

위상반전 진행과 광변조기에서 주파수응답의 추정

한영탁

한국전자통신연구원 실리카광부품팀
Ⓢ 305-350 대전시 유성구 가정동 161번지

이우진 · 김창민†

서울시립대학교 전자전기공학부
Ⓢ 130-743 서울시 동대문구 전농동 90번지

(2001년 4월 19일 받음, 2001년 7월 3일 수정본 받음)

위상반전(phase reversal)시키는 전극구조를 갖는 진행파 광변조기에서 주파수응답의 추정을 간결한 형태로 제시하였다. 유도된 식을 근거로 한 모의전산을 통하여 위상반전 전극구조가 대역통과 특성을 가질 수 있음을 보였고, 진행파전극의 마이크로파(MW) 파라미터를 변화시켰을 때 주파수응답에 미치는 영향을 분석하였다. 특히, MW 유효굴절률과 변조영역의 길이를 변화시킴으로써 대역통과 특성을 가지는 주파수응답의 중심주파수와 대역폭을 효과적으로 조절할 수 있음을 보였다.

분류코드 : OE.020.

I. 서 론

초고속 광변조기는 대용량, 광대역 광통신 시스템에서 필수 불가결한 소자이며 광 스위칭, 샘플링, 신호처리까지 광범위하게 응용되어진다. 광변조기는 광 도파로/결합기와 진행파전극으로 구성된다. 일반적으로, 도파로는 높은 전기광학계수를 가진 LiNbO₃ 기판에 Ti를 확산시켜 제작되고, CPW(coplanar waveguide) 전극은 광 스위칭을 제어하기 위해 도파로 위에 만들어진다.

진행파 광변조기의 고속 동작은 다음의 세가지 요소에 의해 제약을 받는다.^[1-8]

- i) 광파와 MW 변조파 사이의 위상속도 부정합
- ii) 진행파전극에서의 MW 손실
- iii) MW 드라이버와 진행파전극 사이의 임피던스 부정합

위와 같은 제약요소를 극복하기 위한 다양한 방법들이 다음과 같이 제안되어져 왔다. 첫째, LiNbO₃ 기판 내에서의 MW 유효굴절률 4.2를 광의 유효굴절률 2.15로 낮추어 결과적으로 위상속도를 정합하기 위하여 두꺼운 금(Au) 전극이 채택되었다. 이러한 두꺼운 전극구조는 MW 전파에서 낮은 손실을 보장한다. 그러나, 이러한 방법만으로는 위상속도와 특성임피던스 정합을 동시에 얻기가 힘들다. 둘째, SiO₂ 완충박막이 도파광의 TM 모드 전파손실을 줄이기 위해 도입되었고, 이 박막의 두께를 조절함으로써 위상속도와 특성임피던스 정합을 동시에 얻을 수 있다. 셋째, 얇은 LiNbO₃ 기판을 채택하여 MW 기판모드의 생성을 제거하여 더 넓은 대역의 광 응답을 얻을 수 있도록 한다.

많은 연구자들의 노력으로 진행파 변조기의 대역폭은 최근

50 GHz 이상까지 증가되었다.^[6,7] 30 GHz 대역폭 이상의 진행파 광변조기는 쉽게 이용가능 해졌고 일반적인 광 응답 곡선은 0~수십 GHz 이상에서 -3 dB아래로 떨어지는 전형적인 경향을 보인다.

다른 한편으로, 광통신에서 부반송파 다중화(sub-carrier multiplexing: SCM) 기술의 발달로 대역통과 특성을 갖는 초고속 광변조기의 필요성이 부각되었다. SCM 시스템에서 각 기저대역 신호는 미리 지정된 MW 부반송파(subcarrier)를 변조한다. 각각의 변조된 RF 신호는 전력결합기(power combiner)를 통과함으로써 전기적인 다중신호가 얻어지고, 다중화된 RF 신호는 진행파 변조기에 의해서 광을 변조시킨다. 이 광신호는 낮은 손실과 분산을 가지는 광섬유를 통해 전달되며, 광검출기(photodetector)에 의하여 검출된 신호는 전기신호로 변환된다. 이러한 신호는 대역통과 필터에 인가되어 각 RF신호로 분리된 후, 미리 지정된 부반송파 주파수발생기에 의하여 복조과정을 거쳐 각각의 기저대역 신호로 추출된다.

