

# 주파수 천이를 이용한 광무선 시스템에서 EOM의 바이어스 방식에 따른 광링크 성능 분석

## (Optic Link Performances on EOM's Biasing in Fiber-radio System)

吳世赫\*, 楊勳其\*\*, 崔永完\*\*\*

(Se-Hyuk Oh, Hoon-Gee Yang, and Young-Wan Choi)

### 요 약

본 논문은 주파수 천이를 적용시킨 광무선(fiber-radio)시스템의 광링크부에 대한 성능분석을 한다. 제시된 광링크부는 CS(control station)에서 얻어진 밀리미터파 대역 광파일럿톤(optical pilot tone)이 하향링크뿐만 아니라 상향링크에도 공급되도록 하여 BS(base station)의 구조를 간단히 하였다. 광파일럿톤을 얻기 위해 CS의 EOM(electro-optic modulator)을 MAB(maximum bias), MIB(minimum bias), QB(quadrature bias)로 바이어스를 달리할 수 있으며 각각의 경우에 따라 링크의 성능을 분석한다. 분석은 레이저 광원의 전력이 일정한 경우와 PD(photo detector)에 수신되는 광 DC 전력이 일정한 경우에 대해서 행하여지며 각 경우에 대해서 최적의 하향링크 CNR 및 상향링크 SFDR(spurious free dynamic range)을 얻기 위해 효과적인 바이어스 방식을 제시한다.

### Abstract

This paper evaluates the performance of an optic link in a frequency conversion based fiber-radio system. The proposed link structure simplifies a BS(base station) via making the MMW(millimeter wave) optical pilot tone generated in the CS(control station) be used in the uplink as well as in the downlink. To acquire the optical pilot tone, an EOM(electro-optic modulator) in the CS is biased in three different ways, i.e., MAB(maximum bias), MIB(minimum bias), QB(quadrature bias). We, depending on the biasing of the EOM, evaluate the link performances in two cases; one is for constant laser source power and the other for constant received DC optical power at a PD(photo detector). Based on the simulation results on the downlink CNR and the uplink SFDR(spurious free dynamic range), we finally deduce the effective EOM biasing for each case.

### I. 서 론

최근 이동통신 서비스의 사용자가 급속히 증가하고 있으며 그 사용범위 또한 넓어지고 있다. 이에 따라 다

\* 學生會員, \*\* 正會員, 光云大學校 電子工學部

(School of Electronic Eng., Kwangwoon Univ.)

\*\*\* 正會員, 中央大學校 電氣電子工學部

(School of Electrical and Electronics Eng., Chung-Ang Univ.)

接受日字: 2000年8月9日, 수정완료일: 2001年1月13日

양한 정보를 제공할 수 있는 멀티미디어 서비스와 함께 광대역 통신서비스에 대한 요구가 많아지게 되었다. 이를 만족시키기 위해 셀의 크기가 점점 작아져야 하므로 셀당 하나씩 존재하는 BS의 소형화가 중요시되고 있다<sup>[1]</sup>. 이를 위해 최근의 마이크로 셀룰라 시스템에서는 디지털 변복조기능을 BS에서 CS로 옮기고 BS는 송수신 기능만 갖도록 소형화시키고 있으며 CS와 BS는 광섬유로 연결하고 E/O(electrical to optical) 및 O/E(optical to electrical) 소자를 이용하여 원하는 형태로 변환하는 광무선 시스템이 주목을 받았다.<sup>[2]</sup> 주파수 사용의 효율을 더욱 높이기 위해서 MMW 대역의

신호를 광링크를 통해 전송하는 방법을 많이 연구하고 있으며 고려중인 방법으로 IF 신호를 광소자들의 비선형성에 의한 광믹싱을 이용하여 주파수 천이 시키는 방법, 밀리미터 신호를 E/O소자로 직접 변조해서 전송하는 방법, 두 개의 LD(laser diode)소스를 사용한 광헤테로다인 방법 등이 있다.<sup>[3,4]</sup> 본 논문에서는 EOM의 비선형성에 의한 주파수 천이 방법을 사용한 시스템을 고려하며 이의 구현을 위해 직렬로 연결된 두 개의 EOM을 사용한다. 첫 번째 EOM에는 MMW대역 파일릿톤 전기신호를 입력하여 광 파일릿톤을 발생하게 되는데 이때 EOM에는 3가지 바이어스를 선택할 수 있다. MAB와 MIB는 홀수차 고조파를 억압하며 QB는 짝수차 고조파를 억압한다. 그러므로 MAB나 MIB로 바이어스하고 믹싱을 위해 2차 고조파를 사용하는 경우 낮은 RF주파수의 국부발진기를 사용할 수 있다.<sup>[4]</sup> 특히 MIB는 DC광수신전력이 작으므로 수신단에서 광링크 잡음을 줄일 수 있다. 하지만 링크의 CNR은 링크 잡음뿐만 아니라 신호전력을 함께 고려해야 하며 이때는 주파수에 따라 변하는 EOM의 반전력전압(half power voltage)  $V_{\pi}$ 값에 영향을 받는다. 신호전력을 최대화 시켜줄 수 있는 국부발진 신호의 진폭 값은 EOM의 바이어스 방식에 따라 달라지며 MMW대역 파일릿톤이 이용되는 경우  $V_{\pi}$ 값은 상당히 커지므로 국부발진기의 진폭 값도 커지게 되어 전력 손실이 커진다.<sup>[5]</sup> 본 논문에서는 하향링크 CNR 및 상향링크 SFDR 관점에서 EOM의 바이어스 방식에 따른 링크 성능을 분석한다. 2장에서는 하향링크에서의 신호변환 과정을 설명하고 수신단에서의 CNR을 분석한다. 3장에서는 상향링크 시스템 모델을 제시하고 신호변환 과정을 설명하며 SFDR 관점에서 성능을 분석한다. 4장에서는 레이저 광전력이 일정한 경우 및 광신호를 증폭해서 PD에 수신되는 DC광수신 전력이 일정한 경우에 대해서 시뮬레이션에 의한 링크성능 결과를 제시하고 5장에서 결론을 내린다.

