

무선 광파이버 네트워크(RoF)을 위한 APD 광전 믹싱검파의 주파수 특성

논문

58-7-19

Frequency Characteristics of Electronic Mixing Optical Detection using APD for Radio over Fiber Network

최영규[†]
(Young-Kyu Choi)

Abstract - An analysis is presented for super-high-speed optical demodulation by an avalanche photodiode(APD) with electric mixing. A normalized gain is defined to evaluate the performance of the optical mixing detection. Unlike previous work, we include the effect of the nonlinear variation of the APD capacitance with bias voltage as well as the effect of parasitic and amplifier input capacitance. As a results, the normalized gain is dependent on the signal frequency and the frequency difference between the signal and the local oscillator frequency. However, the current through the equivalent resistance of the APD is almost independent of signal frequency. The mixing output is mainly attributed to the nonlinearity of the multiplication factor. We show also that there is an optimal local oscillator voltage at which the normalized gain is maximized for a given avalanche photodiode.

Key Words : Optical mixing, Photo-detection, Frequency conversion, RoF(Radio over Fiber), APD

1. 서 론

최근 미래의 무선접속 네트워크에 필요한 서비스 가능 영역의 확장, 서비스 가능 정보대역의 확대, 보다 더 많은 채널 용량의 확보를 위하여 밀리미터파 영역에서 동작하는 RoF(Radio-over-Fiber)시스템에 대한 이론 연구가 활발히 진행되고 있다. 광파이버 통신망을 근간으로 하는 밀리미터파 무선접속 시스템의 기본 구조를 그림 1에 보였다. 이 시스템에서 무선신호는 중앙통제국(central station)에서 생성되고 무선 기지국파는 밀리미터파로 변조된 광신호 형태로 정보를 주고 받는다.

각 기지국은 밀리미터파 주파수의 무선신호중 극히 일부 분만을 필요로 하기 때문에 이러한 시스템에서는 한 개의 중앙통제국이 많은 기지국을 담당할 수 있다. 이러한 경우에 무선 기지국에서는 광전 믹서(optoelectronic mixer)를 이용하여 광전, 또는 전광변환만을 수행하면 된다. 무선 주파수 영역에서의 변조, 복조, 채널제어 등과 같은 복잡한 모든 기능들은 중앙 통제국에서 이루어진다. 무선 기지국의 광전 변환은 포토다이오드(p-i-n PD, APD)를 이용하여 다음과 같은 3가지 형태의 광전 믹서 ; 1) 포토파라메트릭 증폭기 [4], 2) 마이크로파 국부신호를 발생하는 광전 믹서[5-8], 3) 강도변조된 광국부 신호를 이용하는 광전 믹서[9-11] 를 도입할 수 있다.

여기서 우리는 지금까지 진행되어 온 포토다이오드를 이

용하는 광전 믹싱에 관한 많은 이론적[12], 실험적 연구 [11-13]에 주목할 필요가 있다. 마이크로파 국부신호를 이용하는 광전 믹서에서는 주파수 변환이 바이어스 전압에 의존하는 포토다이오드의 감도에 의해 발생한다. 다시 말해서, 강도변조된 광신호는 마이크로파 국부신호에 의해서 변조된 감도를 나타내는 포토다이오드에 의해서 검파된다. 이 결과로 상호변조 곱에 의해서 합과 차의 주파수 성분이 발생하게 된다. 그러나 지금까지의 광전 믹싱에서 거의 모든 연구는 주로 포토다이오드가 검파 가능한 차단주파수 이하의 영역($f < f_c$)에만 초점을 맞춰 왔기 때문에 현재까지 상용화되어 있는 포토다이오드로 강도변조된 광신호의 주파수 변환은 효율이 매우 낮은 편이었다[9-10]. 광전 믹싱 과정에서 포토다이오드의 주파수 특성은 고려되지 않았으며, 이전의 연구결과를 보면 광전 믹싱에 의한 변환손실의 발생에 초점이 맞춰져 있다.

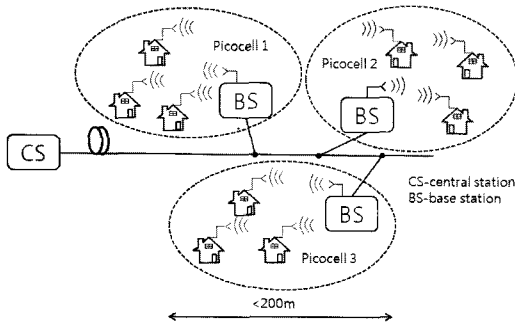
이 논문의 주목적은 포토다이오드에 의한 광전 믹싱검파 과정에 있어서 포토다이오드의 차단주파수 영역을 초월한 고주파 영역에서의 광전 믹싱의 효율과 주파수 특성 및 이의 마이크로파 영역의 무선 접속 네트워크의 응용에 관하여 밝히는 것이다. 특히, 증배작용에 의하여 높은 감도와 강한 비선형성을 나타내는 APD를 광전 믹서로 이용할 경우에 대해 이론적으로 변환이득을 정의하고 이를 실험적으로 입증하였다. 이러한 광전 믹싱 방식을 무선접속 기지국에 적극적으로 활용할 경우, 포토다이오드의 차단 영역 이상의 높은 주파수의 밀리미터파를 활용할 수 있으므로 다중화 할 수 있는 부반송파의 수를 증가시킬 수 있다. 따라서 담당할 수 있는 무선 기지국의 수, 신호대역폭, 배열 간격 등에 여유가 확보되어 좋은 품질의 통신 서비스를 제공할 수 있다.

