

전기광학 Mach-Zehnder 간섭형 광변조기와 방향성 결합 스위치의 왜곡 개선에 관한 연구

正會員 정 홍 식*, 김 대 응*, 송 석 호*

A Study on the Improvement of Distortion in Electrooptic Mach-Zehnder Interferometric Modulators and Directional Coupler Switches

Hong Sik Jung*, Dae-Woong Kim*, Suk-Ho Song* *Regular Members*

요 약

다양한 구조의 광변조기와 스위치들을 포함하는 광링크 모델에 two-tone 방법과 푸리에 적분을 이용하여 상호 변조와 고조파 왜곡성분들을 계산하였다. 단순구조의 Mach-Zehnder 간섭형 광변조기와 방향성 결합 스위치, 선형화된 이중, 삼중 병렬구조의 광변조기, 추가적으로 D.C. 바이어스 전극구조를 갖는 방향성 결합 스위치에 대해서 다이내믹 범위, 이득, 잡음지수들을 상호 비교, 검토하였다. 적당한 파라미터들을 갖는 선형화된 변조기 및 스위치를 사용함으로써, 약 20dB의 다이내믹 범위가 개선되었으며, 10dB 정도의 이득과 잡음지수에 손실이 있었다. 또한 다이내믹 범위의 개선을 위해선 정확한 파라미터의 조절의 필요하였다.

ABSTRACT

In this paper, we have calculated intermodulation and harmonic distortion for a simple fiber-optic link with a representative set of link parameters and various electrooptic Mach-Zehnder interferometric modulators and directional coupler switches: simple Mach-Zehnder, linearized dual and triple Mach-Zehnder, simple directional coupler, and linearized directional coupler with one and two dc-biased electrodes, by Fourier-analyzing the link output when a two-tone input signal is applied. The resulting dynamic ranges, gain, noise figures are compared for these modulators.

For a sample set of parameters, improvements of about 20dB in dynamic range are obtainable at a sacrifice of 10dB in gain and noise figure. Therefore the modulator parameters must be tightly controlled to realize such an improvement.

*홍익대학교 전자전산공학과
論文番號: 97248-0721
接受日字: 1997年 7月 21日

I. 서론

전기광학변조기와 스위치는 근본적으로 비선형 전달특성을 나타내기 때문에 이들을 광링크 시스템에서 활용할 경우 비선형특성에 의해서 고조파(harmonics) 성분과 상호변조(intermodulation) 왜곡성분들이 발생되어 궁극적으로 광링크의 다이내믹범위(dynamic range)를 심각하게 제한시키게 된다. 이러한 왜곡성분들을 최소화시키고, 더불어, 광링크의 다이내믹 영역을 개선시키기 위한 많은 연구가 진행되었다. 연구과정에서 다양한 구조의 변조기가 제안되었으며, 제안된 구조의 대부분은 두 개 이상의 전극구조와 적당한 바이어스 조건에서 왜곡성분을 서로 상쇄시키면서 신호성분을 그대로 유지시킬 수 있도록 설계되었다[1]-[7].

일반적으로 왜곡성분들은 전기광학소자와 관련된 전기적 파라미터들에 의해서 민감하게 영향을 받는다. 한편 구동 신호의 세기에 대한 고조파와 상호변조파성분의 관계를 단순한 지수상수 값으로 나타내기는 어려우며, 또한 잡음에 대한 광링크의 다이내믹 범위를 단순하게 표현하기 어렵다. 한편 개선된 변조기의 다이내믹 범위도 광링크의 합리적인 이득값을 얻기 위해 사용되는 증폭기에 의해서 나빠질 수 있다.

본 논문에서는 단순한 광링크 파라미터를 이용하여, 다양한 구조의 광변조기와 스위치의 이득, 잡음지수, 고조파성분, 상호변조파 성분 그리고 다이내믹 범위등을 계산하였으며, 각 소자의 파라미터들이 왜곡성분들에 어떻게 영향을 미치는지 검토하였다.

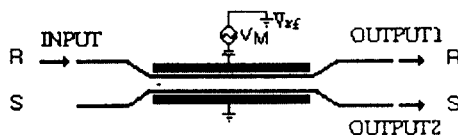


그림 1. 전극 하나만 배열한 방향성 결합 스위치의 구조

II. 방향성 결합 스위치

그림 1과 같이 전기광학 기판위에 집적화된 방향성 결합기는 광스위치 또는 광변조기로 사용될 수 있다 [8]. 결합기를 구성하는 두 광도파로가 동일하다면, 도

파로 R로 입사된 광파는 한 주기 결합길이(coupling length)를 지나는 동안 도파로 S로 전이되어 출력하게 되며, 이때 결합길이는 광도파로의 폭과 깊이 그리고 도파로와 전기광학재료의 굴절률에 의해서 결정된다. 그림 1과 같이 두 전극을 양도파로 위에 배열하여 전압을 인가할 경우, 전계(electric field)가 서로 반대 수직방향으로 두 도파로를 관통하기 때문에 두 도파로의 전달상수는 증가 또는 감소하게 된다. 따라서 두 도파로의 전달상수 차, $\Delta\beta$ 는 전극구조와 전기광학 계수에 의존하게 된다. 충분한 전압을 인가할 경우 도파로 R에 입사된 광파는 도파로 S로 전이된 다음 다시 도파로 R로 전이되어 출력하게 된다. 궁극적으로 결합길이가 반으로 줄어든 결과가 된다. 방향성 결합 스위치의 전달함수는 다음과 같이 정의된다[9].

