

광믹싱을 사용한 밀리미터파 마이크로 셀룰라 시스템

(Photonic Mixing Based Microcellular System Operating in Millimeter-wave Band)

金鍊圭*, 朴興洙*, 楊勳其**

(Yeon-Kyu Kim, Hung-Su Park, and Hoon-Gee Yang)

요 약

본 논문은 밀리미터파를 사용하는 광대역 무선 접속용 마이크로 셀룰라 시스템에 적용할 수 있는 새로운 광링크 구조를 제시하고 분석한다. 제안된 링크 구조는 EOM(electro optic modulator)의 비선형성에 의해 발생하는 고조파 성분을 광믹싱(photonic mixing)에 이용해 링크로 입력되는 전기 신호를 주파수 천이시켜 BS(base station)에서의 전기적 믹싱을 불필요하게 하며 또한 CS(central station)로부터 공급된 밀리미터 파 광 캐리어를 사용하므로써 BS에 능동 광원(optical source)이 없도록 하여 BS의 구조를 간단히 한다. 제시된 링크 구조에 대한 하향링크(downlink) CNR(carrier to noise ratio), IM3/C(third order intermodulation to carrier ratio) 및 상향링크(uplink) SFDR(spurious free dynamic range)에 대한 분석 및 상용소자의 파라메타값을 이용한 시뮬레이션을 통하여 제시된 링크 구조가 현재의 마이크로 셀룰라 시스템 요구조건을 만족시킬 수 있음을 보인다.

Abstract

This paper proposes a new optic link structure applicable to a broad-band wireless access microcellular system servicing in the millimeter wave frequency band. The proposed structure utilizes photonic mixing by exploiting the nonlinear property of EOMs, which leads to the frequency up-conversion at the CS and thus, electrical mixing at a BS is not required. Moreover, via transmitting an additional optical millimeter wave carrier into the BS, the BS dispenses with an active optic source, which miniaturizes the BS. We analyze CNR, IM3/C in the downlink and SFDR in the uplink. Through simulation using the typical parameter values we also show the feasibility of the proposed system based on the requirements in the current microcellular system.

I. 서론

* 學生會員, 光云大學校 電波工學科

(Department of Radio Science & Engineering, Kwangwoon University)

** 正會員, 光云大學校 電波工學科 新技術研究所

(Department of Electronic Engineering, Institute of New Technology, Kwangwoon University)

※ 본 논문은 정보통신부 국책과제(과제번호 98-36) 지원하에 이루어진 연구임.

接受日字:1999年2月2日, 수정완료일:1999年7月19日

인터넷이나 ATM(asynchronous transfer mode) 기술을 이용한 광대역 서비스를 실현하기 위해서는 새로운 네트워크 접속 기법이 요구되고 있다. 단기적으로는 x-DSL(digital subscriber line)이나 HFC(hybrid fiber coaxial)등 기존의 인프라 구조를 이용하는 방법 등이 있지만 장기적으로는 WITL(wireless in the loop) 및 FITL(fiber in the loop)등을 이용한 방법이 요구된다.^[1] 특히 WITL 기술은 이동 통

신 기술을 기초로 하여 이동성의 보장은 떨어지지만 주파수 사용효율을 증대시킬 수 있는 DECT(digital enhanced cordless telecommunications), PACS(personal access communication systems)등 새로운 구조의 마이크로 셀룰라 시스템을 출현시켰다.^[2] 하지만 광대역 서비스에 대한 요구가 많아지고 마이크로셀내의 환경 특히 사용자수가 증가함에 따라 마이크로셀이 피코셀로 크기가 점점 작아지고 그 수가 증가하여야하므로 마이크로셀당 하나씩 존재하는 BS의 소형화가 중요시 되고있다. BS의 구조를 간단하게 하기 위해 디지털 변복조기능을 BS에서 CS로 옮기고 BS는 송수신 기능만 갖도록 소형화하는 방향으로 연구가 진행되고 있으며 이를 효과적으로 실현하기 위해 CS와 BS사이를 넓은 전송 대역폭 및 저 손실의 광섬유로 연결하여 CS와 BS사이에는 아날로그 광신호가 전송되도록 하고 CS 및 BS에서 E/O(electrical-to-optic) 및 O/E(optic-to-electrical) 소자를 이용하여 원하는 형태로 변환하는 광무선(radio over fiber)시스템들이 상용화되었다.^{[3]-[6]} 최근에는 주파수 사용의 효율을 높이기 위해서 밀리미터파 캐리어에 정보를 실어 전송하는 시스템 및 소자 개발이 많이 연구되고 있다.^{[7]-[9]}

밀리미터 대역의 신호를 광링크를 통해 전송하는 방법으로 밀리미터 신호를 E/O소자로 직접 변조해서 전송하는 방법, IF 신호를 광소자들의 비선형성에 의한 광믹싱을 이용하여 주파수 천이시키는 방법, 두 개의 LD(laser diode)소스를 사용한 광 헤테로다인 방법 등이 있다. 현재 각각의 방법들은 광소자의 고주파 특성과 시스템의 복잡성 때문에 구현상의 어려움이 있다.^[7,10] 이 가운데 EOM의 고조파 출력을 이용한 믹싱은 일반적인 전기적 믹싱에 비해 믹싱 자체에서 IMD(intermodulation distortion)가 발생하지 않는 장점을 가지고 있으므로^[11] 본 논문에서는 EOM의 비선형성을 이용한 밀리미터파 마이크로 셀룰라 시스템의 새로운 광링크 구조를 제시한다. 2장에서는 하향링크와 상향링크에 대한 신호 분석을 하고 3장에서는 하향링크 CNR과 IM3/C에 대한 분석 및 시뮬레이션을 하며 4장에서 상향링크 SFDR을 분석하고 시뮬레이션한다. 그리고 5장에서 결론을 내린다.