## II. 하향링크 분석

### 1. 신호분석

그림 1은 본 논문에서 분석하고자 하는 주파수 천이를 적용시킨 광무선 시스템의 광링크 구조이다. EOM을 E/O 변조기로 사용하고 주파수 천이를 사용하는 광링크구조이며 BS(base station)을 간소화하기 위해

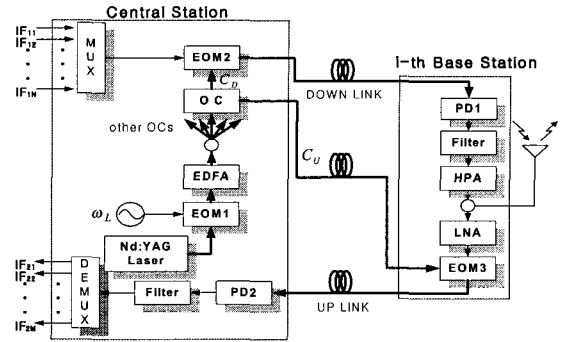


그림 1. 주파수 천이를 이용한 광링크 구조  
Fig. 1. Frequency conversion based optic link structure.

서 CS(control station)에서 E/O변환을 위해 사용했던 광원을 재사용하고 있다.  $IF_{i,l}$  ( $l=1,2,\dots,N$ )은 QPSK, QAM 등으로 변조된 IF대역 하향링크 입력 신호이며 EOM2에 의해 광신호로 변조되고 BS에 전송되어 전기신호로 변환된 후 BS에 속해있는 마이크로셀 내의 이동국으로 전송된다. 하향링크 입력 전기신호는 일반적으로 IF대역 신호를 FDM(frequency division multiplexing)으로 다중화한 형태로

$$s_d(t) = \sum_{k=1}^N V_k \cos(\omega_k t + \phi_k(t)) \quad (1)$$

로 표현할 수 있다. 여기서  $\omega_k$ 는  $k$ 번째 부반송파 주파수이고  $\phi_k(t)$ 는 메시지 정보를 가진 위상성분이다. EOM1에는 진폭이  $V_L$ 이고 MMW 대역 주파수  $\omega_L$ 에서 발진하는 국부 발진기 전기신호  $V_L \sin(\omega_L t)$ 가 입력된다. EOM1은 MAB, QB 또는 MIB의 세 가지 바이어스 방식을 사용하게 되는데 주파수 천이를 위해 쓰여질  $\omega_L$ 의 고조파 항에 따라 다르게 선택할 수 있다. EOM1의 출력은 광 파일릿톤으로서 EDFA(Erbium-doped fiber amplifier)에 의해 증폭된 후 BS갯수 만큼 분배기(splitter)를 통해 분배된다. 분배기를 통과한 광전력은 OC(optical coupler)에 입력되어  $C_D$ :  $C_U$  ( $=1-C_D$ )의 비로 나뉘는 후 각각 EOM2 및 BS의 EOM3로 공급된다. 본 논문에서는 계산을 간단히 하기 위해 광전력이 분배되지 않은 것으로 간주한다. EOM1의 출력 광전력  $P_1(t)$ 은 EOM1이 MAB일 때

$$P_1(t) = \frac{P_L L}{2} [1 + J_0(\beta_L) + 2J_2(\beta_L) \cos(2\omega_L t) + 2J_4(\beta_L) \cos(4\omega_L t) + \dots] \quad (2)$$

MIB일 때

$$P_1(t) = \frac{P_s L}{2} [1 - J_0(\beta_L) - 2J_2(\beta_L) \cos(2\omega_L t) - 2J_4(\beta_L) \cos(4\omega_L t) - \dots] \quad (3)$$

QB일 때

$$P_1(t) = \frac{P_s L}{2} [1 - 2J_1(\beta_L) \sin(\omega_L t) - 2J_3(\beta_L) \sin(3\omega_L t) - \dots] \quad (4)$$

이다. 여기서  $P_s$ 는 레이저 광원전력이고  $L$ 는 EOM의 삽입 손실이며  $\beta_L = (\pi/V_\pi) V_L$ 이고  $J_n(\cdot)$ 은  $n$ 차 Bessel 함수이다.<sup>[5]</sup> 유도과정을 간편히하기 위해 EOM2에 입력되는 전기신호가 진폭이  $V_T$ 이고 주파수가  $\omega_T$ 인 unmodulated 신호라 가정하자. 하향링크 성능을 분석하는 다음절에는 입력 전기신호가 FDM으로 다중화된 신호로 간주할 것이다. EOM2는 전기신호를 광변조 하기 위해 선형동작이 요구되므로 QB를 사용하게 된다. EOM2에서 광변조된 신호의 광파워는

$$P_2(t) = \frac{L}{2} [1 + \cos(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{V_\pi} V_T \sin(\omega_T t))] \times P_1(t) \times C_D \\ = \frac{L}{2} [1 - 2J_1(\beta_T) \sin(\omega_T t) - 2J_3(\beta_T) \sin(3\omega_T t) - \dots] \times P_1(t) \times C_D \quad (5)$$