[†] 교신저자, 정회원 : 신라대 공대 전자공학과 교수 공박

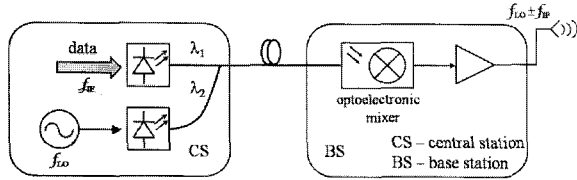
E-mail : ykchoi@silla.ac.kr

접수일자 : 2009년 3월 25일

최종완료 : 2009년 5월 31일



(a) Basic structure



(b) Example of optoelectronic mixing

그림 1 라디오 오버 파이버 시스템의 기본적인 구조
Fig. 1 An example of radio over fiber system

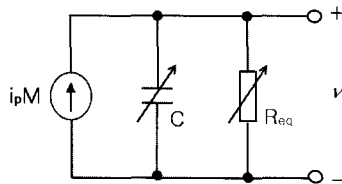


그림 2 APD의 등가회로
Fig. 2 The equivalent circuit of an APD

2. 이론해석

APD의 등가회로를 그림 2에 보였다. 여기서 R_{eq} 는 포토다이오드와 출력회로를 포함한 등가저항을 나타낸다. APD의 DC전압 V_b 에 국부발진기의 교류신호 전압 $V_i \cos \omega_i t$ 을 인가하면 APD에 걸리는 바이어스전압은

$$V(t) = V_b + V_i \cos \omega_i t \quad (1)$$

로 된다. APD의 접합커패시턴스 C 는 바이어스전압에 따라 변하게 되며, 커패시턴스의 바이어스전압 의존성은 V_b 에 대한 테일러 급수형식으로 표현하면

$$C = C(V_b) + C'(V_b) V_i \cos \omega_i t + \dots \approx C_1 + C_2 \cos \omega_i t \quad (2)$$

로 된다. 여기서 APD 다음 단계에 붙어있는 증폭기 등 회로 요소에 기인한 부유용량은 C_1 에 포함하였다. 같은 방법으로 APD의 증배계수 M 에 대한 바이어스전압 의존성에 대해서도 V_b 의 주변에서 테일러급수로 전개한 식으로 표현하면

$$M = M(V_b) + M'(V_b) V_i \cos \omega_i t + \dots \quad (3)$$

로 된다. 광파워 P 가 인가된 APD의 일차 광전류 i_p 는

$$i_p = (e\eta/h\nu)P = RP \quad (4)$$

로 되며, 여기서 계산의 편의상 R 은 APD의 일차 응답계수로 도입하였다. 각주파수 ω_s , 위상 θ 의 신호로 강도변조된 광파워 P 는

$$P = P_o [1 + \cos \omega_s t + \theta(t)] \quad (5)$$

로 쓸 수 있다. 여기서 변조도는 편의상 1로 하였다. 신호(부반송파)의 주파수 $f_s = \omega_s/2\pi$ 가 APD의 차단주파수보다 아주 높은 고주파 영역의 신호라면 APD에 의한 직접검파에 의해서 이 신호(부반송파)가 가진 정보를 검출하는 것은 불가능하다. 차단주파수를 초월한 영역의 높은 고주파를 부반송파로 선택할 경우에도 APD를 광전 믹서로 이용하여 주파수 변환을 하면 차단 주파수를 초월한 높은 주파수 영역의 부반송파를 이용하여 정보를 전송할 수 있게 된다.

상기의 식들을 이용하여 APD에 흐르는 광전류를 나타내면

$$I(t) = i_p M \approx i_1 \cos(\omega_s t + \theta) + i_2 \cos \omega_s t + i_3 \cos(\omega_- t + \theta) \quad (6)$$

으로 쓸 수 있다. 여기서 $i_1 = RP_o M(V_b)$, $i_2 = RP_o M'(V_b) V_i$, $i_3 = RP_o M''(V_b) V_i^2/2$ 이며, $\omega_- = 2\pi f_-$ 에서 $f_- = f_s - f_i$ 로 신호주파수와 국부발진신호 주파수의 차에 해당하는 주파수이다. 위 식에서 $f_s + f_i$ 에 해당하는 주파수 성분의 항은 이후의 계산에서 고려의 대상이 아니므로 생략하였다.

그림 2의 등가회로에서 등가저항 R_{eq} 에 나타나는 전압을 구하기 위해서는 전류방정식

$$I(t) + \frac{d(Cv)}{dt} + \frac{v}{R_{eq}} = 0 \quad (7)$$

을 풀면 된다. 여기서 C 는 전압 v 에 대하여 비선형적으로 변하므로

$$v = v_1 \cos(\omega_s t + \theta) + v_2 \cos \omega_s t + v_3 \cos(\omega_- t + \theta) + v_4 \sin(\omega_s t + \theta) + v_5 \sin \omega_s t + v_6 \sin(\omega_- t + \theta) \quad (8)$$

로 쓸 수 있다. 따라서 f_s 가 APD의 차단 주파수를 초월하는 높은 고주파일 경우 국부발진신호를 적절히 선택(예를 들어, 신호주파수에 근접하도록) 하면, 이 신호가 가진 정보를 낮은 주파수로 변환하여 검출할 수 있게 된다.