II. 시스템 링크 구조

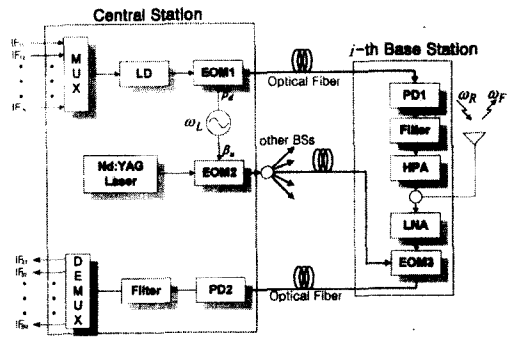


그림 1. 마이크로 셀룰라 시스템의 링크 구조
Fig. 1. Optic link structure for microcellular system.

마이크로 셀룰라 시스템에서 CS는 교환국으로부터 하향링크 신호를 받아서 여러 BS로 하향신호를 공급하는 역할을 하는 것으로 그림 1은 본 논문에서 새로이 제시하는 CS와 i번째 BS 사이의 링크구조이다. IF_{li} (i=1,2,...,N)은 QPSK, QAM 등으로 변조된 IF 대역 하향링크 입력 신호이며 BS에 전송되어 밀리미터파 캐리어 주파수 ω_F에 실려 i번째 마이크로셀 내의 이동국으로 전송된다. i번째 마이크로셀 내의 한 이동국의 역방향 신호는 밀리미터파 캐리어 ω_R을 변조한 것으로 BS를 통해 CS에 도달하며, CS에서 IF 대역으로 천이된 상향링크 신호 IF_{2j} (j=1,2,...,M)를 얻을 수 있다. 상향링크 및 하향링크에서의 송수신 신호의 광 변복조 과정은 다음과 같이 설명할 수 있다.

1. 하향 링크

하향링크 입력 전기 신호는 N개의 IF 대역 신호를 SCM(subcarrier multiplexing)한 것으로

$$s_d(t) = \sum_{k=1}^N A_k \cos\{\omega_{dk}t + \phi_k(t)\} \tag{1}$$

로 표현된다. 여기서 ω_{dk}는 부반송파 주파수이고 φ_k(t)는 메시지 정보를 가진 위상 성분이다. 하향링크 전기 신호가 LD를 직접변조(direct modulation) 하였을 때, 직접변조에 의한 광전력(optical power)은

$$P_{IM}(t) = P_o \left[1 + \sum_{k=1}^N m_k \cos\{\omega_{dk}t + \phi_k(t)\} + \zeta_{LD}(t) \right] \tag{2}$$

가 된다. 여기서, P_o는 LD의 광 DC 전력, m_k는 각 신호들의 변조지수, ζ_{LD}(t)는 LD의 비선형성에 의해 발생하는 IMD이다. 변조지수 m_k는 A_k 및 LD의 L-I(laser output power versus current)특성 곡선

에 의해 그 값이 결정되는데 요구되는 CNR과 IM3/C에 따라 값을 결정할 수 있다. CS의 하향링크에서는 EOM1에 국부발전기(local oscillator) 신호 $V_L \sin(\omega_L t)$ 가 전기신호로 입력되고 LD에서 직접변조된 광신호가 EOM1의 광원으로 입력된다. BS로 전달되는 하향링크 신호의 광전력은 EOM1이 QB(quadrature bias)일 때

$$P_d(t) = \frac{P_{IM}(t)}{2} \left[1 - \sin\left(\frac{\pi}{V_\pi} V_L \sin \omega_L t\right) \right] \\ \approx \frac{P_o}{2} \left[1 + \sum_{k=1}^N m_k \cos(\omega_{dk} t + \phi_k(t)) + \zeta_{LD}(t) \right] \\ \times [1 - 2J_1(\beta_d) \sin(\omega_L t) - 2J_3(\beta_d) \sin(3\omega_L t) - \dots] \quad (3)$$

이고 MTB(maximum transmission bias)일 때

$$P_d(t) = \frac{P_{IM}(t)}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{V_\pi} V_L \sin \omega_L t\right) \right] \\ \approx \frac{P_o}{2} \left[1 + \sum_{k=1}^N m_k \cos(\omega_{dk} t + \phi_k(t)) + \zeta_{LD}(t) \right] \\ \times [1 + J_0(\beta_d) + 2J_2(\beta_d) \sin(2\omega_L t) + 2J_4(\beta_d) \sin(4\omega_L t) + \dots] \quad (4)$$