이며 여기서  $\beta_T = (\pi/V_\pi) V_T$ 이다. EDFA의 효과는 여기서 생략하며 이에 관해서는 4절에서 언급할 것이다. 식 (5)를 정리하면 MAB일 때

$$P_2(t) \approx \frac{P_s L^2 C_D}{4} \begin{pmatrix} 1 + J_0(\beta_L) \\ + 2J_2(\beta_L) \cos(2\omega_L t) \\ - 2(1 + J_0(\beta_L))J_1(\beta_T) \sin(\omega_T t) \\ - 2J_2(\beta_L)J_1(\beta_T) \sin((2\omega_L + \omega_T)t) \\ + 2J_2(\beta_L)J_1(\beta_T) \sin((2\omega_L - \omega_T)t) \end{pmatrix} \quad (6)$$

MIB일 때

$$P_2(t) \approx \frac{P_s L^2 C_D}{4} \begin{pmatrix} 1 - J_0(\beta_L) \\ - 2J_2(\beta_L) \cos(2\omega_L t) \\ - 2(1 - J_0(\beta_L))J_1(\beta_T) \sin(\omega_T t) \\ + 2J_2(\beta_L)J_1(\beta_T) \sin((2\omega_L + \omega_T)t) \\ - 2J_2(\beta_L)J_1(\beta_T) \sin((2\omega_L - \omega_T)t) \end{pmatrix} \quad (7)$$

QB일 때

$$P_2(t) \approx \frac{P_s L^2 C_D}{4} \begin{pmatrix} 1 \\ - 2J_1(\beta_L) \sin(\omega_L t) \\ - 2J_1(\beta_T) \sin(\omega_T t) \\ + 2J_1(\beta_L)J_1(\beta_T) \cos((\omega_L - \omega_T)t) \\ - 2J_1(\beta_L)J_1(\beta_T) \cos((\omega_L + \omega_T)t) \end{pmatrix} \quad (8)$$

이 된다. 이 신호가 BS의 PD를 거쳐 전기신호  $i_d(t)$ 로 변환되고 변환된 신호중  $n$ 차 고조파 (MAB, MIB의 경우 짝수차 고조파  $2\omega_L, 4\omega_L, \dots$ , QB의 경우 홀수차 고조파  $\omega_L, 3\omega_L, \dots$ ) 성분은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_d(t) = \Gamma_1 P_{DC}^D Q_n(\beta_L) \times [2J_1(\beta_T) \sin((n\omega_L + \omega_T)t + \theta)] \quad (9)$$

여기서  $\theta$ 는  $n$ 이 짝수차 일 때 0, 홀수차 일 때  $\pi/2$ 이며  $\Gamma_1$ 는 PD1의 응답률(responsivity)을 나타내고,  $P_{DC}^D$ 는 수신된 광 DC 전력이다.  $P_{DC}^D$ 는 EOM1의 바이어스 방식에 따라 달라지는데 MAB일 경우  $P_s^D(1 + J_0(\beta_L))/4$ , MIB일 경우  $P_s^D(1 - J_0(\beta_L))/4$ , QB일 경우  $P_s^D$ 가 되며 이때  $P_s^D = P_s L^2 \rho C_D$ 이고  $\rho$ 는 광섬유의 손실을 나타낸다. 이때 식 (9)에서  $Q_n(\beta_L)$ 은 수식을 간단히 하기 위해 도입된 상수로서 다음과 같다.

$$Q_n(\beta_L) = \begin{cases} \frac{J_n(\beta_L)}{1 + J_0(\beta_L)} & \text{for MAB } (n = \text{even}) \\ J_n(\beta_L) & \text{for QB } (n = \text{odd}) \\ \frac{J_n(\beta_L)}{1 - J_0(\beta_L)} & \text{for MIB } (n = \text{even}) \end{cases} \quad (10)$$

## 2. 성능분석

앞절에서는 하향링크 전기신호가 다중화 되지 않은 신호인 경우에 대해서 신호의 흐름을 조사하였다. 본절에서는 입력 전기신호가  $N$ 개의 IF대역 신호가 FDM된 형태를 갖는 경우에 대해서 하향링크 성능을 조사하자.

$N$ 개의 캐리어주파수가 동일 레벨로 다중화 되었을 때 식 (1)에서 식 (9)까지의 과정을 되풀이하면  $i_d(t)$ 는 식 (9)의 우변에  $J_0(\beta_T)^{N-1}$ 이 곱해진 형태로 근사화된다. 그러므로 하향링크의 CNR은 다음과 같다.

$$CNR_D = \frac{\frac{1}{2} [2J_1(\beta_T) J_0(\beta_T)^{N-1} \Gamma_1 P_{DC}^D Q_n(\beta_L)]^2}{B(I_{th} + 2e\Gamma_1 P_{DC}^D + RIN\Gamma_1^2 P_{DC}^D)} \quad (11)$$

식 (11)에서 분모항은 전체 광링크 잡음으로  $I_{th}$ 는 열잡음 전류(thermal noise current), 두 번째 항은 산란잡음 (shot noise), 마지막 항은 RIN 잡음이다. 여기서  $B$ 는 신호 대역폭,  $e$ 는 단위 electron charge, RIN은 relative intensity값이다.<sup>[1]</sup>

### III. 상향링크 분석

#### 1. 신호분석

안테나에서 수신된 신호는 LNA(Low Noise Amplifier)를 거친 후 EOM3에서 광신호로 변환된다. EOM3에 입력되는 전기신호는 진폭이  $V_R$ 이고 주파수가 MMW대역 주파수  $\omega_R$ 인  $s_u(t) = V_R \sin(\omega_R t)$ 로 가정하자. EOM3는 전기 신호를 광변조 하기 위해 선형적인 동작이 요구되므로 QB로 바이어스 되고 EOM3에 입력되는 광원은 CS의 EOM1 출력신호를 이용한다. 이때 EOM3에서 광변조된 신호의 광파워는

$$P_3(t) = P_1(t) \rho C_U \times \frac{L}{2} [1 - 2J_1(\beta_R) \sin(\omega_R t) - 2J_3(\beta_R) \sin(3\omega_R t) - \dots] \quad (14)$$