낮은 주파수로 변환된 신호를

$$v_s = v_3 \cos(\omega_- t + \theta) + v_c(\omega_- t + \theta) \quad (9)$$

로 나타내면, 식 (9)의 계수 v_3 와 v_c 는 식(2), (3)과 (8)을 식 (7)에 대입하여 구하면

$$v_3 \approx \frac{R_{eq} \left\{ \frac{i_1 \omega_- \omega_s}{2\omega_{f_1} \omega_{f_2}} - i_2 \left(1 + \frac{\omega_s^2}{\omega_{f_1}^2} \right) \right\}}{D} \quad (10)$$

$$v_c \approx \frac{R_{eq} \left\{ i_1 \left(\frac{\omega_s \omega_-^2}{2\omega_{f_1}^2 \omega_{f_2}} - \frac{\omega_-}{2\omega_{f_2}} \right) - i_3 \left(\frac{\omega_-}{\omega_{f_1}} + \frac{\omega_s^2 \omega_-}{\omega_{f_1}^3} \right) \right\}}{D} \quad (11)$$

로 된다. 여기서,

$$D \approx 1 + \frac{\omega_s^2}{\omega_{f_1}^2} + \omega_s^2 + \frac{\omega_-^2}{\omega_{f_1}^4} \quad (12)$$

이며, $d\theta/dt \ll \omega_s$ 로 간주하여 생략하였으며, $\omega_{f_1} = 1/R_{eq} C_1$, $\omega_{f_2} = 1/R_{eq} C_2$ 이다. 따라서 신호전압 v_s 는

$$v_s = V_s \cos \{ \omega_- t + \theta(t) - \phi \} \quad (13)$$

으로 쓸 수 있으며, 여기서

$$V_s = \sqrt{v_3^2 + v_c^2} \quad (14)$$

$$\phi = \tan^{-1}(v_c/v_3) \quad (15)$$

이다. 한편, 국부발진신호 V_l 을 도입하지 않는 직접검파에 의해서 R_{eq} 에 흐르는 출력전류의 크기는

$$I_{so} = i_1 / \sqrt{1 + \omega_s^2 / \omega_{f_1}^2} \quad (16)$$

이므로, 광검파에 있어서 주파수변환의 영향을 고려하기 위하여 규격화된 변환이득을 G 로 정의하여

$$G = I_s / I_{so} \quad (17)$$

로 쓸 수 있다. 여기서 $I_s = V_s / R_{eq}$ 이다. 만일 이득 G 가 1보다 크다면 차단 주파수를 초월한 영역에서의 광전 믹싱에 의한 광검파는 직접검파보다 향상된 효율을 나타내는 것이다.

표 1 시뮬레이션에 이용한 파라미터 값

Table 1 The value of parameters

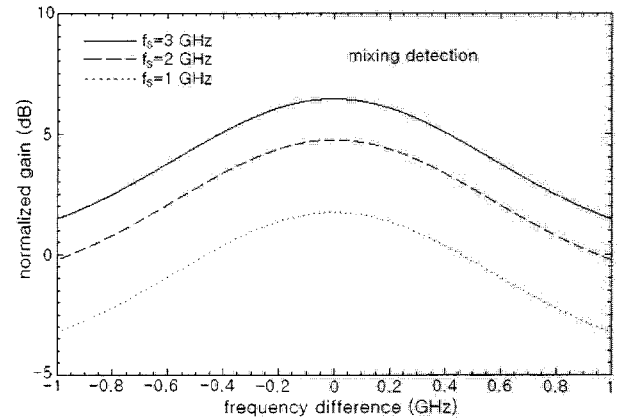
Responsivity R	0.85 A/W
Breakdown voltage V_B	165 V
Equivalent resistance R_{eq}	50
Input optical power P_o	20
Junction capacitance C_1	5 pF
Cut-off frequency of the APD	640 MHz

3. 시뮬레이션

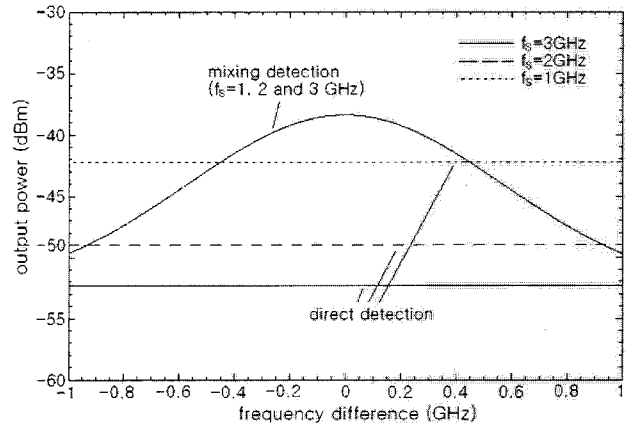
APD에 의한 광전 믹싱 검파 과정을 고찰하기 위하여 표 1에 보인 기본적인 파라미터 값들을 이용하여 수치계산을 하였다[12-14].

3. 1 광전 믹싱 검파와 직접 검파의 주파수 특성 비교

몇 가지 신호주파수 f_s 에 대한 차주파수 성분 f_- 의 규격화 이득과 회로의 출력 $V_s^2/2R_{eq}$ 의 특성을 그림 3에 보였다.