그러므로, SCM 시스템에서 광변조기는 0~수십 GHz 이상의 대역에서 거의 평탄한 주파수 응답을 가질 필요가 없고, 오직 부반송파의 중심주파수를 가진 통과대역에서만 평탄한 응답을 보여도 된다. 이러한 종류의 광변조기는 위상반전 특성을 가진 광도파구조에서 구현될 수 있다. 위상반전 진행파 변조기가 어느 정도의 광/MW 위상속도 부정합시 대역통과 필터특성을 갖는다는 사실을 이용하여,^[9] 설계자는 목표로 하는 통과대역폭, 중심주파수에 대하여 유연하게 전극구조를 설계할 수 있다.

본 논문에서는 z-cut Ti:LiNbO₃ 광결합기 위에 제작된 위상반전 진행파 광변조기의 주파수응답^[10-15]을 이전보다 간결하고 체계적인 방식으로 유도하였다. 본 논문의 해석과정에서 진행파전극은 전송선로로 모델화 되었고, 전위분포는 전향 진행파

†E-mail: cmkim@uoscc.uos.ac.kr

와 후향 진행파의 합으로써 나타내었다. 도파관의 관점에서 MW의 상대 전위분포가 유도되었고, 또한 MW 전압인가 시 도파로를 따라 발생된 전체 굴절을 변화가 적분형태로 표현되었다. 변조 대역폭, 또는 응답속도를 위상속도 부정합, 특성임피던스 부정합, 그리고 MW 손실 등의 함수로써 나타내었다. 이러한 개념은 방향성결합기 형을 포함한 어떤 종류의 변조기에도 적용될 수 있다.

Ti:LiNbO₃ 광결합기 위에 형성된 위상반전 전극구조가 대역통과 특성을 가질 수 있음을 보였고, 진행파전극의 MW 파라미터를 변화시켰을 때 주파수응답에 미치는 영향을 분석하였다. 위상반전 진행파 변조기에서 i) N_{eff} , n_{eff} 간의 정합이 된 경우, ii) N_{eff} , n_{eff} 간의 비정합이 된 경우(주파수응답이 대역통과 특성을 가지는 경우)에 대하여 각 파라미터들을 변화시키면서 주파수응답을 이론적으로 계산하였다. 특히, MW 유효굴절률과 변조영역의 길이를 변화시킴으로써 대역통과 특성을 가지는 주파수응답의 중심주파수와 대역폭을 효과적으로 조절할 수 있음을 보였다.

II. 진행파 광변조기의 유효굴절을 변화

그림 1은 M-Z(Mach-Zehnder) 간섭기와 CPW 전극으로 구성된 진행파 광변조의 개략도이다.

MW 특성임피던스 Z_m , MW 유효굴절률 N_{eff} , 그리고 광의 유효굴절률 n_{eff} 에 따른 광변조기의 변조 대역폭을 정량화하기 위하여 MW 전극을 그림 2의 등가 전송선로로서 모델화 하였다.

그림 2에서 V_s 및 Z_s 는 급전 동축케이블의 MW 전원과 특성임피던스, Z_m 및 Z_L 은 각각 진행파전극의 특성임피던스와 종단부하의 임피던스를 나타낸다. γ_m 은 진행파전극의 전파상수, α_m , β_m 은 각각 감쇠상수, 위상상수를 의미한다.