으로 표현할 수 있다.^[12] 여기서, V_π 는 EOM1의 반전력 전압(half power voltage)이고 $\beta_d = \pi \cdot V_L / V_\pi$ 이며 $J_n(\cdot)$ 은 n 차 Bessel 함수이다. EOM은 비선형 소사이므로 식(3)과 식(4)와 같이 QB일 때 홀수차 고조파항, MTB일 때 짝수차 고조파항을 만들어낼 수 있다. 즉, LD에서 광신호로 변환된 $P_{IM}(t)$ 는 여러 고조파들과의 믹싱에 의해 주파수 천이가 일어나며 BS의 PD(photo detector)를 거쳐 전기신호로 변환된다. 수신된 신호중 국부 발전기의 n 차 고조파항에 의해 상향천이(up conversion)된 신호는

$$i_d(t) = P_{rd} Q_n(\beta_d) \Gamma \times \sum_{k=1}^N m_k \sin\{(n \cdot \omega_L + \omega_{dk})t + \phi_k(t)\} \quad (5)$$

로 표현할 수 있다. 여기서 P_{ra} 는 수신된 광 DC 전력으로 QB일 때 $P_o \delta / 2$, MTB일 때 $P_o \delta \{1 + J_0(\beta_d)\} / 2$ 이며, Γ 는 PD1의 응답률(responsivity), δ 는 링크의 손실이다. 또한 $Q_n(\beta_d)$ 는 P_{ra} 와 n 차 고조파를 이용해 상향천이시킨 신호의 전력 비로서

$$Q_n(\beta_d) = \frac{P_{sig}}{P_{dc}} = \begin{cases} J_n(\beta_d) & n = \text{odd} \\ \frac{J_n(\beta_d)}{1 + J_0(\beta_d)} & n = \text{even} \end{cases} \quad (6)$$

로 정의된 함수이다. 식(5)의 $i_d(t)$ 는 중심주파수가 밀리미터 대역에 속하는 $n \cdot \omega_L + \omega_{dk}$ 로서 HPA(high power amplifier)에 의해 증폭되어 BS에서 셀내의 이동국으로 전송된다.

2. 상향 링크

안테나를 통해서 수신된 밀리미터 대역 상향링크 입력 신호 $B_k \sin(\omega_{uk} t + \theta_k(t))$ 는 LNA(low noise amplifier)를 거친 후 EOM3에서 광신호로 변환된다. EOM3는 전기 신호를 광변조하기 위해 선형적인 동작이 요구되므로 QB되어야 한다. 상향링크 구조에서 EOM3에 입력되는 광원은 CS의 고출력 Nd:YAG 레이저 광원과 국부 발전기에 의해 구동된 EOM2의 출력 신호로서 이를 $P_{uo}(t)$ 라 할 때 EOM3의 출력은

$$P_u(t) = \frac{P_{uo}(t)}{2} \left(1 - \sin\left[\sum_{k=1}^M \frac{\pi}{V_\pi} B_k \sin(\omega_{uk} t + \theta_k(t)) \right] \right) \quad (7)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서 $\pi \cdot B_k / V_\pi$ 를 α_k 라 하면,

$$P_u(t) = \frac{P_{uo}(t)}{2} \left[1 - 2 \sum_{k=1}^M J_1(\alpha_k) X_k \sin(\omega_{uk} t + \theta_k(t)) + \zeta_{EOM}(t) + \dots \right] \quad (8)$$

이고 여기서 $X_k = \prod_{i=1, i \neq k}^M J_0(\alpha_i)$, $\zeta_{EOM}(t)$ 는 EOM3에서 발생하는 IMD이다. 상향링크로 입력되는 신호의 세기가 작으므로 $\alpha_k \approx 0$ 이 되고 $X_k = \prod_{i=1, i \neq k}^M J_0(\alpha_i)$ 에서 $J_0(\alpha_k) \approx 1$ 이므로 $X_k \approx 1$ 로 수식에서 무시할 수 있다. $P_u(t)$ 는 하향링크와 마찬가지로 EOM2를 바이어스시키는 방법에 따라 다르게 표현될 수 있다. 즉 EOM2가 QB인 경우 상향 신호는

$$P_u(t) \approx \frac{P_s}{4} [1 - 2J_1(\beta_u) \sin(\omega_L t) - 2J_3(\beta_u) \sin(3\omega_L t) - \dots] \\ \times [1 - 2 \sum_{k=1}^M J_1(\alpha_k) X_k \sin(\omega_{uk} t + \theta_k(t)) + \dots] \quad (9)$$

이며 MTB인 경우

$$P_u(t) \approx \frac{P_s}{4} [1 + J_0(\beta_u) + 2J_2(\beta_u) \sin(2\omega_L t) + 2J_4(\beta_u) \sin(4\omega_L t) + \dots] \\ \times [1 - 2 \sum_{k=1}^M J_1(\alpha_k) X_k \sin(\omega_{uk} t + \theta_k(t)) + \dots] \quad (10)$$