(a) normalized gain



(b) output power

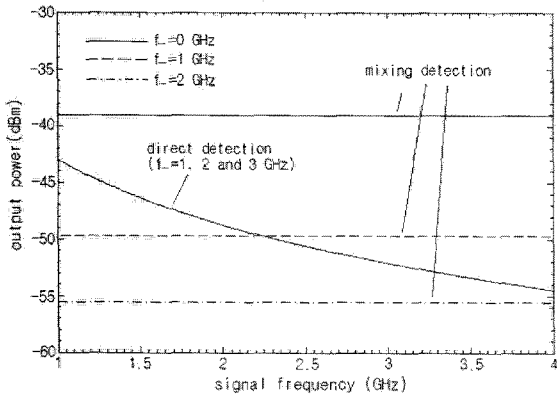
그림 3 차주파수 성분의 주파수 응답

Fig. 3 Frequency response for different signal frequencies

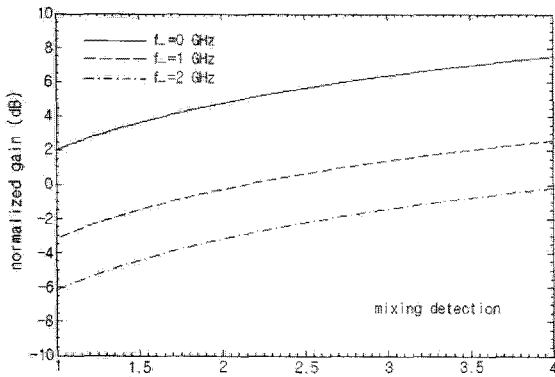
여기서 $V_b = 160$ V, $V_l = 4.5$ V로 하였다. 신호 주파수가 어느 일정 값 이상으로 높아지면 규격화 이득이 1보다 커지게 된다. 그리고 신호의 주파수가 높아질수록 이득이 증가하는 것을 알 수 있다. 예를 들어 규격화 이득이 $f_s = 1$ GHz에서 약 2 dB, $f_s = 3$ GHz에서는 약 6 dB 이상으로 나타났다. 그림 3(a)를 보면 신호 주파수와 국부발진 주파수의 차주파수 f_- 가 광전 믹싱검파에서 중요한 역할을 하는 것을 알 수 있다. 이 차주파수 성분이 작아질수록 규격화 이득이 커지는 것을 알 수 있다. 또한 규격화 이득은 차주파수 성분에 대하여 대칭을 이루는 것으로 확인되었다.

그림 3(b)에서는 차주파수 성분에 대한 검파회로의 출력

파워 $V_s^2/2R_{eq}$ 의 변화를 보였다. 직접검파 출력은 차주파수의 크기와는 무관하나, 식(16)에서 보는 것처럼 신호 주파수의 크기와는 밀접한 관계가 있다. 그러나 믹싱검파에서는 출력이 신호주파수의 크기에 의존하는 것을 알 수 있다. 바로 이러한 특징 때문에 차단 주파수를 초월한 영역의 고주파 신호라도 검파가 가능하게 되는 것을 알 수 있다.



(a) normalized gain



(b) output power

그림 4 차주파수 성분의 주파수 응답

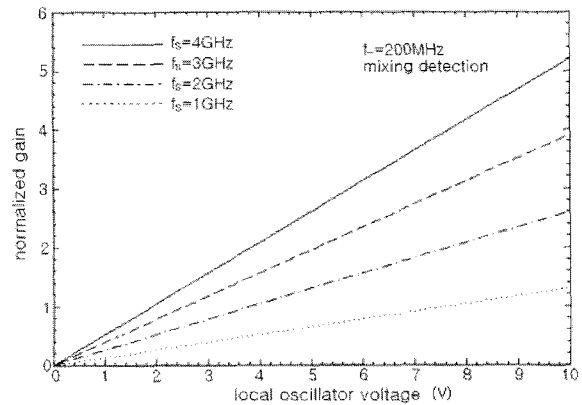
Fig. 4 Frequency response for several difference frequencies.

그림 4에는 몇 가지 차주파수 성분에 대하여 신호 주파수의 크기와 규격화 이득과의 관계를 보였다. 이 계산에도 그림 3에서와 동일한 파라미터 값을 사용하였다. 그림 4(a)에서는 일정한 크기의 차주파수 성분에 대하여 높은 주파수의 신호일 수록 큰 규격화 이득을 얻을 수 있다는 것을 알 수 있다. 이러한 방식의 실제 활용에 있어서 신호의 주파수는 송신기에서 결정되기 때문에 차주파수의 크기를 줄일 수 있는 유일한 방법은 국부발진 주파수를 조절할 수밖에 없다는 사실에 유의할 필요가 있다. 그림 4(b)에서는 신호 주파수에 대한 출력 파워의 의존성을 보였다. 신호 주파수가 높아질수록 직접검파의 출력이 광전 믹싱검파의 출력보다 작아진다는 것을 알 수 있다. 실제로 신호 주파수가 APD의 차단 주파수 보다 높을 경우에 신호의 출력파워는 급격히 줄어든다. 실제 상황에서는 광전 믹싱검파의 이득이 그림 3나 그림 4에서 예측한 것보다 훨씬 더 커질 가능성이 있다. 따라서 광전 믹싱검파는 광전 소자의 응답 가능 주파수 대

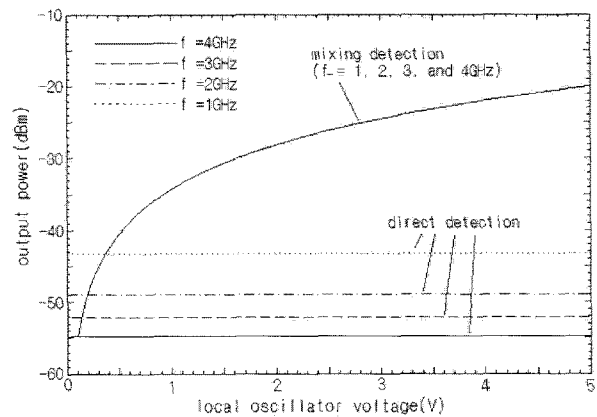
역을 초월한 높은 주파수를 활용하여 신호를 송수신하는데 매우 효과적인 방식임을 알 수 있다.