광도파로를 따라 전파하는 도파관은 도파로 위에 놓인 전극을 따라 진행하는 MW에 의해 전기광학효과를 받게된다. 전송 선로를 따라 분포하는 도파관의 입장에서 본 상대 전위 $V(z)$ 는

$$V(\omega_m, z) = V_s \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_s} \frac{1}{1 + \Gamma_L e^{-2r_m L}} (e^{p^+ z} + \Gamma_L e^{-2r_m L} e^{p^- z}) \quad (1)$$

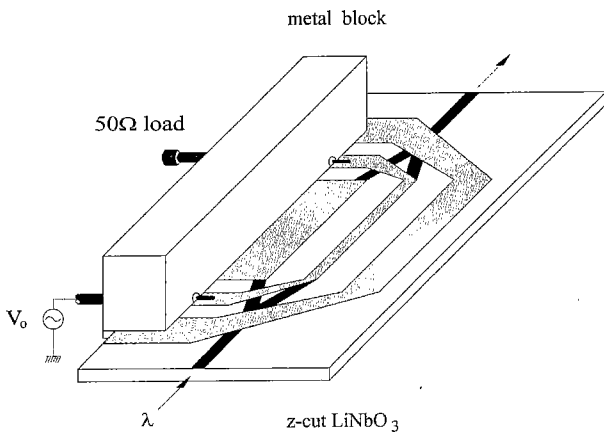


그림 1. 진행파 광변조기의 개략도.

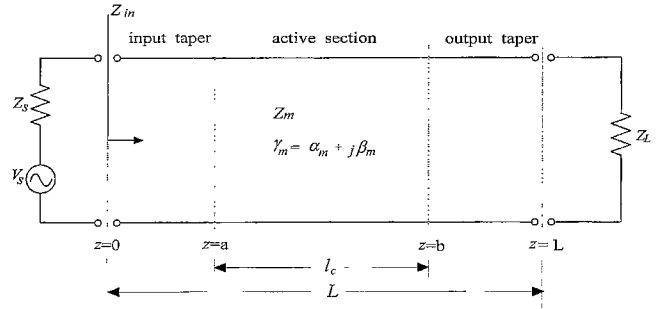


그림 2. 진행파전극의 등가 전송선로.

여기서

$$\Gamma_L = (Z_L - Z_m) / (Z_L + Z_m) : \text{종단 반사계수} \quad (2)$$

$$\gamma_m(\omega_m) = \alpha_m + j\beta_m : \text{MW 전파상수} \quad (3)$$

$$Z_{in}(\omega_m) = Z_m \frac{Z_L + Z_m \tanh(\gamma_m L)}{Z_m + Z_L \tanh(\gamma_m L)} : \text{입력임피던스} \quad (4)$$

그리고

$$p^+ = -\alpha_m - j\frac{\omega_m}{c_0} (N_{eff} - n_{eff}) \quad (5)$$

$$p^- = \alpha_m + j\frac{\omega_m}{c_0} (N_{eff} + n_{eff}) \quad (6)$$

한편, 전극의 변조영역에서 일어나는 굴절을 변화 $\overline{\Delta n}(\omega_m)$ 는 균일한 전극에 대해서 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \overline{\Delta n}(\omega_m) &\cong c_{eo} \left| \int_a^b V'(\omega_m, z) dz \right| \\ &= c_{eo} \left| V_s \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_s} \frac{1}{1 + \Gamma_L e^{-2r_m L}} \int_a^b g(\omega_m, z) dz \right| \end{aligned} \quad (7)$$

여기서

$$g(\omega_m, z) = e^{p^+ z} + \Gamma_L e^{-2r_m L} e^{p^- z} \quad (8)$$

$$c_{eo} = \frac{1}{2} n_{eff}^3 r_{33} \Gamma \frac{1}{S} \quad (9)$$

$\Delta n(0)$ 는 dc전압이 인가된 경우 굴절을 변화이고, a 와 b 사이의 거리는 MW와 광파가 상호작용을 하는 영역의 길이이다. r_{33} , Γ , 그리고 S 는 각각 전기광학 계수, 중첩 적분인자, 전극 사이의 간격을 의미하며, 계수 c_{eo} 는 전기광학 효과의 비례상수이다.