$$Y_{RS}\left(\frac{V}{V_S}\right) = \frac{\text{Sin}^2\left[\theta_M \cdot \sqrt{1 + 3\left(\frac{V}{V_S}\right)^2}\right]}{1 + 3\left(\frac{V}{V_S}\right)^2} \quad (1)$$

$$\frac{V_S}{3} = \frac{4 \cdot k^2 \cdot g^2 \cdot \lambda^2}{\pi^2 \cdot \xi^2 \cdot n_0^6 \cdot r^2} \quad (2)$$

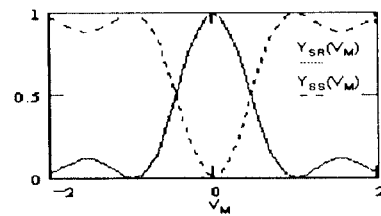


그림 2. 스위칭 전압에 따른 방향성 결합기의 전달특성 곡선

여기서 l 은 결합길이, κ 는 결합계수, n_0 는 도파로의 굴절률, r 은 전기광학 계수, g 는 전극간격, ξ 는 광파와 전계간의 중복(overlap) 정도를 나타내는 상수, 그리고 λ 는 광파의 파장이다. 식(1)에서 결합각도(coupling angle), θ_M 은 κl 로 정의된다. 전달전압은 $\theta_M = \pi/2$ 의 정수배 조건에서 출력도파로를 변경시킬 때 인가시키는 전압이다. 스위치를 구성하는 두 도파로가 동일할 경우 전달함수 $Y_{RR}(V)$ 는 $1 - Y_{RS}(V)$ 로 나타낼 수

있으며, $Y_{SS} = Y_{RR}$, $Y_{SR} = Y_{RS}$ 의 관계가 성립한다. 그림 2는 $Y_{SR}(V)$, $Y_{SS}(V) = 1 - Y_{SR}(V)$ 의 특성곡선을 나타낸 것이다.

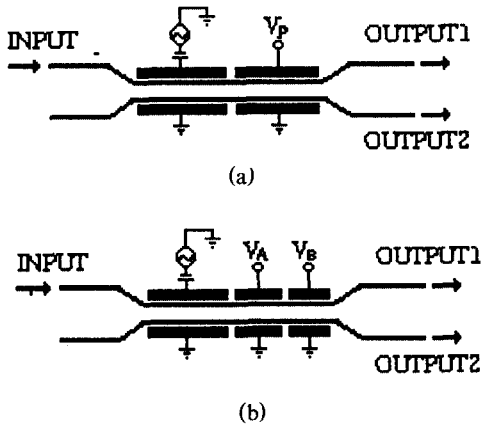


그림 3. 두 개 이상의 바이어스 전극구조를 이용하는 방향성 결합 스위치 구조

방향성 결합 스위치의 전달특성을 선형화시키기 위해서 그림 3(a)에 다음과 같은 바이어스 전압을 인가한다. 첫 번째 전극에는 DC 바이어스 전압, V_M 과 스위칭 신호전압을, 두 번째 전극에는 DC 바이어스 전압, V_P 를 인가하였다. 광파가 두 전극을 지나는 동안 각각 $\pi/2$ 의 위상변화가 일어나도록 전극길이를 조절하였다. 전압 V_P 를 V_S 로 정규화시킨 V_P/V_S 를 파라미터로, V_M/V_S 를 변수로 하여, 그림 4와 같이 전달함수 Y_{RS} 를 계산하였다.

두 전극에 0V 전압을 인가할 경우 첫 번째 전극구간에서 도파로 S로 입사된 광파는 도파로 R로 전이된 다음, 두 번째 전극구간에서 다시 도파로 S로 전이된다. 바이어스 전극에 $V_P/V_S = 0$ 를 유지하면서 변조 전극에 $V_M/V_S = 1$ 를 인가할 경우 도파로 S에 입사된 광파는 도파로 R로 전이되어 출력된다. $V_P/V_S = 0.7$, $V_M/V_S = 0.5$ 위치에서 선형영역이 매우 개선되었으며, $V_P/V_S = 0.8$ 로 증가시킬 경우 개선된 선형성의 범위가 다시 축소되었다. V_P/V_S 전압을 계속 증가시켜도, 선형성은 $V_P/V_S = 0$ 이상으로 개선되지 않았으며, V_P/V_S 에 더 높은 전압을 인가할 경우 두 도파로간의