3.2 국부발진기 전압과 DC바이어스의 영향

APD에 의한 광전 믹싱검파의 특성을 상세히 고찰하기 위하여 몇 가지 신호 주파수에 대하여 국부발진신호 진폭 V_l 과 광전 믹싱검파와의 관계를 살펴보았다. 여기서 차주파수는 $f_s = 200$ MHz, 바이어스 전압은 $V_b = 160$ V로 하였다. 실제의 동작에서 국부발진신호의 효과는 소신호해석이 정확하다. 그러나 여기서는 광전 믹싱검파의 정성적인 원리를 파악하는 것이 주목적이므로 규격화 이득을 향상시키기 위해서 소신호 동작 영역을 벗어나는 큰 국부발진 신호에 대해서도 관찰하였다. 국부발진 신호와 규격화 이득과의 관계를 그림 5(a)에 보였다. 어떠한 값의 차주파수나 신호주파수에 대해서도 큰 이득을 얻기 위해서는 큰 국부발진 신호 전압이 필요하였다. APD에서 V_l 의 값이 클수록 큰 비선형성을 나타내기 때문에, 이 값이 증배계수나 접합용량의 비선형성에 영향을 미치게 된다. 규격화 이득 값은 일정한 크기의 신호주파수나 차주파수에 대하여 국부발진 신호의 크기에 비례하여 증가하였다.



(a) normalized gain



(b) output power

그림 5 국부발진 신호 전압의 영향

Fig. 5 The Influence of the local voltage

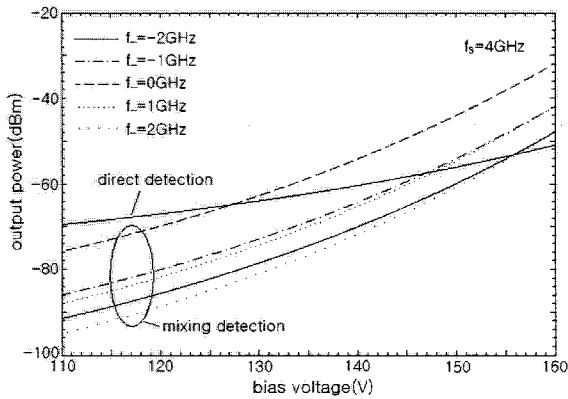


그림 6 출력파워의 비대칭 특성
Fig. 6 The Asymmetric properties of the output power

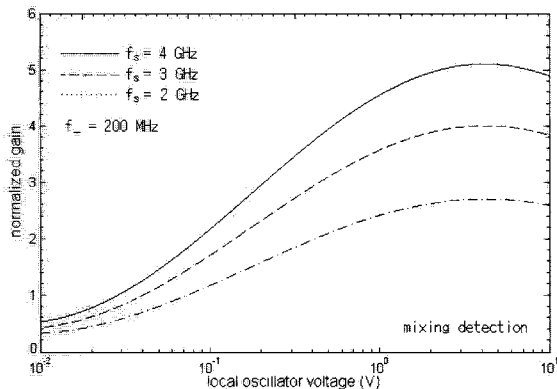
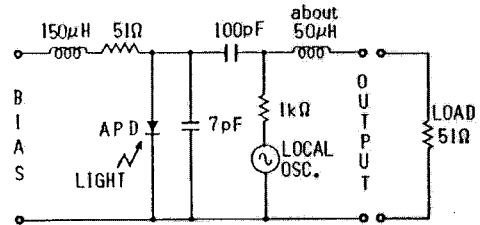


그림 7 국부발진신호 전압과 규격화 이득의 관계
Fig. 7 Normalized gain versus local signal voltage

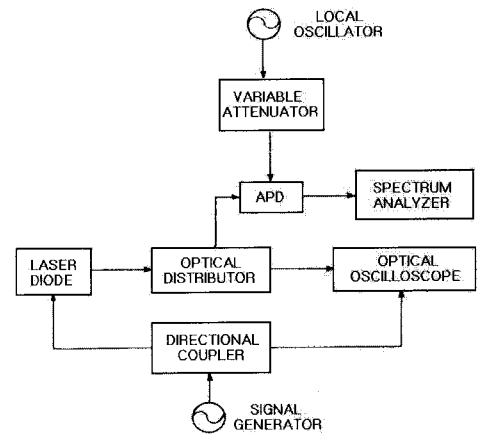
그림 5(b)에는 국부발진신호의 크기와 출력 파워의 관계를 보였다. 앞에서 설명한 것처럼 광전 믹싱검파 출력을 크게 하기 위해서는 큰 전압의 국부발진신호를 인가해야 한다. 그리고 일정한 크기의 차주파수 성분에 대해서는 직접검파 성분의 출력보다 믹싱검파의 출력 파워가 커지는 임계값이 존재하는 것을 알 수 있다. 광전 믹싱검파의 유용성은 바로 이 사실에 기인한다. 또한 어느 일정한 크기의 국부신호 전압에 대해서 출력특성은 APD의 동작점을 결정하는 바이어스 전압에 의존한다는 것을 알 수 있다. 이것을 명확히 하기 위하여 $V_i = 8\text{ V}$ 일 경우에 대해 바이어스 전압과 출력 파워와의 관계를 조사하였다. 큰 출력 파워와 이득을 얻기 위해서는 큰 바이어스 전압이 필요하다는 사실은 자명하다. 그리고 일정한 차주파수 성분에 대하여 직접검파보다 믹싱검파의 출력이 커지는 바이어스 전압의 임계값이 존재하였다. 이것은 앞 절에서 관찰한 국부발진신호 크기의 영향과 비슷한 현상이다.