홀수인 위상반전 영역을 가지는 전극의 경우, $\overline{\Delta n}(\omega_m)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \overline{\Delta n}(\omega_m) &= c_{eo} \left| \int_a^{a+h} V'(\omega_m, z) dz - \int_{a+h}^{a+2h} V'(\omega_m, z) dz \right. \\ &\quad \left. + \int_{a+2h}^{a+3h} \dots \int_{b-h}^b V'(\omega_m, z) dz \right| \\ &= c_{eo} \left| V_s \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_s} \frac{1}{1 + \Gamma_L e^{-2r_m L}} \right. \\ &\quad \left. \left[\int_a^{a+h} g(\omega_m, z) dz - \int_{a+h}^{a+2h} g(\omega_m, z) dz \dots \right] \right| \end{aligned} \quad (10)$$

여기서

$$h = \frac{b-a}{m} \quad (11)$$

식 (7)~(11)를 통해, $\overline{\Delta n}(0)$ 에 대한 $\overline{\Delta n}(\omega_m)$ 의 비는 다음과 같이 된다.

$$\frac{\Delta n(\omega_m)}{\Delta n(0)} = \left| \frac{Z_{in} Z_L + Z_s}{Z_L Z_{in} + Z_L} \frac{m}{(b-a)(1 + \Gamma_L e^{-2r_m L})} \right| \left[\int_a^{a+h} g(\omega_m, z) dz - \int_{a+h}^{a+2h} g(\omega_m, z) dz \dots \int_{b-h}^b g(\omega_m, z) dz \right] \quad (12)$$

III. M-Z 광변조기의 주파수응답

스위칭 동작이 수행될 때, 변조영역의 길이 l_c 인 두도파로 사이의 전파상수 차이 $\Delta\beta(\omega_m)$ 와 굴절률 차이 $\overline{\Delta n}(\omega_m)$ 는 다음 식을 만족한다.

$$\Delta\beta(0) \cdot l_c = \pi \text{ (bias for full switching)} \quad (13)$$

$$\Delta\beta(\omega_m) \cong k_o \overline{\Delta n}(\omega_m) \quad (14)$$

M-Z 간섭기의 변조된 광출력 세기 $I(\omega_m)$ 는 다음과 같다.

$$I(\omega_m) = \left| \frac{1}{2} e^{-j(\beta_1(\omega_m)l_c + \phi_0)} + \frac{1}{2} e^{-j(\beta_2(\omega_m)l_c - \phi_0)} \right|^2 = \cos^2 \left(\frac{\Delta\beta(\omega_m)l_c}{2} + \phi_0 \right) \quad (15)$$

여기서 $\Delta\beta(\omega_m) = \beta_1(\omega_m) - \beta_2(\omega_m)$

광 응답특성 $R(\omega_m)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$R(\omega_m) \cong \sqrt{\frac{I(\omega_m) - I_{\phi_0}}{I(0) - I_{\phi_0}}} \text{ where } I_{\phi_0} = \cos^2 \phi_0 \quad (16)$$

ϕ_0 는 광바이어스 점이고, I_{ϕ_0} 는 dc 바이어스에서 검출된 세기이다. 대칭 M-Z 간섭기에 전압이 인가되지 않았을 때 ($\Delta\beta=0$) 출력 세기는 1이므로, $\phi_0=0$ 인 경우 $I_{\phi_0}=1$ 이다. 그러면, 식 (13)과 식 (14)를 이용하여 주파수응답 $R(\omega_m)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$R(\omega_m) = \left| \frac{\cos^2 \frac{\Delta\beta(\omega_m)l_c}{2} - 1}{\cos^2 \frac{\Delta\beta(0)l_c}{2} - 1} \right|^{1/2} = \sin \left(\frac{\pi}{2} \left| \frac{\Delta\beta(\omega_m)}{\Delta\beta(0)} \right| \right) \approx \sin \left(\frac{\pi}{2} \left| \frac{\overline{\Delta n}(\omega_m)}{\overline{\Delta n}(0)} \right| \right) \quad (17)$$

$\overline{\Delta n}(\omega_m)$ 과 $\overline{\Delta n}(0)$ 의 표현식은 식 (12)으로부터 이용 가능하고, 광의 주파수응답 특성 $R(\omega_m)$ 는 다음과 같이 두 가지 방식으로 정의된다.^[16]