이 된다. EOM1이 MAB일 때

$$P_3(t) \approx \frac{P_S L^2 \rho C_U}{4} \begin{pmatrix} 1 + J_0(\beta_L) \\ + 2J_2(\beta_L) \cos(2\omega_L t) \\ - 2(1 + J_0(\beta_L))J_1(\beta_R) \sin(\omega_R t) \\ - 2J_1(\beta_R)J_2(\beta_L) \sin((\omega_R + 2\omega_L)t) \\ - 2J_1(\beta_R)J_2(\beta_L) \sin((\omega_R - 2\omega_L)t) \end{pmatrix} \quad (15)$$

QB일 때

$$P_3(t) \approx \frac{P_S L^2 \rho C_U}{4} \begin{pmatrix} 1 \\ - 2J_1(\beta_L) \sin(\omega_L t) \\ - 2J_1(\beta_R) \sin(\omega_R t) \\ + 2J_1(\beta_L)J_1(\beta_R) \cos((\omega_R - \omega_L)t) \\ - 2J_1(\beta_L)J_1(\beta_R) \cos((\omega_R + \omega_L)t) \end{pmatrix} \quad (16)$$

MIB일 때

$$P_3(t) \approx \frac{P_S L^2 \rho C_U}{4} \begin{pmatrix} 1 - J_0(\beta_L) \\ - 2J_2(\beta_L) \cos(2\omega_L t) \\ - 2(1 - J_0(\beta_L))J_1(\beta_R) \sin(\omega_R t) \\ + 2J_1(\beta_R)J_2(\beta_L) \sin((\omega_R + 2\omega_L)t) \\ + 2J_1(\beta_R)J_2(\beta_L) \sin((\omega_R - 2\omega_L)t) \end{pmatrix} \quad (17)$$

이고 여기서 MMW대역의 신호가 중심 주파수  $(\omega_R - n\omega_L)$ 인 IF대역으로 천이가 이루어진다. 이때  $C_U$ 는  $(1 - C_D)$ 로 OC의 coupling ratio를 나타낸다. BS에서 CS로 전달되는 상향링크 신호의 광신호전력은 CS의 PD를 거쳐 전기 신호로 변환되고 수신된 신호중  $n$ 차 고조파 항에 의해 하향천이된 신호는 다음과 같

이 나타낼 수 있다.

$$i_u(t) = \Gamma_2 P_{DC}^U Q_n(\beta_L) \times [2J_1(\beta_R) \sin((\omega_R - n\omega_L)t + \theta)] \quad (18)$$

식 (18)에서  $P_{DC}^U$ 는 CS에서 수신된 광 DC 전력으로 EOM1의 바이어스 방식에 따라 MAB일 경우  $P_S^U(1 + J_0(\beta_L))/4$ , QB의 경우는  $P_S^U$ , MIB일 경우  $P_S^U(1 - J_0(\beta_L))/4$ 가 되며  $P_S^U = P_S L^2 \rho C_U$  이다.  $\Gamma_2$ 는 PD2의 응답률,  $Q_n(\beta_L)$ 은 식 (10)의 값과 같고  $n$ 은 MAB, MIB의 경우 짝수이고 QB의 경우 홀수이다.

#### 2. 성능분석

전체 상향링크는 LNA와 EOM3로 부터 PD2까지의 피더로 구성되어 있다. 그러므로 전체 링크의 이득은 LNA이득  $G_A$ 와 피더 이득  $G_0$ 의 곱이 된다. 피더의 입력전력은 EOM3의 입력저항이  $R_M$ 인 경우  $P_{in} = V_R^2/2R_M$ 이 된다. PD2에 수신된 전기신호  $i_u(t)$ 는 근사

식  $J_1(\beta_R) \approx \beta_R/2 = \frac{\pi}{2V_\pi} V_R$ 을 사용하므로써

$$i_u(t) \approx \Gamma_2 P_{DC}^U Q_n(\beta_L) \times \left[ \frac{\pi}{V_\pi} V_R \sin((\omega_R - n\omega_L)t + \theta) \right] \quad (19)$$

로 근사화 시킬 수 있다. 그러므로 출력 파워는

$$P_{out} = R_L \cdot i_u^2 = R_L \cdot \left( \frac{\Gamma_2 P_{DC}^U Q_n(\beta_L) \pi}{V_\pi} \right)^2 \frac{V_R^2}{2} \quad (20)$$

이 되고 여기서  $R_L$ 은 수신기의 부하 저항이다. 그러므로 광링크의 등가이득  $G_0$ 는

$$G_0 = \frac{P_{out}}{P_{in}} = R_M R_L \left( \frac{\Gamma_2 P_{DC}^U Q_n(\beta_L) \pi}{V_\pi} \right)^2 \quad (21)$$

이 된다. 하향링크와 마찬가지로 상향링크 피더잡음  $N_U$ 는 열잡음, 산탄잡음, RIN 잡음의 합으로서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$N_U = B(I_{th} + 2e\Gamma_2 P_{DC}^U + RIN \Gamma_2^2 P_{DC}^U)^2 \quad (22)$$