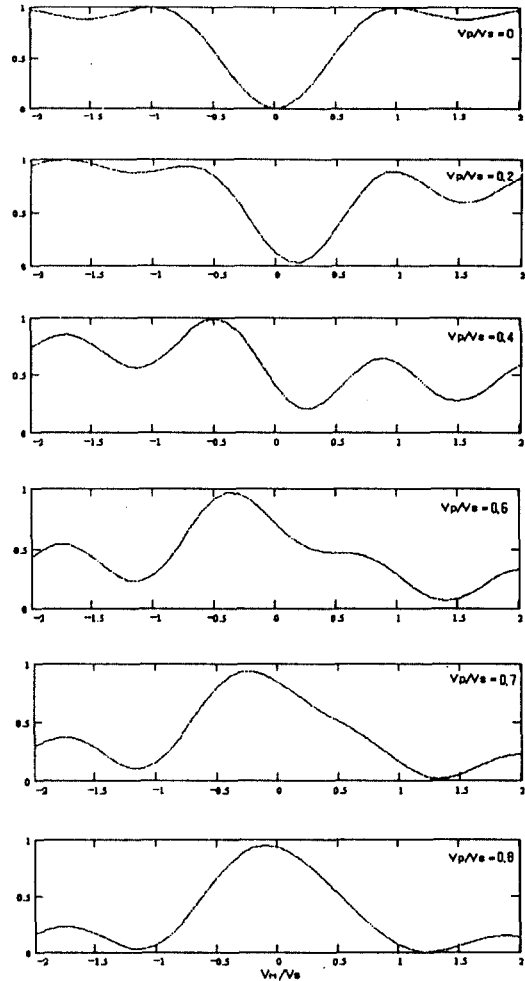


그림 4. V_P/V_S 전압을 0에서부터 0.8까지 증가시킬 경우에 대응하는 방향성 결합기의 전달 특성 곡선

$\Delta\beta$ 값이 커져서 도파로간의 상호 결합을 어렵게 만들게 된다.

바이어스 전극전압, V_M/V_S 을 변수로, 전달함수의 미분을 고려할 경우 선형성에 대해서 다양하게 예측할 수 있다. 일반적으로 1차 미분은 신호성분의 대부분을 생성하게 되며, 2차 미분은 제 2고조파성분, 3차 미분은 제 3고조파성분과 상호 변조성분을 생성하게 된다. $V_P/V_S = 0$ 을 인가 할 경우, 2차 미분성분이 최소가 되는 V_M/V_S 바이어스 지점에서 3차 미분성분이 최대가 되기 때문에 이 조건에서의 바이어스는 바람직

하지 못하다. 한편, $V_P/V_S=0.73193$ 으로 바이어스할 경우, 그림 5과 같이 2차 미분성분이 최소가 되는 점을 발견할 수 있으며, 이 조건은 그림 2의 $V_P/V_S=0.7$ 의 조건과 매우 유사하다. 즉 제2, 제 3 고조파 성분과 상호변조 성분들이 거의 최소가 된다.

DC 바이어스 전극을 그림 3(b)와 같이 2개의 전극으로 분리한 다음 최적의 선형성을 나타내는 바이어스 조건을 검토하였다. $V_A/V_S=0.738045$, $V_B/V_S=0.770017$, $V_M/V_S=0.509$ 조건에서 그림 6과 같이 2차와 3차 미분값은 0이 됨을 알 수 있다. 이 조건에 있어서 제 2 고조파 성분은 그림 5의 조건에 비해서 약간 더 감소되었으며, 제 3 고조파 성분과 상호변조 성분은 거의 같은 수준을 유지하게 된다.

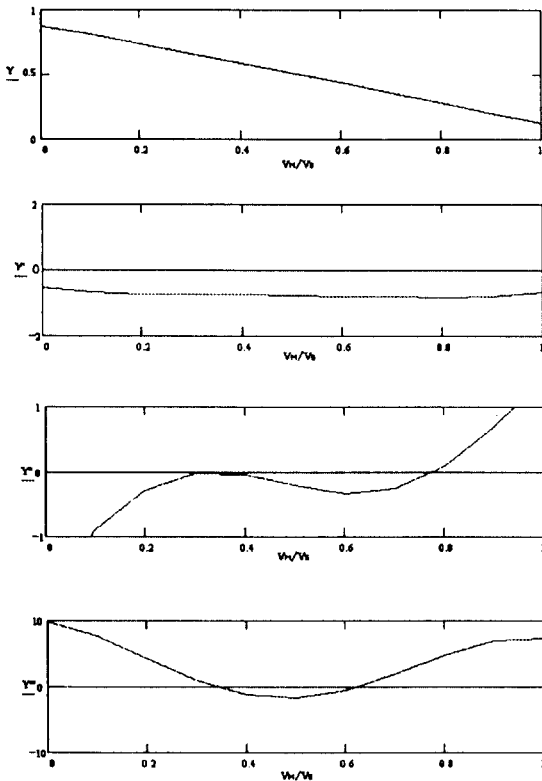


그림 5. 그림 3(a)의 방향성 결합기의 전달특성 곡선과 이에 대응되는 1차, 2차, 3차 미분특성곡선: $V_P/V_S=0.73193$, 전극길이 $\theta_M=\pi/2$, $\theta_P=\pi/2$