$20 \log R(\omega_m)$: dB-optical

$20 \log R^2(\omega_m)$: dB-electrical

IV. 모의전산

앞에서 유도한 식을 근거로 해서 z-cut Ti:LiNbO₃ 광결합기

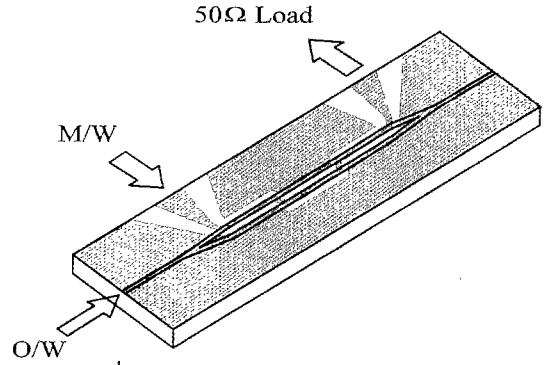


그림 3. 세구간 위상반전 전극구조를 갖는 M-Z 진행파 광변조기의 조감도.

위에 위상반전 시키는 전극구조를 갖는 M-Z 진행파 광변조기의 주파수응답 특성을 이론적으로 분석하였다. 그림 3은 대칭 M-Z 간섭기와 세구간 위상반전 전극으로 구성되어진 광변조기를 나타내고 있다.

4.1. 세구간 위상반전

그림 3의 M-Z 진행파 광변조기에서 전극 전체의 길이는 입·출력 테이퍼 영역을 포함하여 L 이고 변조영역의 길이는 l_c 이다. 변조영역은 위상반전에 의하여 $\Delta\beta$ 교번된 전극형태를 취하며 세구간으로 나뉘어진다. MW 각 파라미터들이 세구간 위상반전 변조기의 주파수응답 특성에 미치는 영향을 분석하기 위하여 i) N_{eff} , n_{eff} 간의 정합이 된 경우, ii) N_{eff} , n_{eff} 간의 비정합이 된 경우(주파수응답이 대역통과 특성을 가지는 경우)로 나누었다. 광 유효굴절률 $n_{eff}=2.15$ 에 대하여 각 파라미터들을 변화시키면서 주파수응답 특성을 계산하였다.

A. N_{eff} , n_{eff} 간의 정합이 된 경우

그림 4는 $Z_m = 50 \Omega$, $N_{eff} = 2.15$, $l_c = 28000 \mu\text{m}$, $L = 37140 \mu\text{m}$ 인 경우, 감쇠상수 α_o 를 변화시키면서 주파수응답 특성을 계산한 것이다. 감쇠상수가 커질수록 주파수응답 곡선의 기울기가 아래로 급격하게 떨어지고, 광의 3 dB 변조대역폭이 현저하게 줄어들고 있음을 알 수가 있다.

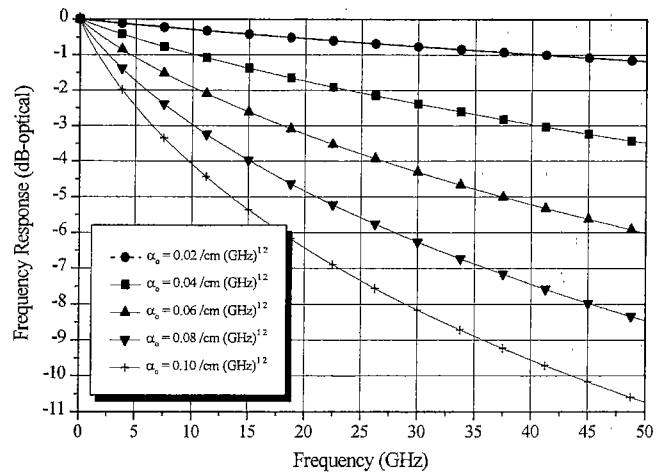


그림 4. 감쇠상수 α_o 를 변화시켰을 때 주파수응답($Z_m = 50 \Omega$, $N_{eff} = 2.15$, $l_c = 28000 \mu\text{m}$, $L = 37140 \mu\text{m}$).