계산 결과 얻어진 또 다른 주목할 만한 현상을 그림 6에 보였다. 출력파워는 특히 낮은 주파수의 차주파수 성분 f_- 에 대하여 비대칭이 되었다. 이것은 앞 절의 이론해석의 결과로부터 이해할 수 있다. APD를 광전 믹서로 이용할 경우 믹싱검파의 특성은 주로 APD의 증배계수에 의한 영향이 지배적이다. 그러나 바이어스 전압이 낮은 경우에는 식 (9)에

보인 것처럼 접합용량의 영향이 나타나게 된다. 그러므로 비대칭성은 증배계수와 접합용량의 두 가지의 요인에 기인한 다는 것을 알 수 있다. 같은 이유로 바이어스 전압이 일정한 경우에 큰 국부발진 신호에서도 비대칭성을 나타낸다는 것을 예측할 수 있다. 그림 7에는 국부발진신호 전압과 규격화 이득과의 관계를 보였다. 규격화 이득을 최대로 하기 위해서는 최적의 국부발진신호 전압이 존재하는 것을 알 수 있다. 즉, 광전 믹싱검파는 소신호 동작영역에서 유효하며, 이득을 최대로 하기 위한 최적의 바이어스전압과 국부발진신호 전압의 크기가 존재하는 것을 알 수 있다.



(a) Optoelectronic mixing circuit using APD



(b) Experimental set-up

그림 8 APD 회로와 실험계
Fig. 8 APD circuit and experimental set-up

4. 실험결과

4.1 실험계 구성

APD(FU-04AP-N by Mitsubishi)를 이용하여 그림 8(a)과 같은 광전 믹싱검파 회로를 구성하였다. 광원으로는 0.85 μm 의 단파장 레이저(FU-01 LD-N by Mitsubishi)를 직접변조하여 사용하였다. 실험계는 그림 8(b)처럼 구성하였다. 변조광은 광분배기로 2개로 나누고, 광변조도를 광오실로스코프로 관측하면서 APD의 검파출력을 스펙트럼 분석기로 측정하였다. 광전 믹싱검파의 효과는 사용하는 APD의 차단주파수를 중심으로 그 이상과 이하의 주파수에서 효과가 현저히 다를 것이 예상되므로 이 두 영역에 대해서 효과를 관찰하도록 하였다.

4.2 차단 주파수 이하 영역의 광전 믹싱

실험에 사용한 APD의 규격표에서 3 dB 차단주파수는 2

GHz이므로 레이저광은 APD의 직접검파 감도가 충분한 1.3 GHz의 주파수를 신호로 선택하여 사용하였다. 이 실험에서 APD의 바이어스 전압은 $V_b = 116$ V로 고정시켜 사용하였다. 1.3 GHz의 변조광에 대하여 1.26 GHz의 국부발진 신호를 인가하여 $f_c = 40$ MHz의 차주파수 성분의 출력을 측정하였다. 국부발진 신호의 크기와 차주파수의 출력과의 관계를 그림 9에 보였다. 국부발진 신호의 크기가 20 dBm 이상으로 증가하였을 때 차주파수 성분의 출력이 1.3 GHz의 직접검파 출력보다 커지는 것이 확인되었다. 차주파수 값의 변화에 따른 광전 믹싱검파 출력의 특성을 그림 10에 보였다. 차주파수 값이 작을수록 큰 출력을 나타냄을 알 수 있다. 이 결과는 앞 절의 시뮬레이션 결과와 잘 일치하고 있다.

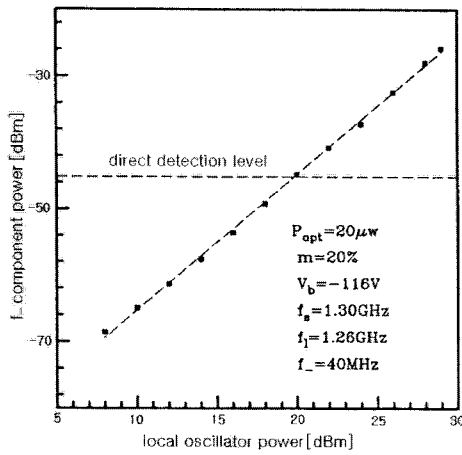


그림 9 APD 회로와 실험계
Fig. 9 APD circuit and experimental set-up

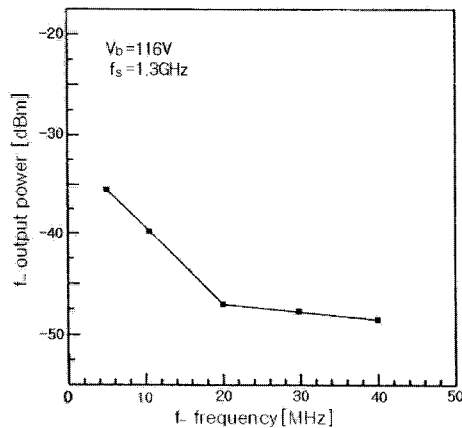


그림 10 APD 회로와 실험계
Fig. 10 APD circuit and experimental set-up

4.3 차단 주파수 이상 영역의 광전 믹싱

사용된 레이저는 2 GHz 이상의 주파수에서 변조도가 낮아지고 고주파변조에 의한 레이저 고유의 잡음이 발생하게 되므로, 실험의 편의상 APD의 차단주파수를 낮추는 방법을 선택하여 차단주파수 이상의 영역에 대한 실험을 진행하였다. 그림 8(a)와 같이 APD에 병렬로 7 pF의 커패시터를 삽입하여 외부적으로 APD의 접합용량을 증가시킴으로써