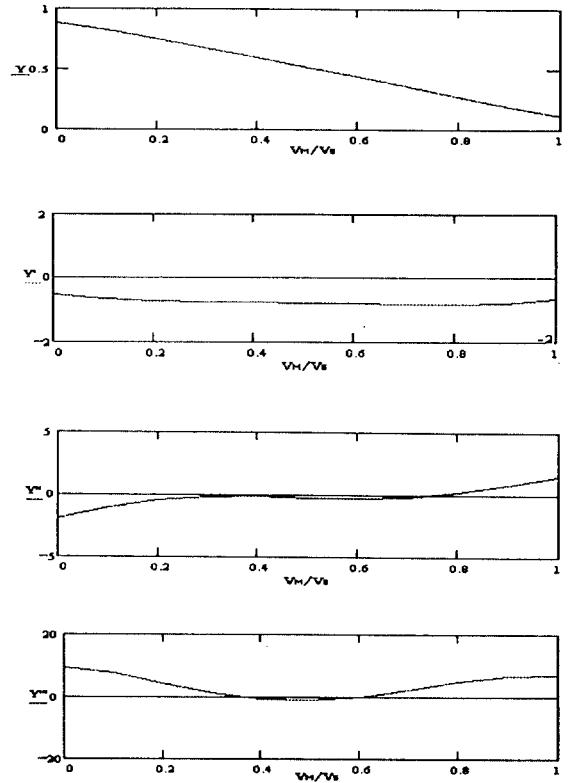


그림 6. 그림 3(b)의 방향성 결합기의 전달특성 곡선과 이에 대응되는 1차, 2차, 3차 미분특성곡선: $V_A/V_S=0.738045$, $V_B/V_S=0.770017$, $V_M/V_S=0.509$ 전극길이 $\theta_M=\pi/2$, $\theta_A=\pi/2$, $\theta_B=\pi/2$

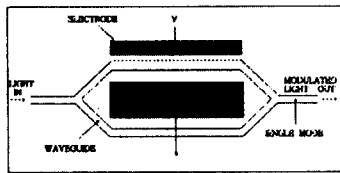
Ⅲ. Mach-Zehnder 간섭형 광변조기

Mach-Zehnder 간섭형 광변조기(MZM)는 그림 7(a)와 같이 2개의 Y-branch 구조와 채널 도파로로 구성된다. 입력편에 위치한 Y-branch는 광도파로를 좌우대칭으로 포개놓은 형태인데 입력 Y-branch 광도파로는 광분할기로 이용하고, 출력 Y-branch는 광결합기로서 이용되며, 두 Y-branch 사이에 위상변조가 일어날 수 있도록 두 개의 arm은 평행하게 배열된다. 두 arm 도파로를 지나는 광파의 상대적인 위상차를 push-pull 전극구조에 의해 변화시켜 간섭계 출력이 전기적 신호의 변화에 따라 변조된 광출력을 발생하도록 한다. 즉 광분할기에서 두 arm으로 나뉘어진 광

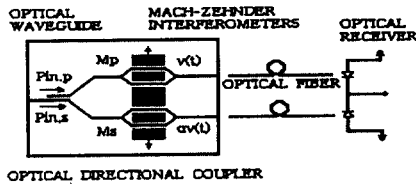
신호의 위상차가 없는 경우는 처음 입력된 광신호가 출력부에 도파되어 나오고, 위상차가 180°가 되면 광결합기에서 비대칭 고차모드가 여기 되어 단일모드의 출력단으로 광신호가 도파되지 못한다. 따라서 간섭기의 광전송 현상은 두 광도파로간의 위상차 함수로 나타낼 수 있으며, 다음과 같은 수식적 표현은 다음과 같다.

$$I_{OUT} = \frac{1}{2} [1 + \cos(\Delta\Phi)] = \cos^2\left(\frac{1}{2} \Delta\Phi\right) \\ = \cos^2\left(\frac{1}{2} \Delta\beta L\right) = \cos^2\left[\left(\frac{1}{2} \pi\right) \left(\frac{\Delta\beta L}{\pi}\right)\right]^2 \quad (3)$$

여기서 I_{OUT} 는 출력단에서 광파의 세기이며, $\Delta\beta$ 는 두 채널 도파로간 위상속도 부정합에 해당되고, 인가전압에 비례한다. 이와 같은 비선형 전달특성에 의해서 고조파 성분과 상호변조 성분들이 발생하게 되며, 결과적으로 아날로그 광링크의 다이내믹 범위를 제한하게 된다. 이러한 왜곡성분들을 줄이기 위해서 두 개 이상의 MZM들로 구성된 직렬 혹은 병렬 구조가 제안되었다[10].



(a) Simple MZM



(b) Dual-parallel 구조의 광변조기

그림 7. 단순구조와 이중 병렬구조의 Mach-Zehnder 간섭형 광변조기

그림 7(b)과 같은 Dual MZM은 서로 다른 RF 전압과 광파워가 공급되는 2개의 MZM들을 이용하여, Secondary MZM(Ms)에서 발생하는 왜곡이 primary MZM(Mp)에서 발생하는 third-order 상호변조 왜곡 성분을 상쇄 시키도록 배열 시켰다. 여기서 Mp와 Ms는 각각 π 만큼의 위상차를 갖도록 바이어스 전압을 가정 하였으며, 광파워 분배비는 RF 구동전압 분배비의 3승에 반비례(inverse cubic)가 되도록 하였다. 즉 주어진 RF 구동전압 비(1:α)에 대해 광파워 분배비는 다음과 같은 조건을 만족한다.

$$\frac{P_{in,p}}{P_{in,s}} = \alpha^3 \quad (4)$$

그리고 최적의 RF 전압 분배비(α)로 2.6을 선택하였다. 한편 Triple MZM 구조에서는 third-order 상호변조 뿐만 아니라 fifth-order 항을 상쇄시킬 수 있게 최적의 분배비가 Dual MZM의 “cubic”조건과 유사하게 주어졌다.