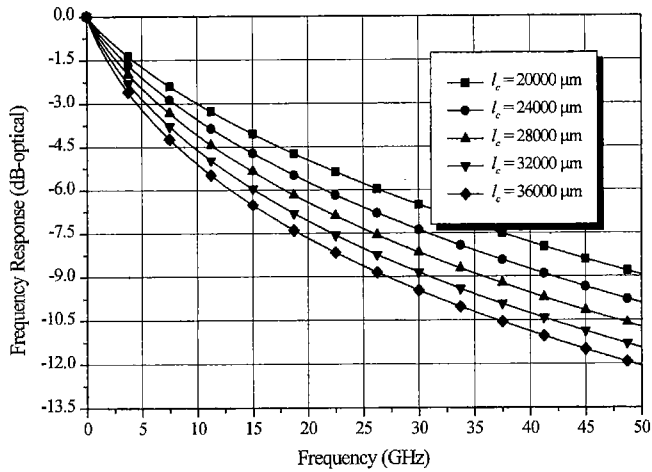


그림 5. 변조영역의 길이 l_c 를 변화시켰을 때 주파수응답($Z_m=50 \Omega$, $N_{eff}=2.15$, $\alpha_o=0.1 / \text{cm} \cdot \sqrt{\text{GHz}}$).

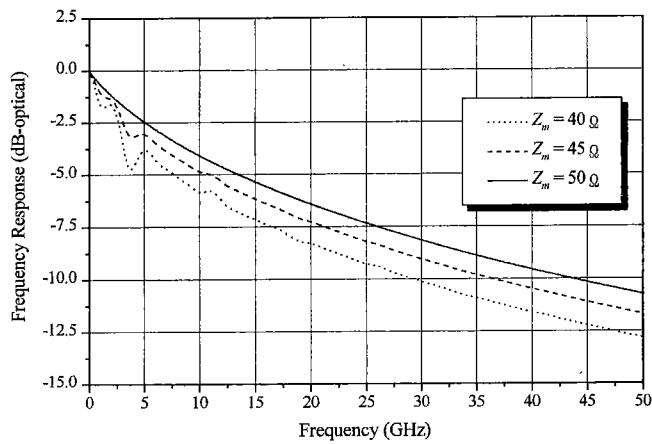


그림 6. 특성임피던스 Z_m 을 변화시켰을 때 주파수응답($N_{eff}=2.15$, $\alpha_o=0.1 / \text{cm} \cdot \sqrt{\text{GHz}}$, $l_c=28000 \mu\text{m}$, $L=37140 \mu\text{m}$).

그림 5는 $Z_m=50 \Omega$, $N_{eff}=2.15$, $\alpha_o=0.1 / \text{cm} \cdot \sqrt{\text{GHz}}$ 인 경우, 변조영역의 길이 l_c 를 변화시키면서 주파수응답 특성을 계산한 것이다. 변조영역의 길이가 길어질수록 광의 3 dB 변조 대역폭이 좁아짐을 알 수가 있다.

그림 6은 $N_{eff}=2.15$, $\alpha_o=0.1 / \text{cm} \cdot \sqrt{\text{GHz}}$, $l_c=28000 \mu\text{m}$, $L=37140 \mu\text{m}$ 인 경우, 특성임피던스 Z_m 을 변화시키면서 주파수응답 곡선을 그린 것이다. 특성임피던스 Z_m 이 55 Ω, 60 Ω 일 때의 주파수응답 곡선은 각각 Z_m 이 45 Ω, 40 Ω일때와 비슷한 경향을 보였다. $Z_m=50 \Omega$ 을 대칭으로 하여 유사한 성향이 나타나고 있음을 알 수 있다.

그림 7은 $Z_m=50 \Omega$, $\alpha_o=0.1 / \text{cm} \cdot \sqrt{\text{GHz}}$, $l_c=28000 \mu\text{m}$, $L=37140 \mu\text{m}$ 인 경우, 유효굴절률 N_{eff} 를 변화시키면서 주파수응답 곡선을 그린 것이다. 유효굴절률 N_{eff} 가 1.95, 1.75, 1.55 일 때의 주파수응답 곡선은 각각 N_{eff} 가 2.35, 2.55, 2.75일 때와 비슷한 경향을 보였다. $N_{eff}=2.15$ 를 대칭으로 하여 거의 동일한 현상이 일어나고 있는데, 이는 광과 MW의 유효굴절률 차이 절대치에 상관하여 주파수 응답곡선의 특성이 변하고 있음을 의미하고 있다.

