 페이딩에 대한 정확한 시간영역 파형을 만들어 낼 수 있다.

그림 6은 최대 도플러 천이가 100[Hz]인 페이딩 채널에 대한 포락선 시뮬레이션 결과이고 그림 7은 Clarke & Gans 채널 환경에서 변조방식에 따른 FPU 전송 시스템의 BER을 나타내고 있다.

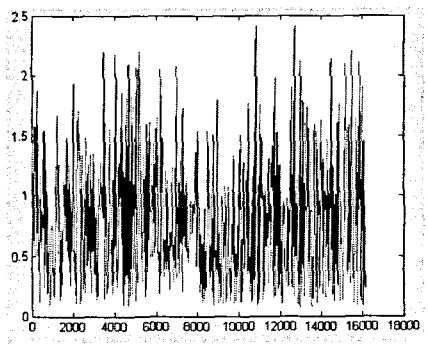

그림 6. 비 선택성 레일리 페이딩 포락선 시뮬레이션 결과

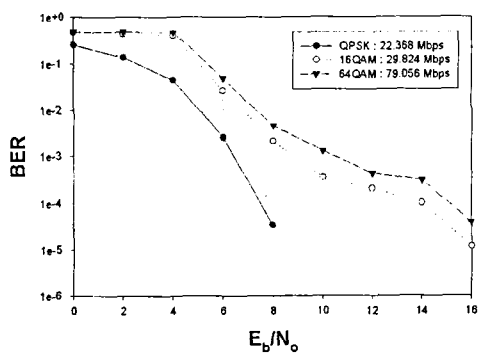

그림 7. Clark & Gan 페이딩 환경에서 변조방식에 따른 BER성능

결과에 따르면, 16QAM이상의 다치변조를 할 경우 SNR 4dB 이하의 낮은 SNR에서 페이딩의 영향을 특히 많이 받는 것을 알 수 있다. 또한, 데이터 전송이 가능한 10^{-5} BER 이상을 만족하기 위해서는 QPSK의 경우 약 SNR=9dB 이상이 요구되고, 16QAM 이상의 다치변조를 행할 경우 최소 SNR=16dB 이상이 요구됨을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 M/W 대역 휴대용 디지털 무선 전송 시스템으로써 디지털 FPU 링크 시스템을 모델링하고 이동환경에서 발생하는 도플러 천이 효과를 고려한 Clark & Gans 페이딩 채널 모델을 고려하여 페이딩의 영향에 따른 시스템 성능을 분석하였다.

시뮬레이션 결과 SNR=4dB 이하의 낮은 SNR에서 페이딩의 영향을 특히 많이 받음으로써 SNR이 증가하여도 BER이 향상되지 않는 것을 알 수 있었다. 또한, SNR이 증가함에 따라 성능이 개선되기는 하나 데이터 전송이 가능한 10^{-5} 을 만족하기 위해서는 16QAM이상의 다치변조의 경우 SNR이 최소 16dB이상이 요구됨을 알 수 있었다.

지역혁신 인력양성사업

본 연구는 산업자원부의 지역혁신 인력양성사업의 연구결과로 수행되었음

참고문헌

[1] "전파자원 이용관리에 관한 연구", 한국전파진흥협회, 전파자원이용자문위원회 주파수이용정책분과 위원회, 2000. 12. 31.

[2] "M/W 주파수 이용 활성화 방안 연구", 한국전파진흥협회, 전파자원이용자문위원회 M/W 주파수분과위원회, 2000.12.31

[3] 주파수 중장기이용계획 종합연구,"주파수장기이용계획분과위원회 최종연구보고서", 한국전파진흥협회, 1999.12.31

[4] ARIB STD-B11

[5] ARIB STD-B18

[6] Theodore S. Rappaport, cellular radio & personal communications, 1995.