IV. 광링크 모델

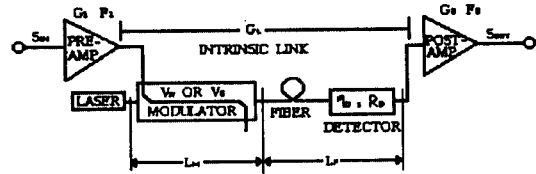


그림 8. 본 연구에서 적용한 광 링크 모델의 schematic diagram

도표 1. 전산모의 실험에 사용한 광링크 모델의 파라미터

파라미터	대표적인 값
Laser Power (P_L)	0.1 W
Laser Noise(R_{LN})	-16.5 dB
Total Optical Loss(L_0)	-10.0 dB
Modulator Sensitivity(V_π)	10 V
Modulator Impedance (R_M)	50Ω
Detector Responsivity(η_D)	0.7A/W
Detector Load(R_D)	50Ω
Noise Bandwidth(BW)	1 Hz
Combination($P_L \cdot \eta_D \cdot R_D$)	7 mA

선형화된 전기광학 소자의 다이내믹 범위를 계산하기 위해서 그림 8과 같은 광링크 모델을 이용하였다. 변조기와 스위치의 전기적 특성은 전달함수와 1행 1열 행의 특성임피던스로 나타낸다. 광스위치의 손실은 광소자 자체의 삽입손실(insertion loss), 광섬유 손실, 광커넥터 손실등에 의해서 감쇠된다. 광검파기의 전기적 특성은 검파기의 응답률(responsivity)과 종단부하(terminal impedance)로 나타낸다. 광링크 모델에 필요한 파라미터를 도표 1에 요약하였다.

광변조기의 다이내믹 범위를 계산하기 위해서 서로 다른 주파수의 두 정현파로 구성된 입력신호를 인가시켜서, 신호성분, 제 2 고조파성분, 상호 변조파성분들에 해당되는 Fourier 성분들을 한 주기 동안 계산하였다. 즉 스펙트럼 전체 성분을 계산하기 보다는 특정 주파수의 스펙트럼을 계산하였으며, 계산과정을 다음과 같이 요약하였다.

D.C.와 a.c. 성분을 V_S 전압으로 정규화 시킨 전압은 다음과 같다.

$$V(t, P_{in}) = \frac{V_M}{V_S} + \frac{V_P}{V_S} + \frac{\sqrt{2 \cdot R_M \cdot S_{in}(P_{in})}}{V_S} \cdot x(t) \quad (5)$$

여기서 V_M 과 V_P 는 변조전극과 마이어스 전극에 인가되는 전압이며, R_M 은 진행파형 스위치의 특성임피던스를 의미한다. $x(t)$ 는 서로 다른 주파수 성분으로 구성된 신호전압이며, 다음과 같이 정의한다.

$$x(t) = \sin(2\pi at) + \sin(2\pi bt) \quad (6)$$

본 연구에서는 $a = 1(\text{Hz})$, $b = 0.9(\text{Hz})$ 를 이용하였으며, 제 2, 제 3 고조파 성분들은 $2a = 2(\text{Hz})$, $3a = 3(\text{Hz})$ 에 해당되며, $2a - b = 1.1(\text{Hz})$, $2b - a = 0.8(\text{Hz})$ 가 상호 변조파 성분에 해당된다. 따라서 식(5)의 $V(t, P_{in})$ 을 스위치의 전달함수 식 (1)에 대입하여 광스위치의 출력 왜곡성분을 계산하였다. 이 계산과정에서 산술적으로 Fourier 적분값이 포화(saturation)되는 것을 막기 위해서 $Y[V(t, P_{in})]$ 에서 DC 성분 $Y[V_M/V_S]$ 를 빼서 시간에 따라 변하는 $Y(t, P_{in})$ 성분을 추출하였다. 광신호 전력 P_{in} 에 해당되는 성분 $SIG(P_{in})$ 은 다음과 같이 유도된다.

$$SIG(P_{in}) = \sqrt{\sin(P_{in})} \cdot \left\{ \frac{2}{T} \cdot \int_0^T \sin(P_{in}) \right\}^{-\frac{1}{2}}$$

$$\cdot Y(t, P_{in}) \cdot \sin(2\pi at) dt]^2 + \left[\frac{2}{T} \cdot \int_0^T \sin(P_{in}) \right. \\ \left. \cdot Y(t, P_{in}) \cdot \cos(2\pi at) dt \right]^2 \}^{-\frac{1}{2}} \quad (7)$$

주기 $T = 1/(b-a)$ 는 10(sec)로 계산되며, 상호 변조파 성분 $IMD(P_{in})$, 제 2 고조파성분 $2H(P_{in})$ 과 제 3 고조파성분 $3H(P_{in})$ 을 계산하기 위해서는 식(7)의 a 대신에 $2a-b$, $2a$, $3a$ 를 치환할 경우 계산할 수 있다. 이렇게 생성된 Fourier 성분은 검파기의 검파 전류밀도 $H = P_i \cdot L \cdot \omega_m$ 를 곱하여 전류로 바꿀 수 있다. 전류형태의 Fourier 성분은 광링크의 출력저항, R_D 에서 dBm 형태의 RF 전력으로 바꿀 수 있다.