CS의 수신단 잡음  $N_U R_L$ 은 피더의 등가 잡음지수 (noise figure)를  $F_0$ 라 할 때  $N_U R_L = KTB G_0 F_0$ 이 성립하여야 한다. 여기서  $T$ 는 290K,  $K$ 는 Boltzman상수를 나타낸다.<sup>[6]</sup> 그러므로  $F_0$ 는

$$F_0 = 2 + \frac{N_U R_L}{KTBG_0} \quad (23)$$

이 되며 식 (23) 우측항의 상수 2는 passive matching 에서 생겨나는 추가적인 3dB 잡음지수이다.<sup>[7,8]</sup> 식 (10) 을 이용해서 식 (21)을 풀어보면  $G_0$ 는  $J_n^2(\beta_L)$ 과 비례 함을 알 수 있다. 이는 상향링크 신호가 광 파일럿톤에 의해 천이 되기 때문이다. 상향링크에서 안테나 잡음  $N_{ANT}$ 는 LNA에 의해 증폭되고 피더 잡음과 합쳐지게 된다. 전체 시스템 잡음온도(noise temperature)  $T_s$ 는

$$T_s = \frac{T_{ANT} + T_A + T_0/G_A}{T_{ANT} + (F_A - 1)T + (F_0 - 1)T/G_A} \quad (24)$$

로 표현되며  $F_A$ 는 LNA의 잡음 지수이고  $T_{ANT}$ ,  $T_A$ ,  $T_0$ 는 각각 안테나, LNA, 광링크의 등가 잡음온도를 나타낸다.<sup>[6]</sup> 그러므로 CS에서의 전체 잡음 전력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} N_{tot} &= G_A G_0 K B T_s \\ &= G_A G_0 K B (T_{ANT} + (F_A - 1)T) + G_0 K B T (F_0 - 1) \\ &= G_A G_0 K B (T_{ANT} + T) + G_0 K B T (F_0 - 1) \end{aligned} \quad (25)$$

일반적으로 상향링크 신호는 near-far effects, fading 등 때문에 전력변화가 크며 따라서 상향링크 피더는 SFDR값이 커야 한다. 피더의 최소 RF 입력전력  $P_{min}$ 은 충분히 커서 CS단에 도달했을 때 전체 잡음전력  $N_{tot}$  이상 되어야 신호의 복조가 가능하다.<sup>[7]</sup> 그러므로

$$P_{min} = \frac{N_{tot}}{G_A G_0} \quad (26)$$

의 관계가 성립한다. 반면에 피더의 입력 신호전력이 커지면 IM3 전력이 신호전력의 3제곱배만큼 급속히 커지므로 입력신호전력의 최대 값은 이로 인한 IM3 전력이  $N_{tot}$  이하가 될 정도로 크지 않아야 한다. 일반적으로 한 마이크로 셀 내에서 BS 가까이에서 동시에 신호를 보내는 이동국의 수가 2개 이상인 경우는 거의 없으므로 IM3 전력을 계산하기 위해서 two-strong one-weak condition을 적용한다.<sup>[7]</sup> BS 근처에 있는 2개의 이동국으로 부터 수신된 two strong 신호가 LNA에 의해 증폭된 후 EOM3에 입력되는 전기 신호를  $V_1 \sin \omega_1 t + V_2 \sin \omega_2 t$ 라 하자. 이 경우 EOM3의 출

력  $P_3(t)$ 은

$$P_3(t) = \frac{L}{2} [1 - \sin(\beta_1 \sin \omega_1 t + \beta_2 \sin \omega_2 t)] \times P_1(t) \quad (27)$$

이 되고 이때  $\beta_1 = (\pi/V_\pi)V_1$ ,  $\beta_2 = (\pi/V_\pi)V_2$ 이 된다. 식 (27)을 Bessel 함수에 의해 전개하고 신호성분을 제외한 IM3성분만 보면 EOM1이 MAB인 경우

$$P_{IM} = \Gamma_2 P_{DC}^U Q_n(\beta_L) \times 2 \times \left[ \begin{aligned} &J_1(\beta_2) J_2(\beta_1) \sin[(2\omega_1 - \omega_2 - 2\omega_L)t] \\ &+ J_1(\beta_1) J_2(\beta_2) \sin[(2\omega_2 - \omega_1 - 2\omega_L)t] \end{aligned} \right] \quad (28)$$

MIB인 경우

$$P_{IM} = -\Gamma_2 P_{DC}^U Q_n(\beta_L) \times 2 \times \left[ \begin{aligned} &J_1(\beta_2) J_2(\beta_1) \sin[(2\omega_1 - \omega_2 - 2\omega_L)t] \\ &+ J_1(\beta_1) J_2(\beta_2) \sin[(2\omega_2 - \omega_1 - 2\omega_L)t] \end{aligned} \right] \quad (29)$$

QB인 경우

$$P_{IM} = \Gamma_2 P_{DC}^U Q_n(\beta_L) \times 2 \times \left[ \begin{aligned} &J_1(\beta_2) J_2(\beta_1) \cos[(2\omega_1 - \omega_2 - \omega_L)t] \\ &+ J_1(\beta_1) J_2(\beta_2) \cos[(2\omega_2 - \omega_1 - \omega_L)t] \end{aligned} \right] \quad (30)$$

이 된다. two strong 신호전력이 동일하다 가정하면, 즉  $\beta_1 = \beta_2 = \beta_{MAX}$ 인 경우 IM3전력의 최대 값은  $N_{tot}$ 와 같아야 하므로

$$N_{tot} = \frac{1}{2} h_3 C_3^2 R_L [2J_1(\beta_{MAX}) J_2(\beta_{MAX}) \Gamma_2 P_{DC}^U Q_n(\beta_L)]^2 \quad (31)$$

이 성립한다. 여기서  $C_3$ 는 IM3 억압레벨이고  $h_3$ 는 신호대역폭에 놓이게 되는 IM3 전력으로 보통 0.6 근처의 값을 사용한다.<sup>[9]</sup> Bessel 함수는 근사적으로  $J_1(x) \approx x/2$ 와  $J_2(x) \approx x^2/8$ 이 성립하므로 이를 이용하면

$$N_{tot} \approx \frac{1}{2} h_3 C_3^2 R_L \frac{1}{64} \left(\frac{\pi}{V_\pi}\right)^6 [\Gamma_2 P_{DC}^U Q_n(\beta_L)]^2 (V_R^{max})^3 \quad (32)$$