APD를 차단 주파수를 2 GHz 이하가 되도록 조절하였다. 외부적으로 커패시터를 삽입한 광검파 회로의 주파수 특성을 측정된 결과를 그림 11에 보였다. 약 700 MHz 이상의 주파수로 변조된 광에 대해서는 직접검파 출력이 거의 무시할 수 있을 정도로 낮아졌다. 따라서 700 MHz 부근을 차단 주파수로 보고 이보다 큰 780 MHz의 변조신호로 레이저광을 변조한 후 1.26 GHz의 국부발진 신호를 인가하여 480 MHz의 차주파수 성분의 출력을 측정하였다. 측정결과를 그림 12에 보였다. 10 dBm의 국부발진 신호에 대하여 직접검파보다 약 15 dBm 이상 큰 차주파수 출력이 관측되었으며, 이 출력은 인가하는 국부발진 신호의 크기에 따라 선형적으로 증가함이 확인되었다. 실험에서는 약 20 dBm의 국부발진 신호를 인가할 경우 직접검파 주파수 출력보다 약 35 dBm 이상으로 큰 차주파수 출력이 관측되었으나, 이는 앞의 이론 해석에서 언급한 바와 같이 광전 믹싱 검파의 특성을 강조하기 위한 실험의 결과이고 실제에서는 소신호 영역을 벗어 나지 않는 범위에서 활용해야함에 유의할 필요가 있다.

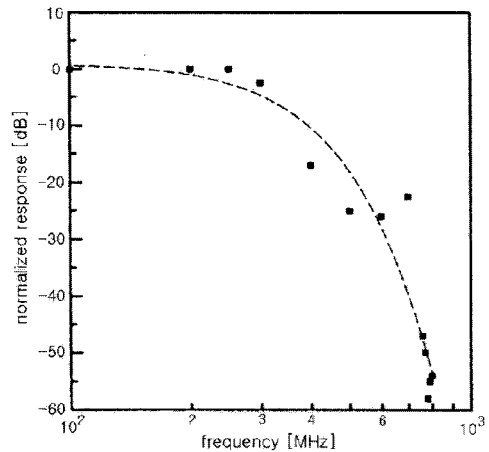


그림 11 7 pF의 커패시터를 삽입한 APD회로의 주파수 특성
Fig. 11 The Frequency response of the APD circuit added 7 pF capacitor in parallel

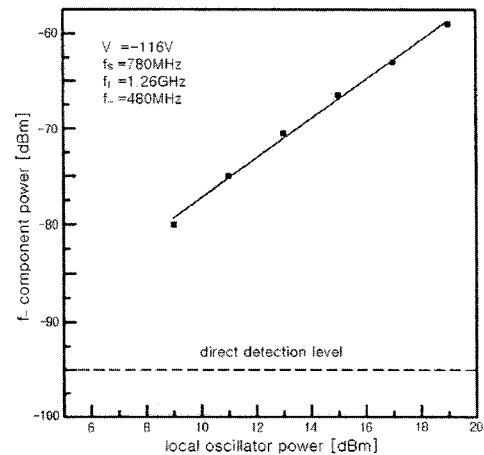


그림 12 차단주파수 초월 영역에서의 국부발진 신호와 차주파수 성분의 출력관계
Fig. 12 The relation between difference frequency component power and local signal power

5. 결과의 고찰

이상의 실험결과를 분석해 보면 앞 절의 시뮬레이션 결과와 정성적으로 일치하고 있음을 알 수 있다. 먼저, 검파 가능한 영역내의 실험에 있어서는 20 dBm의 국부발진 신호에 대해서 이득이 10 dBm 이상이 됨을 알 수 있다. 또한, 차주파수 성분 f_- 가 낮을수록 η_c 가 증가하는 것을 알 수 있다. 차단 주파수를 초월한 영역의 고주파에 대해서는 $\eta_c(f_s)$ 는 더욱 감소된다. 따라서 $\eta_c(f_-)/\eta_c(f_s)$ 는 증가하게 되어 광전 믹싱의 이득이 1보다 커지게 되며 직접검파가 가능한 영역에서 보다 더 작은 국부발진 신호에 대해서도 1보다 더 큰 이득을 얻을 수 있게 된다. 이 결과로부터 만일 변조 주파수가 직접검파가 불가능한 차단주파수 이상으로 높은 고주파인 경우에도 광전 믹싱검파에 의해서 주파수 변환을 하면 작은 국부발진 신호로도 1보다 큰 변환이 이득을 얻을 수 있다는 것을 알 수 있다. 차단 주파수를 초월한 영역의 주파수에 대한 광전 믹싱검파의 실험에 있어서 APD의 응답 주파수를 낮추기 위하여 실험의 편이상 7 pF의 커패시터를 병렬로 삽입한 회로를 사용하였으나 향후로는 더 높은 주파수에서 변조 가능한 레이저를 사용하여 보다 더 정교한 정량적인 실험을 실시할 필요가 있다.