으로 각각 표현된다. 식(9)와 식(10)에서 P_s 는 Nd:YAG 레이저 광 DC 전력이다. 하향링크와 마찬가지로 상향링크 신호는 ω_L 의 고조파항들과 곱의 형태로 되므로 IF 대역으로 하향전이(down conversion)가 가능하다. 국부발진기의 n 차 고조파항을 사용한 경우 CS의 필터를 통과한 IF대역의 신호는

$$i_u(t) = P_{ru} Q_n(\beta_u) \Gamma \times \sum_{k=1}^M X_k J_1(\alpha_k) \cos\{(\omega_{uk} - n \cdot \omega_L)t - \theta_k(t)\} \quad (11)$$

으로 나타낼 수 있다. 여기서 P_{ru} 는 CS에서 수신된 광 DC 전력으로 EOM2가 QB일 때 $P_s \delta/4$, MTB일 때 $P_s \delta(1+J_0(\beta_u))/4$ 이고 Γ 는 PD2의 응답률, $Q_n(\beta_u)$ 는 식(6)의 $Q_n(\beta_d)$ 와 마찬가지로 표현된다. 식(10)의 $i_u(t)$ 는 IF 대역 주파수 $\omega_{uk} - n \cdot \omega_L$ 로 하향전이된 상향링크 신호로서 디지털 복조후 교환국으로 전송된다.

표 1. 시뮬레이션에 사용된 파라메타
Table 1. Parameters used in simulation.

파라메타	사용된 값
V_n	5V
Γ	0.9 A/W
k	$1.38 \times 10^{-23} J/K$
T	290° K
e	$1.6 \times 10^{-19} \text{Coulomb}$
B	300KHz
RIN	-140dB/Hz (하향링크) -160dB/Hz (상향링크)
R_M, R_L	50 Ω
h_3	0.66
a_3	0.004
F_A	3dB

III. 하향링크 CNR과 IM3/C

일반적으로 하향링크 신호의 진폭은 일정하므로 식(5)에서 m_k 는 상수 η 로 나타낼 수 있다. 이때 n 차 고조파에 의해 상향전이된 N 개의 하향링크 신호중 임의의 한 신호의 전력은 $1/2 \cdot [P_{rd} Q_n(\beta_d) \Gamma \eta]^2$ 로 나타낼 수 있으므로 BS에서의 CNR은

$$CNR = \frac{\frac{1}{2} [P_{rd} Q_n(\beta_d) \Gamma \eta]^2 \cdot R_L}{N_d \cdot R_L} \quad (12)$$

가 된다. 여기서 R_L 은 부하저항이고, N_d 는 하향 링크에서의 발생하는 광링크 잡음으로

$$N_d = (kT/R_L + 2e\Gamma P_{rd} + RIN \times \Gamma^2 P_{rd}^2) B \quad (13)$$

로 표현할 수 있으며, 세항은 차례로 열잡음(thermal noise), 산탄 잡음(shot noise), RIN 잡음(RIN noise)을 각각 나타낸다. 하향링크의 CNR은 사용하는 고조파가 다르면 수신 광 DC 전력 P_{rd} 가 같아도 $Q_n(\beta_d)$ 가 변하기 때문에 다른 값을 갖게된다. 그림 2는 BS에서 수신된 광 DC 전력이 0dBm이고 η 가 0.2로 동일 할 때 믹싱에 사용하는 고조파에 따른 하향링크 CNR을 나타내었다. EOM1을 MTB로 해주었을 때 발생하는 2차 고조파를 상향전이에 이용하는 경우 최적의 β_d 에서 가장 높은 CNR을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 2차 고조파를 믹싱에 사용할 때 하향링크 CNR을 최대라 만들어주기 위한 최적의 β_d 는 3.4이며 이것을 만족하기 위해선 EOM1으로 입력되는 국부발진기 출력의 진폭이 $V_L \approx 5.41V$ 이고 전력이 24.7dBm 정도 필요하다. EOM을 광믹싱에 이용한 여러 실험에서는 국부 발진기의 출력을 증폭시켜 EOM으로 입력시키는 방법을 사용하여 광믹싱에 필요한 전력을 얻고 있다. [11]

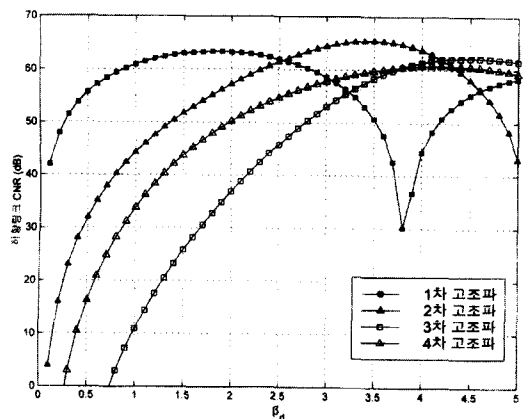


그림 2. n 차 고조파 믹싱에 의한 하향링크 CNR
Fig. 2. CNR for downlink signal mixed with n -th harmonic term.