이 된다. 그러므로 최대 RF 입력전력  $P_{max}$ 는

$$P_{max} = \frac{V_\pi^2}{2R_M G_A \pi^2} \left( \frac{128 N_{tot}}{h_3 C_3^2 R_L [\Gamma_2 P_{DC}^U Q_n(\beta_L)]^2} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (33)$$

로 나타낼 수 있다. SFDR은 피더가 수용할 수 있는 입력신호 전력의 범위로써  $P_{max} - P_{min}$ 이다. SFDR 값은  $G_A$ 에 따라 변화하며 안테나에 수신된 안테나 잡음과 피더 잡음이 같을 때 최적의  $G_A$ 값이 정해진다.<sup>[9]</sup>

그러므로 최적의  $G_A$  값을  $G_A^{opt}$  라고 하면

$$G_A^{opt} = \frac{N_U R_L}{KB(T_{ANT} + T_A)G_0} \quad (34)$$

가 된다.  $G_A = G_A^{opt}$  이고  $T_{ANT} = T$ ,  $F_0 \gg 1$  인 경우 SFDR은 다음과 같이 간략화 할 수 있다.

$$SFDR = \left\{ \frac{2I_n^2 (P_{DC}^U Q_n(\beta_L))^2}{\sqrt{h_3 C_3 B(I_n + 2eI_n P_{DC}^U + RIN R^2 P_{DC}^U)}} \right\}^{\frac{2}{3}} \quad (35)$$

IV. 시뮬레이션 및 분석

표 1은 본 절의 시뮬레이션에서 사용한 파라메타 값이다. 본절에서 얻어진 모든 파형들은 MAB와 MIB인 경우는 2차 고조파, QB인 경우는 1차 고조파를 이용해 주파수천이를 시킨 경우로 한정했다. 더 높은 고조파를 사용할 수는 있지만 그 경우  $Q_n(\beta_L)$  값에 의해  $i_d(t)$  및  $i_u(t)$  모두 작아지므로 링크 성능이 더 나빠져서 더 높은 고조파의 경우는 배제하였다.

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

NF	3dB
$R_L$	50Ω
$R_M$	50Ω
K	$1.38 \times 10^{-23} J/K$
T	300° K
B	300KHz
e	$1.6 \times 10^{-19} C$
$\Gamma$	0.9 A/W
$h_3$	0.66
$C_3$	0.1 (=20dB)

1. 레이저 광원의 출력전력이 일정한 경우  
레이저 광원의 광전력  $P_S$ 를 일정하게 하고 EOM1 바이어스에 따른 하향링크 CNR과 상향링크 SFDR 값을 조사하였다. 그림 2는 EOM1의 바이어스 방식을 변화시키면서  $\beta_L$  값에 따른 CNR값의 변화를 나타내었다.  $P_S=13dBm$ 로 하였고 FDM으로 다중화된 신호의 개수는  $N=10$ 으로 하였다. EOM1이 MAB 이면서  $\beta_L = 3.4610$ 일 때 CNR값이 최대가 되었다.  $\beta_L$ 이 2.5보다

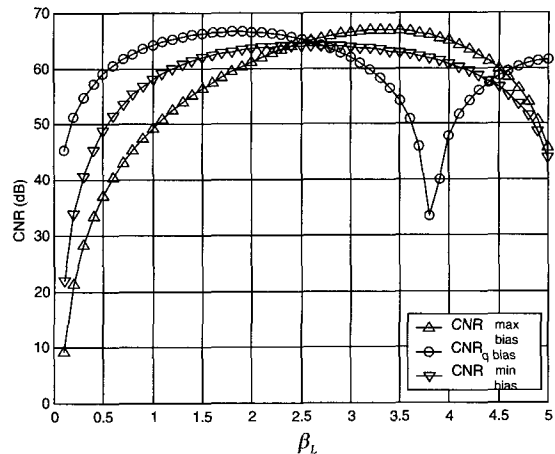


그림 2.  $P_S$  고정시 하향링크 CNR

Fig. 2. Downlink CNR for constant  $P_S$ .

작을 때는 EOM1이 QB된 경우 MAB와 MIB보다 CNR값이 항상 컸다.  $\beta_L$ 은  $(\pi/V_x)V_L$ 에 의해 정해지며 EOM1의 발진 주파수  $\omega_L$ 이 MMW대역 주파수이므로 보통의 경우  $V_x$ 는 보통 8이상의 값을 갖는다. 그러므로 실제로  $V_L$  값을 10volt 정도로 충분히 크게 하지 않고서는  $\beta_L$  값을 3 보다 크게 할 수 없으므로 실제로는 EOM1의 바이어스를 QB나 MIB를 사용해야 한다. QB는 CNR을 크게 할 수 있고 MIB는 2차 고조파로 천이가 가능하여 낮은 주파수를 갖는 국부 발진기를 사용할 수 있는 장점이 있다. 그림 3은  $P_S (=20dBm)$ 를 고정시키고  $\beta_L$ 의 변화에 따른 상향링크 SFDR 값의 변화를 식 (35)를 이용해서 얻었다. 하향링크 CNR의 경우와 마찬가지로  $\beta_L$ 이 2.5 이하에서는 QB의 경우 가장 큰 SFDR 값을 얻을 수 있었다. 그림

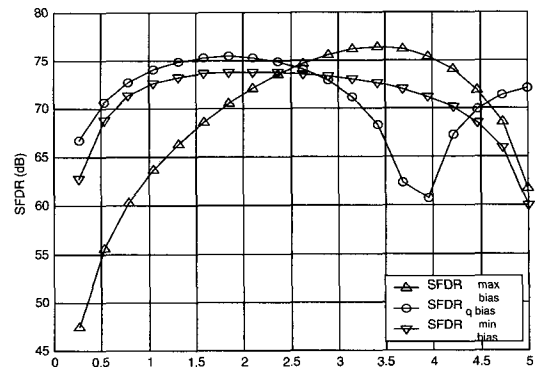


그림 3.  $P_S$  고정시 SFDR

Fig. 3. Uplink SFDR for constant  $P_S$ .