광링크의 소신호 이득, G 는 매우 작은 입력값, $P_{in} = -100\text{dBm}$ 수준에서 계산되는 것이 바람직하며, 대체적으로 1보다 훨씬 작은 $10^{-3} \sim 10^{-4}$ 값을 유지한다. 출력저항, R_D 에서의 잡음은 다음과 같은 식으로 계산된다.

$$N = (G \cdot K \cdot T) + RIN \cdot I_{DC}^2 \cdot R_D + 2 \cdot e \cdot I_{DC} \cdot R_D \cdot (K \cdot T) \quad (8)$$

여기서 RIN (Relative Intensity Noise)은 레이저의 상대적인 세기 잡음이며, I_{DC} 는 광검파기에 흐르는 평균 전류값이다. GKT 값은 스위치의 구동원으로부터, KT 는 검파의 종단저항으로부터 발생하는 열잡음이며, G 값이 일반적으로 매우 작기 때문에 GKT 값은 KT 값과 비교해서 무시할 정도로 작다. 한편 잡음지수(Noise Figure)는 다음과 같이 정의된다.

$$F_{dBm} = N_{dBm} - [GKT]_{dBm} \quad (9)$$

다이내믹 범위를 계산하기 위해서 상호변조성분이 잡음과 같아지는 입력신호 레벨 X_{in} 을 계산한다. 즉 $P_{IM}(X_{in})_{dBm} - N_{dBm} = 0$ 를 만족시키는 특정 입력신호 레벨 X_{in} 을 구한다. 이때 다이내믹 범위는 다음과 같이 정의된다.

$$DY = PSIG(X_{in})_{dBm} - N_{dBm} \quad (10)$$

여기서 $PSIG(X_{in})_{dBm}$ 은 입력신호가 X_{in} 일때 출력저항 R_D 에서의 RF신호성분 평균전력이다.

V. 전산모의 실험 및 결과분석

(1) 방향성 결합 스위치

도표 1에 요약된 광링크 파라미터와 식 (7)-(10)를 이용하여, 그림 1과 같이 변조전극만 가지고 있는 방향성 결합 스위치의 신호성분, 제 2 고조파 성분, 상호변조파성분들을 계산하였다. 변조전극의 길이는 전극에 전압을 인가하지 않았을 경우, 광파가 R 도파로로 전이되도록 조절하였다. 제 2고조파 성분이 최소가 되도록 바이어스 전압 $V_M/V_S=0.4394$ 를 인가하여 그림 9와 같은 결과를 얻었다. 남아있는 제 2 고조파 성분들은 고차 기수 미분 방정식에 의해서 나타나며, 곡선의 기울기는 약 4 정도가 된다. 이 바이어스 조건에서 다이내믹 범위는 111.5(dB)이며, 이득과 잡음지수는 각각 -21.8(dBm)과 35.0(dBm)으로 계산하였다. 한편 $V_M/V_S=0.795507$ 를 인가하였을 경우 그림 10과 같이 제 2 고조파 성분은 매우 크게 나타났으나, 상호변조성분이 매우 작아서 다이내믹 범위는 약 133.2(dBm)로 계산되었다. 이득과 잡음지수는 각각 -28.9(dBm)과 33.6(dBm)로 계산되었다. 이 경우에는 제 2 고조파 성분이 너무 크기 때문에 바람직하지 못하다.

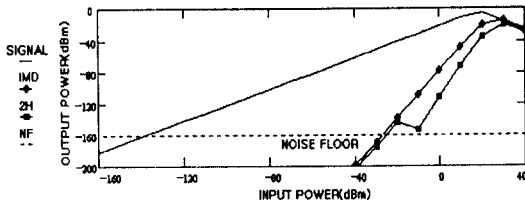


그림 9. 입력신호 전력에 따른 방향성 결합기의 RF 신호전력 성분, 제 2 고조파 성분, 상호 변조전력 성분, $V_M/V_S=0.4394$

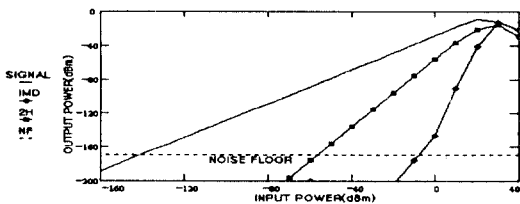


그림 10. 입력신호 전력에 따른 방향성 결합기의 RF 신호전력 성분, 제 2 고조파 성분, 상호변조전력 성분, $V_M/V_S=0.795507$

그림 3(a)와 같은 스위치에 $V_M/V_S=0.340$, $V_A/V_S=0.732417$ 바이어스 전압을 인가시킨 다음 입력을 R 도파로, 출력을 S 도파로 선택하여 전산모의 실험을 한 결과 그림 11과 같은 결과를 얻을 수가 있었다. 이 조건에서 다이내믹 범위는 122.7(dBm), 링크이득과 잡음지수는 -28.6(dBm)과 42.9(dBm)으로 계산되었다. 마지막으로 그림 3(b)의 광스위치에 $V_M/V_S=0.509$, $V_A/V_S=0.738045$, $V_B/V_S=0.770017$ 를 인가하여 그림 12와 같이 신호성분, 제 2 고조파성분, 상호 변조파성분들을 계산하였다. 이경우에, 다이내믹 범위는 127 (dBm), 링크이득과 잡음지수는 각각 -27.5(dBm)과 40.3(dBm)을 계산하였다.