6. 결 론

APD를 이용하는 광전 믹싱검파의 주파수 특성을 해석하기 위하여 규격화 이득 개념을 도입하고 이를 광전 믹싱검파 회로의 소신호 해석에 사용하였다. 이론 해석과 실험의 결과로 얻어진 결론은 다음과 같다. 먼저, APD의 광전 믹싱검파의 출력은 신호 주파수와는 관계가 없으며, 이 사실은 실제의 시스템에서 차단 주파수 영역을 초월하는 높은 고주파의 부반송파를 사용하여서도 신호를 전송할 수 있음을 명확히 하였다. 광전 믹싱검파의 출력을 크게 하기 위해서는 될 수 있는 대로 신호주파수와 국부발진신호 주파수의 차 주파수가 작아야 하며, 신호 주파수가 높을수록 큰 변환 이득을 얻을 수 있다. 또한, APD의 광전 믹싱은 주로 중배계수의 비선형성이 지배적이지만, 낮은 DC바이어스 값이나 높은 국부발진신호 전압 값에 대해서는 접합용량의 비선형성도 고려해야 한다. 마지막으로 최고의 규격화 변환이득을 얻기 위해서는 최적의 국부발진신호 전압 값과 DC바이어스 값이 존재한다.

향후에는 이러한 광전 믹싱검파방식을 이용하여 실제로 대역을 초월한 영역에서 다중화된 신호를 송수신하는 RoF 시스템에 대한 정성적인 실험을 실시할 예정이다.

참 고 문 헌

[1] C. Lim, A. Nirmalathas, M. Attygalle, D. Novak, and R. Waterhouse, "On the merging of millimeter-wave fiber-radio backbone with 25-GHz WDM ring networks," *J. Lightw. Technol.*, vol. 21, no. 10, pp. 2203-2210, Feb. 2001.
 [2] T. Kuri and K. Kitayama, "Optical heterodyne detection technique for densely multiplexed millimeter-wave-band radio-on-fiber systems," *J. Lightw. Technol.*, vol. 21, no. 12, pp. 3167-3179, Dec. 2003.
 [3] M. Ogusu, K. Inagaki, Y. Mizuguchi, and T. Ohira, "Multiplexing of millimeter-wave signals for fiber-radio links by direct modulation of a two-mode

locked Fabry-Perot laser," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 2, pp. 498-507, Feb. 2004.
 [4] A. Khanifar and R. Green, "Photoparametric amplifiers for *Eng.-Optoelectron.*, vol. 146, no. 5, pp. 223-230, May 1999.
 [5] G. Jaro and T. Berceci, "A new high-frequency optical-microwave mixing approach," *J. Lightw. Technol.* Vol. 21, no. 12, pp. 3078-3084, Dec. 2003
 [6] G. Maury, A. Hilt, T. Berceci, B. Cabon, and A. Vilcot, "Microwave-frequency conversion methods by optical interferometer and photodiode," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, no. 8, pp. 1481-1485, Aug. 1997.
 [7] J. Piotrowski, B. Galwas, S. Malysev, and V. Andrievski, "Investigation of InGaAs p-i-n photodiode for optical-microwave mixing process," in Proc. 12th Int. Microw., Radar, Wireless Commun. Conf., May 1998, vol.1, pp. 171-175.
 [8] B. Galwas, J. Dawidczyk, A. Chizh, and S. Malyshev, "Modeling of responsivity of InP-pin photodiode for studying optoelectronic frequency conversion process," in Proc. 8th Eur. Gallium Arsenide Other Semicond. Appl. Symp., Oct. 2000, pp. 157-160.
 [9] T. Hishida and M. Tsuchiya, "Broad-band millimeter-wave upconversion by nonlinear photodetection using a waveguide p-i-n photodiode," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, no. 6, pp. 860-862, Jun. 1998.
 [10] M. Tsuchiya and T. Hishida, " Nonlinear photodetection scheme and its system applications to fiber-optic millimeter-wave wireless downlinks," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 7, pp. 1342-1350, Jul. 1999.
 [11] H. Fushimu, T. Furuta, T. Ishibashi, and H. Ito, "Photoresponse nonlinearity of a uni-traveling-carrier photodiode and its application to optoelectronic millimeter-wave mixing in 60GHz band," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 43, no. 7B, pp. L966-L968, Jul. 2004.
 [12] S. Malyshev, B. Galwas, A. Chizh, J. Dawidczyk, and V. Andrievski, "Frequency conversion of optical signals in p-i-n photodiodes," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 2, pp. 439-443, Feb. 2005.
 [13] S. Malyshev and A. Chizh, "Optoelectronic mixer for radio-on fiber systems," in Proc. 35th Eur. Microw. Conf., Oct. 2005, vol. 1, pp. 61-64.

저 자 소 개



최영규 (崔泳圭)

1982년 중앙대학교 전자공학과 학사, 1988년 교토대학(일본)대학원 전자공학 졸업(석사), 1992년 동 대학원 공학박사, 1992년~1995년 국립 후쿠이대학 (일본) 전자공학과 전임강사, 1998년~현재 신라대학교 공과대학 전자공학과 교수
 Tel : 051-999-5622
 Email : ykchoi@silla.ac.kr