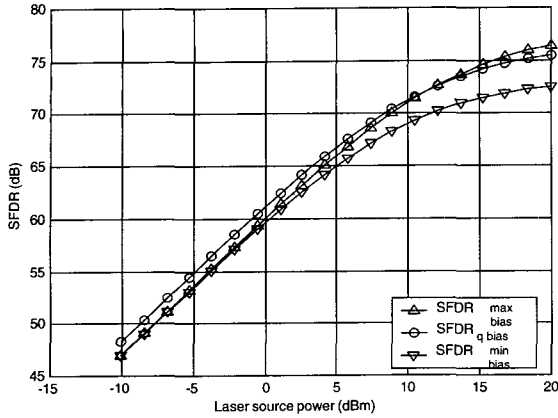


그림 4. 최적의  $\beta_L$ 에서의 상향링크 SFDR  
Fig. 4. Uplink SFDR for Optimal  $\beta_L$ .

4는 SFDR을 최대화시키기 위해서 MAB와 MIB일 때  $\beta_L=3.4610$ , QB일 때  $\beta_L=1.8410$  등 최적의  $\beta_L$ 값이 사용되었을 때  $P_S$ 값의 변화에 따른 SFDR 파형을 나타내었다.  $P_S$ 값이 충분히 큰 경우에는 MAB가 SFDR을 가장 크게 할 수 있지만 그 외의 경우에는 QB의 SFDR 값이 가장 컸다.

2. 광 DC 전력이 일정한 경우

앞절에서는  $P_S$ 를 기준으로 성능을 분석하였다. 본절에서는 PD가 최대 수용할 수 있는 광 DC 전력이 정해져서  $P_{DC}^D$  or  $P_{DC}^U$ 가 최대 값으로 일정한 경우에 대해서 하향링크와 상향링크를 분석한다. 광 DC 전력을 최대화하는 것은  $P_S$ 를 증가시키거나 EDFA에 의해 EOMI의 출력 광전력을 증폭시켜 가능하다. 하향링크의 경우 CNR은 바이어스에 관계없이  $P_{DC}^D$ 가 동일하므로  $Q_n(\beta_L)$ 에 의해 결정된다.

그림 5는  $\beta_T=0.05$ ,  $P_{DC}^D=20mW$ 로 하고 EOMI의 바이어스를 바꿔가면서  $\beta_L$ 에 따른 CNR파형을 나타낸 것이다. CNR의 최대값은  $P_S$ 가 고정되었던 경우와 마찬가지로 MAB에서  $\beta_L=3.4610$ 일 때 얻을 수 있었다. 하지만 앞서 설명한 바와 같이  $\beta_L$ 을 크게 하는 것이 용이하지 않으므로 QB나 MIB를 사용해야 한다. 광 DC 전력이 동일한 경우에는  $\beta_L=1.3$  이하인 경우 MIB가 CNR을 가장 크게 할 수 있다.

그림 6에서는 상향링크에 수신되는 광 DC 전력  $P_{DC}^U$ 가 일정한 경우의 EOMI 바이어스에 따른 SFDR 파형을 나타내었다. 하향링크 경우와 마찬가지로  $\beta_L$ 이

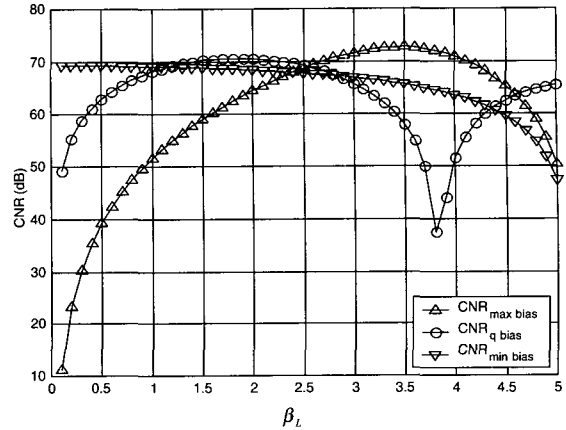


그림 5.  $P_{DC}^D$  고정시 하향링크 CNR  
Fig. 5. Downlink CNR for constant  $P_{DC}^D$ .

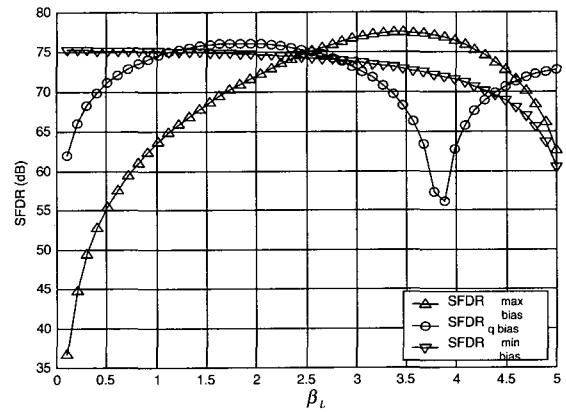


그림 6.  $P_{DC}^U$  고정시 상향링크 SFDR  
Fig. 6. Uplink SFDR for constant  $P_{DC}^U$ .