LD에 의해 발생된 여러 가지 IMD의 형태 중에서 IM3(third order intermodulation distortion)은 주

파수 배치와 상관없이 신호의 대역에 항상 위치하면서 신호를 왜곡시킨다. IM3 가운데 가장 전력이 큰 $\omega_i + \omega_j - \omega_k$ 형태를 고려해서 하향링크의 혼변조 왜곡을 분석하였다.^[13] LD에서 발생하는 $\omega_i + \omega_j - \omega_k$ 형태의 IMD $\zeta_{LD}(t)$ 는 $3/2 \cdot m_i m_j m_k a_3 \cos(\omega_i + \omega_j - \omega_k)t$ 으로 표현되며 믹싱에 의해 IMD 광전력도 상향천이 되어 BS에서 수신된 IMD 전력은 $1/2 \cdot [3/2 \cdot P_{rd} Q_n(\beta_d) a_3 \Gamma \eta^3]^2 \cdot R_L$ 이 된다. 그러므로 하향 링크의 IM3 전력과 신호전력의 비 IM3/C는

$$\begin{aligned} \text{IM3/C} &= \frac{h_3 K_3(r) \frac{1}{2} \left\{ \frac{3}{2} P_{rd} Q_n(\beta_d) a_3 \Gamma \eta^3 \right\}^2 \cdot R_L}{\frac{1}{2} (P_{rd} Q_n(\beta_d) \Gamma \eta)^2 \cdot R_L} \\ &= \frac{9}{4} h_3 K_3(r) a_3^2 \eta^4 \end{aligned} \quad (14)$$

이된다. 여기서 h_3 는 신호 대역에 위치하는 혼변조 왜곡의 비율^[6], a_3 는 LD의 IM3 계수이고 $K_3(r)$ 는 N 개의 신호를 전송할 때 r 번째 신호에 발생하는 IMD의 개수로서 $r/2(N-r+1) + 1/2((N-3)^2-5) - 1/8(1-(-1)^N)(-1)^{(N+r)}$ 로 나타낼 수 있다. 식(14)로부터 IM3/C는 믹싱에 사용하는 고조파의 차수에 영향을 받지 않음을 알 수 있다.

그림 3은 구부 발전기의 $n=1,2,3,4$ 차 고조파항을 이용하여 $N=5$ 개의 IF 입력신호를 상향천이 시킬 때의 η 에 따른 하향링크 CNR과 IM3/C를 시뮬레이션 하였다.

표 1에 제시한 바와 같이 시뮬레이션에 사용된 소자의 파라메타 값은 대개 현재 상용중인 소자의 전형적인 값들이며 대역폭 B는 유럽 GSM 시스템에서 사용하는 300KHz를 사용하였고 Nd:YAG 레이저는 RIN이 -160B/Hz, LD는 RIN -140dB/Hz의 잡음 특성을 갖는다고 가정하였다. 이때 BS에서 수신된 광 DC 전력은 0dBm이고 β_0 는 최적의 값(1차 고조파 1.8, 2차 고조파 3.4, 3차 고조파 4.2, 4차 고조파 4.4)으로 조절되었고 IM3/C는 IMD의 영향이 가장 큰 세 번째 채널에 대해서 계산하였다. 10Km 전송했을 때 수신 광 DC 전력이 0dBm이 되기 위해서는 $P_0 = 10\text{dBm}$ (변조기 손실 : 7dB, 광섬유손실 : 0.2 dB/Km \times 10Km) 정도의 큰 LD의 광 DC 전력이 요구되지만 EDFA의 사용에 의해서 훨씬 적은 P_0 값을 갖는 LD를 사용할 수 있다. 또한 이 값은 하향링크에서 60dB CNR을 얻기 위한 것으로 밀리미터파를 사용하

는 본 논문의 경우는 셀반경이 작으므로 CNR이 60dB보다 작아도 복조하는데 문제가 없으므로 P_0 가 작은 LD를 사용할 수 있다.

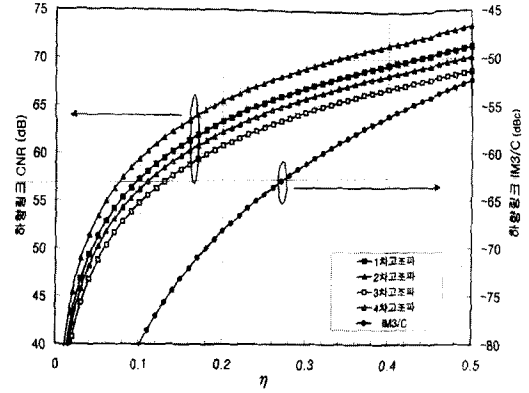


그림 3. 하향링크 CNR과 IM3/C

Fig. 3. CNR and IM3/C in downlink.

그림 3에서 모든 경우에 대해 η 가 증가할수록 CNR과 IM3/C의 크기가 커짐을 알 수 있다. 기존의 마이크로 셀룰라 시스템의 하향 링크에서 요구되는 CNR 및 IM3/C는 셀크기 및 사용 주파수 대역에 따라 다소 차이는 있지만 대략 CNR은 60dB 이상이고 IM3/C는 -60dBc 이하이다.^[4] 그림 3에서 2차 고조파를 사용할 때 요구 조건을 만족시키는 η 의 범위가 0.11에서 0.32까지로 가장 넓은 것을 알 수 있다. 만약 5개 이상의 채널을 전송한다면 각 채널의 CNR은 변하지 않지만, 채널의 수가 증가할수록 IMD 전력이 커져 같은 η 의 범위에서 -60dBc 이하의 IM3/C를 얻을 수 없다. 따라서 많은 채널을 전송하려면 선형성이 우수한 LD를 사용해야 한다.