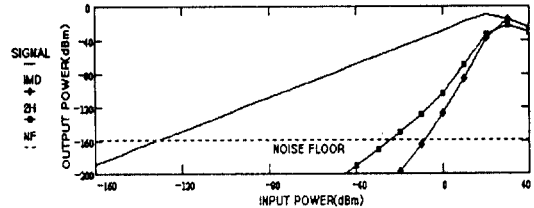


그림 11. 입력신호 전력에 따른 방향성 결합기의 RF 신호전력 성분, 제 2 고조파 성분, 상호변조전력 성분, $V_M/V_S=0.340$, $V_A/V_S=0.732417$

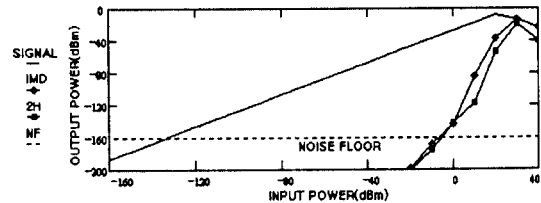


그림 12. 입력신호 전력에 따른 방향성 결합기의 RF 신호전력 성분, 제 2 고조파 성분, 상호변조전력 성분, $V_M/V_S=0.509$, $V_A/V_S=0.738045$, $V_B/V_S=0.770017$

위의 결과들을 도표 2와 같이 정리하였다.

도표 2. 방향성 결합 스위치(DCM: Directional Coupler Modulator)의 전산모의 실험 결과.

Modulator Type	V_M/V_S	V_A/V_S	V_B/V_S	Dynamic Range (dB in 1Hz)	Gain (dB)	Noise Figure (dB)
DCM(Fig. 1)	0.4394			111.5	-21.8	35
DCM (min IMD)	0.795507			133.2	-28.9	33.6
DCM +1 DC Bias (Fig3(a))	0.340	0.732417		122.7	-28.6	42.9
DCM +2 DC Bias (Fig3(b))	0.509	0.738045	0.770017	127	-27.5	40.3

(2) Mach-Zehnder 간섭형 광변조기

먼저 even harmonics를 없애기 위해 $0.5V_{\pi}$ 로 바이어스 된, 그림 7(a)의 MZM에 대해 그림 13과 같은 결과를 얻었으며, 111.9dB의 다이내믹 레인지, 이득과 잡음지수는 각각 -22.2dB와 35dB를 얻었다. RF와 광파워 분배비가 정확히 “inverse cubic” 조건(1:2.62 ↔ 17.9847:1)을 갖고 $0.5V_{\pi}$ 로 바이어스 된 그림 7(b)의 dual MZM에 대해서는 127.9dB의 다이내믹 레인지를 얻었으며 이득과 잡음지수는 각각 -33.0dB와 45.8dB를 얻었고, 결과가 그림 14와 같다. 다음으로 앞의 “inverse cubic” 조건에서 보다 개선된 다이내믹 범위를 얻기 위해 광파워 분배비를 약간 변화시킨(17.9136:1) dual MZM에 대해서는 4dB 정도 개선된 다이내믹 레인지를 얻을 수 있었다. 보다 높은 항을 상쇄시키기 위해 세계의 Mach-Zehnder가 병렬로 연결된 triple MZM구조에서는 앞에서의 “inverse cubic” 조건과 비슷하게 RF power대 optical power의 비가 $W1:W2:W3 = 0.0394:0.3136:0.6470$ ↔ $O1:O2:O3 = 0.914480:0.074218:0.011302$ 로 주어졌으며 135dB의 다이내믹 레인지, 이득과 잡음지수는 각각 -38.7dB와 51.6dB를 얻었다. 앞에서와 유사하게 광파워 분배비를 $O1:O2:O3 = 0.914482:0.074219:0.01130$ 로 변화시키으로써 1dB 정도의 다이내믹 레인지를 개선하였다. 위의 결과들을 도표 3에 요약하였다.

단순한 Mach-Zehnder 보다 dual and triple MZM들이 적은 이득을 갖는 이유는 상호 변조 왜곡성분이 서로 상쇄되는 과정에서 신호성분의 일부분이 상쇄됐기 때문이다. 또한 광파워 분배비를 변화시켜 가면서 다이내믹레인지를 관찰한 결과, 다이내믹 레인지

도표 3. Mach-Zehnder 간섭형 광변조기(MZM)의 전산모의 실험결과

Modulator Type	Dynamic Range (dB in 1 Hz)	Gain (dB)	Noise Figure (dB)
Simple MZM	111.9	-22.2	35
Dual MZM(“cubic”)	127.9	-33.0	45.8
Dual MZM(optimum)	132.0	-33.0	45.8
Triple MZM(“cubic-quintic”)	135.8	-38.7	51.6
Triple MZM(optimum)	137.1	-38.7	51.6

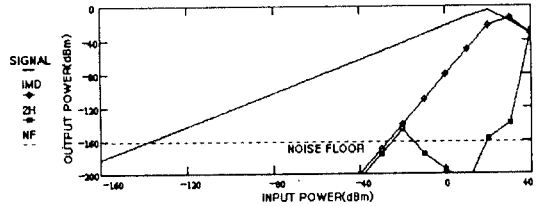


그림 13. 입력신호 전력에 따른 simple Mach-Zehnder 변조기의 RF 신호전력 성분, 제 2 고조파 성분, 상호 변조전력 성분, $V_M = 0.5V_{\pi}$