적은 경우 MIB가 SFDR 값을 가장 크게 할 수 있었다. 그림 7에서는 바이어스 방식에 따라 최적의  $\beta_L$ 을 사용한 경우에 대해서  $P_{DC}^U$ 의 변화에 따른 SFDR 파형을 나타내었다. SFDR을 최대화시키기 위해서 최적의  $\beta_L$ 값, 즉 MAB일 때 3.4610, QB일 때 1.8410, MIB일 때 0.0010을 사용하였다. MIB의 경우는  $\beta_L$ 값이 적으면 적을수록  $Q_n(\beta_L)$  값이 커지므로 임의로 작은 값을 택하였다.  $P_{DC}^U$ 가 일정한 경우 MAB, QB, MIB순으로 SFDR이 크다. 하지만 MAB의 경우는  $\beta_L$  값을 크게 하기 힘들고 QB는 MIB보다 1.5dB정도의 SFDR 개선을 위해  $\beta_L$  값을 충분히 크게 해야하고 더 높은 발진 주파수를 갖는 국부 발진기를 사용해야 하는 단점을 지닌다.

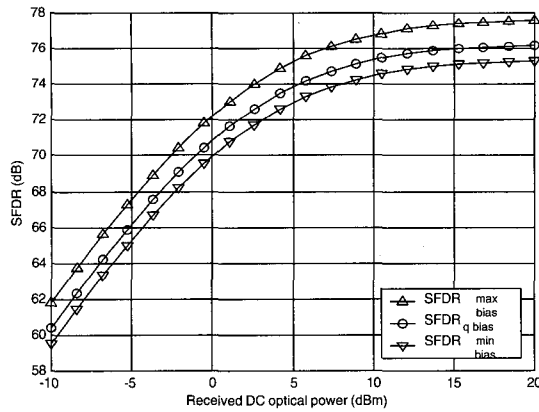


그림 7. 최적  $\beta_L$  사용시 상향링크 SFDR  
 Fig. 7. Uplink SFDR for optimal  $\beta_L$ .

### V. 결론

본 논문에서는 주파수 천이 기법을 사용한 광-무선 시스템의 링크구조를 제시하고 링크의 성능을 분석하였다. 광믹싱에 이용되는 광 파일릿톤을 얻기 위해서 EOM의 바이어스를 MAB, MIB 및 QB를 사용할 수 있으며 각각의 방법은 레이저 광원이 일정한 경우와 수신기에 수신되는 광 DC 전력이 일정한 경우에 대해서 각각 장단점을 가지고 있었다. 레이저 광전력이 일정한 경우는 MAB가 하향링크 CNR 및 상향링크 SFDR을 최대로 할 수 있지만 이 경우 국부 발진 신호의 진폭 값이 상당히 커야하는 단점이 있었다. 수신기의 수신 광 DC 전력이 일정한 경우 하향링크 CNR 및 상향링크 SFDR이 가장 우수한 바이어스 방식은 국부발진 신호의 진폭 값에 따라 달리 나타났다.  $V_{\pi}$  값이 8이러 가정할 때 발진신호의 진폭 값이 3volt 이하 즉,  $\beta_L$ 이 1.5인 경우는 MIB가 성능이 가장 우수했다. 결론적으로  $\beta_L$ 을 충분히 크게 해줄 수 없는 경우 광원전력  $P_s$ 가 일정하다면 QB를 사용하는 경우가 높은 CNR과 SFDR을 얻을 수 있었다. 그러나 EOMI의 출력력을 EDFA를 이용하여 PD가 받아들일 수 있을 정도로 충분히 크게 증폭시켜 줄 경우 MIB를 사용하게 되면  $\beta_L$  값이 충분히 작은 경우 하향링크 CNR 및 상향링크 SFDR을 충분히 크게 할 수 있었다.

### VI. 참고문헌

[1] W. I. Way, "Optical fiber-based microcellular

systems : An overview", IEICE Trans. Comm. Vol. E76-B, No.9, 1993, pp. 1091-1102.

[2] Kozo Morita, Hirroyuki Ohtsuka, "The New Generation of Wireless Communications Based on Fiber-Radio Technologies" IEICE Trans. Comm. Vol. E76-B, No.9, 1993, pp. 1061-1068.

[3] H. Ogawa, "Millimeter-Wave Fiber Optics System for Personal Radio Communication", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.40, No.12, 1992, pp.2285- 2293.

[4] Howard J. Thomas, Nobuaki Imai, and Eiichi Ogawa, "An all-optical base station for MMW Micro-cell Radio using microwave-optical mixing in LiNbO3 Modulators", IEICE Trans. Electron, Vol. E80 C No. 1 January, 1997, pp. 74-80.

[5] Ganesh K. Gopalakrishnan, William K. Burns, Catherine H. Bulmer, "Microwave-Optical Mixing in LiNbO3 Modulators", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.41, No.12, pp. 2383-2391, December, 1993

[6] Sklar, B., Digital communications Fundamentals and Applications, Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1988

[7] Jiunn-Shyen Wu, et al., "A Radio-over-Fiber Network for Microcellular System Application", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.47, No.11, 1998, pp. 84-94.

[8] 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 Transactions on Micro-wave Theory and Techniques, Vol.38, No.5, 1990, pp.501-509.

[9] R. Gross and R. Olshansky, "Multichannel Coherent FSK experiments using subcarrier multiplexing techniques," J. Lightwave Technol., Vol. 8, No. 3, pp. 406-415, 1990.

[10] A.J. Cooper, D.M. Smith and R.P. Merrett, "A cordless access system using radio-over-fiber techniques", in Proc. 41th IEEE Veh. Technol. conf., 1991, pp.921-924.



저 자 소 개



吳世赫(學生會員)

1973년 4월 18일생. 1999년 2월 광  
운대학교 전파공학과 졸업(학사).  
1999년 3월~광운대학교 전파공학  
과 석사과정. 주관심분야는 이동통  
신 시스템

楊勳其(正會員) 第37卷 10號 參照

崔永完(正會員) 第37卷 SD編 第4號 45~52 參照