IV. 상향 링크 SFDR

BS로 입력되는 상향링크 신호는 이동국의 위치에 따른 근원차 문제(near/far problem), 신호경로의 페이딩 등에 의해 신호 전력이 넓은 영역에 걸쳐 분포하게 되며 이러한 상향링크 입력 신호들이 CS로 전송되어 복조되기 위해서 넓은 다이내믹 레인지(dynamic range)를 갖는 광링크가 필요하다. 다이내믹 레인지란 이동국으로부터 입력되는 신호가 CS에서 잡음과 IMD의 영향을 무시하고 복조될 수 있는 입력 무선 신호 전력의 범위를 나타낸다.^[5]

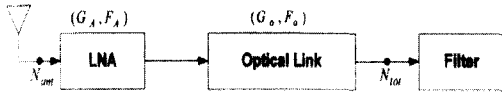


그림 4. 상향링크의 등가 모델
Fig. 4. Equivalent uplink model.

상향링크를 분석하기 위해 광링크를 그림 4와 같이 간단히 이득이 G_o , 잡음지수가 F_o 인 2단자 소자라 정의하면 제시된 상향링크의 이득과 잡음지수는

$$G_o = R_M R_L \left(\frac{\pi P_{ru} Q_n(\beta_u) \Gamma}{V_\pi} \right)^2 \quad (15)$$

$$F_o = 2 + \frac{N_u R_L}{k T_o B G_o} \quad (16)$$

와 같이 유도할 수 있다.^[14] 여기서 R_M 은 EOM3의 입력 저항이며 식(16)의 상수 “2”는 수동으로 정합된 (passively matched) 경우에 나타나는 기본적인 잡음 지수이다. 상향 광링크 잡음 N_u 는 식(13)에서 정의된 하향링크 잡음 N_d 에서 P_{rd} 대신에 P_{ru} 를 대입한 것이다. 그림 4에서 LNA와 광링크의 잡음 온도(noise temperature)는 $T_A = (F_A - 1)T$, $T_o = (F_o - 1)T$, ($T = 290^\circ K$)로 나타낼 수 있으며 상향링크 전체 시스템 잡음 온도는 $T_s = T_{ant} + T_A + T_o/G_A$ 로 나타낼 수 있다. 여기서, T_{ant} 은 안테나에 입력되는 외부 잡음(external noise)의 잡음 온도이고 F_A 는 LNA의 잡음지수이다. 이때 전체 출력 잡음 N_{tot} 은

$$\begin{aligned} N_{tot} &= G_A G_o k B T_s \\ &= G_A G_o k B (T_{ant} + (F_A - 1)T) + G_o k B T (F_o - 1) \end{aligned} \quad (17)$$

이 된다. LNA와 광링크가 잡음지수가 0인 이상적인 소자라면 N_{tot} 의 LNA 입력단에서의 등가잡음은 $N_{tot} / G_o G_A$ 가 되며 안테나에 수신되는 상향링크 신호 전력이 최소한 이 등가 잡음이 되었을 때 CS의 복조기 앞단에서의 CNR이 0dB가 된다. 그러므로 상향링크 신호의 최소 입력 전력 P_{min} 은

$$P_{min} = N_{tot} / G_o G_A \quad (18)$$

가 된다. 만약 T_{ant} 가 T 와 같다면 식(17)의 첫 번째 항은 $G_A G_o F_A k T B$ 이 되며 F_o 가 1 보다 충분히 큰 경우 식(16)을 이용하면 두 번째 항은 $N_u R_L$ 이 되므로 식(18)은

$$P_{min} = k T B F_A + N_u R_L / G_A G_o \quad (19)$$

가 된다.

상향링크 입력 신호 전력이 점점 커지게 되면 광링크 소자의 비선형성에 의해서 혼변조 왜곡이 점차 커지게 된다. 특히 문제시되는 IM3 전력은 입력 신호 전력이 1dB 커짐에 따라 3dB 만큼 커지게 되므로 최대 입력 신호의 세기는 보통 “two strong one weak” 조건을 고려하여 정한다. 이 조건은 최악의 조건으로 강한 신호들에 의해 발생된 $2\omega_i - \omega$, 형태의 IM3가 인접한 약한 신호에 영향을 미치게되는 경우이다. 만약 강한 신호들에 의한 IM3가 잡음 레벨 이하이면 그 영향을 무시할 수 있다.^[5] 따라서, 강한 신호들에 의해 발생된 IMD가 링크 잡음 레벨과 같을 때 최대 입력 신호의 세기를 정할 수 있다. 두 개의 강한 신호가 EOM3로 입력되었을 때 상향신호는

$$\begin{aligned} P_u &= \frac{P_{\omega}}{2} [1 - \sin(\alpha_1 \sin \omega_1 t + \alpha_2 \sin \omega_2 t)] \\ &\approx \frac{P_{\omega}}{2} [1 - 2J_1(\alpha_1)J_0(\alpha_2) \sin \omega_1 t \\ &\quad - 2J_1(\alpha_2)J_0(\alpha_1) \sin \omega_2 t \\ &\quad - 4J_1(\alpha_1)J_2(\alpha_2) \sin \omega_1 t \cos 2\omega_2 t \\ &\quad - 4J_1(\alpha_2)J_2(\alpha_1) \sin \omega_2 t \cos 2\omega_1 t] \end{aligned} \quad (20)$$