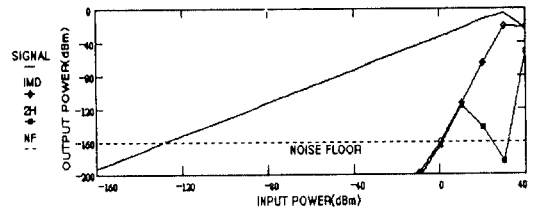


그림 14. 입력신호 전력에 따른 Dual Mach-Zehnder 변조기의 RF 신호전력 성분, 제 2 고조파 성분, 상호 변조전력 성분, “inverse cubic” 조건(1:2.62 ↔ 17.9847:1)

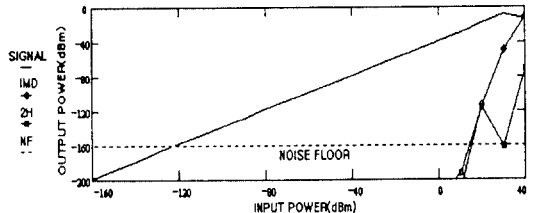


그림 15. 입력신호 전력에 따른 triple Mach-Zehnder 변조기의 RF 신호전력 성분, 제2고조파 성분, 상호 변조전력 성분, “cubic quintic”조건

가 분배비들에 민감하게 변화함을 알 수 있다.

VI. 결 론

대표적인 파라미터들을 가지는 단순한 광 링크 모델을 설정하여 two-tone signal을 입력시켰을 때의 신호 성분, 제 2 고조파 성분, 상호변조파 성분들에 해당되는 Fourier 성분들을 계산하였다. 왜곡성분을 개선하기 위하여 여러가지 선형화된 변조기 구조들을 광 링크 모델에 적용하였다. 결과적으로 일련의 파라미터들을 조절함으로써 약 20dB의 다이내믹 범위가 개선됨을 보였으나 이득과 잡음지수가 10dB 정도 증가하였다.

참 고 문 헌

1. G. E. Betts, "Linearized modulator for suboctave-bandpass optical analog links," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 42, no. 12, pp. 2642-2649, Dec. 1994.
2. S. K. Korotky and R. M. Ridder, "Dual parallel modulation schemes for low-distortion analog optical transmission", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 8, no. 7, pp. 1377-1381, Sept. 1990.
3. M. L. Farwell, Z. Q. Lin, E. Wooten, and W. S. C. Chang, "An electrooptic intensity modulator with improved linearity," IEEE photon. Technol. Lett., vol. 3, no. 9, pp. 792-795, Sept. 1991.
4. J. H. Schaffner, J. E. Lam, C. J. Gaeta, G. L. Tanonan, R. L. Joyce, M. L. Farwell, and S. W. Chang, "Spur free dynamic range measurements of a fiber optic link with travelling wave linearized directional coupler modulators," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 6, no. 2, pp. 273-275, Feb. 1994.
5. J. L. Brooks, G. S. Maurer, and R. A. Becker, "Implementation and evaluation of a dual parallel linearization system for AM-SCM video transmission," J. Lightwave Technol., vol. 11, no. 1, pp. 34-41, Jan. 1993.
6. J. F. Lam and G. L. Tangonan, "Optical modulation system with enhanced linearization properties," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 3, no. 12, pp. 1102-1104, Dec. 1991.
7. P. L. Liu, B. J. Li, and Y. S. Trisno, "In search of a linear electrooptic amplitude modulator," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 3, no. 2, pp. 144-146, Feb. 1991.
8. R. V. Schmidt, "Integrated optics switches and modulators," in Integrated Optics: Physics and Applications, New York: plenum, 1981, pp. 181-210.
9. T. R. Halemane and S. K. Koroky, "Distortion characteristics of optical directional coupler modulators," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 38, no. 5, pp. 669-673, May 1990.
10. L. M. Johnson and H. V. Rousell, "Reduction of intermodulation distortion in interferometric optical modulators," Opt. Lett., vol. 13, no. 10, pp. 928-930, Oct. 1988.



정 흥 식(Hong Sik Jung) 정회원

1959년 6월 25일생

1982년 2월:서강대학교 전자공학
학과(공학사)

1984년 8월:서강대학교 전자공
학과(공학석사)

1989년 5월:미국 Texas A&M대
학 전기공학과(공학
박사)

1989년 3월~1990년 2월:일본 신기술사업단(JRDC), 연
구원

1990년 3월~현재:홍익대학교, 전자전산공학과, 부교수
※주관심분야:광집적소자 설계 및 제작, 광대역 광변
조기 및 스위치 광통신시스템



김 대 웅(Dae-Woong Kim) 정회원

1971년 2월 11일생

1997년 2월:홍익대학교 전자전
산공학과 졸업(공학
사)

1997년 3월~현재:홍익대학교 대
학원 전자전산공학
과 석사과정

※주관심분야:광통신시스템, 광집적회로 소자 설계 및
제작



송 석 호(Suk-Ho Song) 정회원

1974년 4월 14일생

1997년 2월: 홍익대학교 전자전
산공학과 졸업(공학
사)

1997년 3월~현재: 홍익대학교 대
학원 전자전산공학
과 석사과정

※주관심분야: 광통신시스템, 광집적회로 소자 설계 및
제작