이며, 식(20)의 마지막 두 항이 EOM3에서 발생한 $2\omega_i - \omega$, 형태의 IMD를 나타낸다. 이러한 왜곡이 CS에 수신되었을 때 IM3의 전력은

$$IM3 = \frac{1}{2} [2P_{ru} Q_n(\beta_u) \Gamma J_1(\alpha_1) J_2(\alpha_2)]^2 \cdot R_L \quad (21)$$

이다. IM3가 N_{tot} 와 같을 때 안테나로 입력되는 강한 신호들 중 한 신호의 전력 즉, $1/2 \cdot (\alpha_i V_\pi / \pi)^2$ ($i=1$ 또는 2)을 계산하면, 최대 입력 전력은

$$P_{max} = \frac{1}{2R_M G_A} \left(\frac{V_\pi}{\pi} \right)^2 \times \left[\frac{128 N_{tot}}{h_3 c_3^2 P_{ru}^2 Q_n^2(\beta_u) \Gamma^2 R_L} \right]^{\frac{1}{3}} \quad (22)$$

이다. 식(22)를 얻을 때 $\alpha_1 = \alpha_2 \ll 1$ 이므로 $J_1(x) \approx x/2$, $J_2(x) \approx x^2/8$ 라 가정하였다. 광링크에서 잡음 및 IMD의 효과를 무시할 수 있는 입력 신호 전력의 범위, 즉 $P_{min} \sim P_{max}$ 을 SFDR이라 하며 광링크, 특히 상향링크의 특성을 분석하는데 사용된다.

그림 5는 2차 고조파를 믹싱에 이용했을 때 G_A 에

따른 P_{\min} 및 P_{\max} 를 시뮬레이션 하였다. CS에서 수신된 광 DC 전력이 5dBm이고 IMD와 열 잡음을 각각 20dB, 10dB 억압 시켰으며 표 1에서 제시된 소자의 파라미터 값을 이용하였다. 20dB 및 10dB의 억압은 마크로 셀룰라 시스템의 상향링크에서 요구되는 75dB 이상의 SFDR을 만족시키기 위한 조건을 나타낸다. IMD의 억압은 혼변조 왜곡이 현재보다 작도록 선형화된 EOM2를 이용하여 얻을 수 있다. 또한 tuned front-end수신기를 사용함으로써 수신기에서 발생하는 열잡음을 줄여줄 수 있다.^[15] 상향링크의 손실은 2개의 EOM에 의한 14dB, CS와 BS 사이의 거리의 2배에 해당하는 광섬유 손실, 광분리기의 손실(excess loss 1dB + N에 따른 손실)이다. 이러한 손실을 고려하였을 때 $P_s=20\text{dBm}$ 이고 각 링크에 이득이 25dB 인 EDFA를 사용하면 CS에서 수신된 광 DC 전력이 5dBm이 될 수 있다.(BS와 BS사이가 10Km, 100개의 BS) 상향링크도 75dB의 SFDR을 만족시키기 위해 이러한 결과가 도출되었지만 셀의 크기가 작아지면 하향링크와 마찬가지로 20dBm이하의 광 DC 전력과 더 낮은 EDFA의 이득으로 요구되는 SFDR을 만족시킬 수 있을 것이다.

그림 5에 나타난 두 그래프 사이의 수직방향의 차가 안테나로 입력될 수 있는 신호 전력의 범위인 SFDR을 나타낸다. 그림에서 LNA의 이득에 따라 SFDR의 크기가 변화함을 알 수 있다. 따라서 SFDR을 크게 해주면서 안테나 최소 입력 전력, 즉 sensitivity를 낮게 해주기 위해 LNA의 이득을 최적화시켜주는 것이 필요하다. 또한 P_m 가 동일하더라도 MTB일 때 2차 고조파를 사용하는 것이 다른 경우보

다 SFDR을 크게 할 수 있다. 그 이유는 식(19)와 식(22)에 의해 SFDR을 계산하면 SFDR이 $Q_n^{4/3}(\cdot)$ 에 비례하게 되고 2차 고조파일 때 $Q_n(\cdot)$ 의 값이 가장 크기 때문이다. LNA의 이득을 최적화 시켰을 때 마이크로 셀룰라 시스템에서 요구되는 75dB의 SFDR을 얻을 수 있었다. 이러한 SFDR은 3차 고조파를 이용한 믹싱보다 약 3dB정도 크다.

V. 결론

본 논문은 차세대 밀리미터 대역 마이크로 셀룰라 시스템에 적용할 수 있는 새로운 광링크 구조를 제시하였다. 제시된 링크구조에서 비선형성을 갖는 EOM에 국부발전 신호를 인가하여 QB에서는 국부발전기의 홀수 고조파, MTB에서는 짝수 고조파를 발생시킨 후 광믹싱을 하므로써 IF대역의 하향링크 입력 신호는 상향천이시키고, 밀리미터 대역의 상향링크 입력 신호는 하향천이시켰다. 각각의 바이어스 방법에 따라 하향링크에서의 CNR 및 IM3/C, 상향링크에서의 SFDR을 분석하였다. 제시된 시스템이 기준에 요구되는 60dB 이상의 CNR, -60dBc 이하의 IM3/C 및 75dB 이상의 SFDR을 만족시키기 위해서 요구되는 소자의 선형성, 열잡음 억압, EDFA에 의한 신호 증폭 정도를 상용 소자의 파라미터값을 이용한 시뮬레이션을 통해서 제시하였다. 또한 EOM을 이용한 믹싱에서 2차 고조파를 사용할 때 링크의 성능이 제일 우수함을 보였다.

참고 문헌

- [1] M. Gagnaire, "An Overview of Broad-Band Access Technologies," *Proc. IEEE*, vol. 85, no. 12, pp. 1958-1972, 1997.
- [2] J. C. Fan, L. Lu, and L. G. Kazovsky, "Dynamic Range Requirements for Microcellular Personal Communication Systems Using Analog Fiber Optic Links," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 45, no. 8, pp. 1390-1397, 1997.
- [3] K. Morita, and H. Ohtsuka, "The New Generation of Wireless Communications Based on Fiber Radio Technologies," *IEICE Trans. Comm.*, vol. E76-B, no. 9,

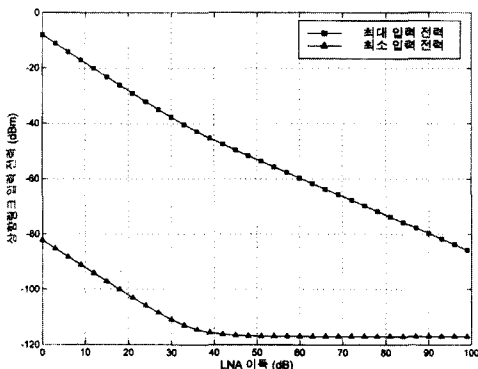


그림 5. 2차 고조파를 이용할 때 최대, 최소 입력 전력
Fig. 5. P_{\max} and P_{\min} on using 2nd harmonic term.

- pp. 1061-1068, 1993.
- [4] M. Shibutani, T. Kanai, and et al., "Optical Fiber Feeder for Microcellular Mobile Communication Systems(H-015)," *IEEE J. Selected Areas Comm.*, vol. 11, no. 7, pp. 1118-1126, 1993.
- [5] W. I. Way, "Optical Fiber-Based Microcellular Systems:An Overview," *IEICE Trans. Comm.*, vol. E76-B, no. 9, pp. 1091-1102, 1993.
- [6] J. Shyen Wu, J. Wu, and H. Tsao, "A Radio over Fiber Network for Microcellular System Application," *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, vol. 47, no. 1, pp. 84-94, 1998.
- [7] H. J. Thomas, N. Imai, and E. Ogawa, "An All Optical Base Station for MMW Microcell Radio Using Microwave Optical Mixing in LiNbO₃ Modulators," *IEICE Trans. Elect.*, vol. 80-C, no. 1, pp. 74-80, 1997.
- [8] L. Noel, D. Wake, and et al., "Novel Techniques for High Capacity 60GHz Fiber Radio Transmission Systems," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 8, pp. 1416-1423, 1997.
- [9] R. Braun, G. Grosskopf, and et al., "Optical Microwave Generation and Transmission Experiments in the 12 and 60GHz Region for Wireless Communications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, no. 4, pp. 320-329, 1998.
- [10] H. Ogawa, "Microwave and Millimeter Wave Fiber Optic Technologies for Subcarrier Transmission Systems," *IEICE Trans. Comm.*, vol. E76-B, no. 9, 1993.
- [11] A. C. Lindsay, and et al., "Photonic Mixers for Wide Bandwidth RF Receiver Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 9, pp. 2311-2317, 1995.
- [12] G. K. Gopolakrishnan, W. K. Burns and C. H. Bulmer, "Microwave Optical Mixing in LiNbO₃ Modulators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, no. 12, 1993.
- [13] J. C. Daly, "Fiber Optic Intermodulation Distortion," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-30, no. 8, 1982.
- [14] C. H. Cox, G. E. Betts, and L. M. Johnson, "An Analytic Experimental Comparison of Direct and External Modulation in Analog Fiber Optic Link," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 5, pp. 501-509, 1990.
- [15] K. E. Alameh and R. A. Minasian, "Tuned Optical Receivers for Microwave Subcarrier Multiplexed Lightwave Systems," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 5, pp. 546-551, 1990.

저 자 소 개



金 鍊 圭(學生會員)

1998년 2월 광운대학교 전기공학과 졸업 (공학사). 1998년 3월 ~ 현재 광운대학교 전기공학과 (석사과정).
주관심분야는 광-무선 융합 시스템, 이동통신 시스템 등임



朴 興 洙(學生會員)

1998년 2월 광운대학교 전기공학과 졸업 (공학사). 1998년 3월 ~ 현재 광운대학교 전기공학과 (석사과정).
주관심분야는 광-무선 융합 시스템, 이동통신 시스템, 광통신 시스템 등임

楊 勳 其(正會員) 第 35卷 第 8號 參照