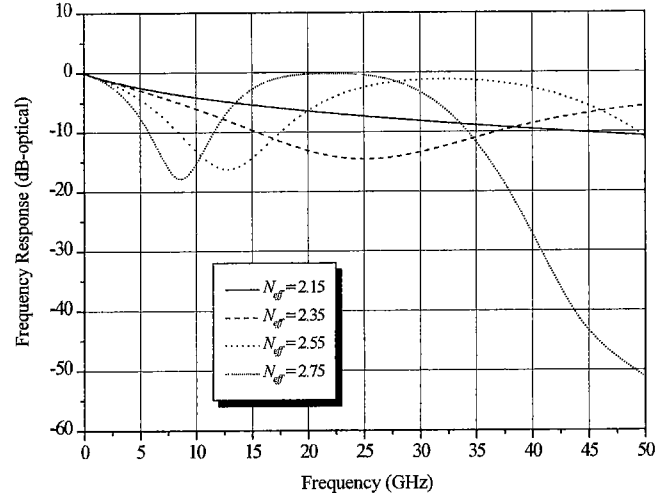


그림 7. 유효굴절률 N_{eff} 를 변화시켰을 때 주파수응답($Z_m=50 \Omega$, $\alpha_o=0.1 / \text{cm} \cdot \sqrt{\text{GHz}}$, $l_c=28000 \mu\text{m}$, $L=37140 \mu\text{m}$).

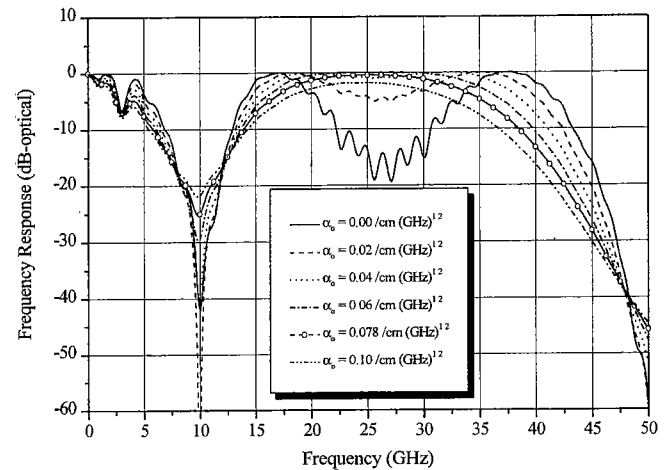


그림 8. 감쇠상수 α_o 를 변화시켰을 때 주파수응답($Z_m=36.5 \Omega$, $N_{eff}=2.68$, $l_c=28000 \mu\text{m}$, $L=37140 \mu\text{m}$).

MW 유효굴절률이 광의 유효굴절률 2.15에서 벗어날수록 주파수응답 곡선은 대역통과 특성을 보이고, 중심주파수가 저주파 쪽으로 이동하며, 대역폭은 좁아지고 있음을 관측할 수 있다.

B. N_{eff} , n_{eff} 간의 비정합 경우(대역통과 특성을 가지는 경우)
 광변조기가 대역통과 특성을 갖는 대표적인 파라미터 $Z_m=36.5 \Omega$, $N_{eff}=2.68$, $\alpha_o=0.078 / \text{cm} \cdot \sqrt{\text{GHz}}$, $l_c=28000 \mu\text{m}$, $L=37140 \mu\text{m}$ 를 택하였다. 이로부터 MW 파라미터들을 각각 변화시켰을 때 주파수응답 곡선에서 대역폭 및 중심주파수가 어떠한 영향을 받는지 알아보았다.

그림 8은 $Z_m=36.5 \Omega$, $N_{eff}=2.68$, $l_c=28000 \mu\text{m}$, $L=37140 \mu\text{m}$ 인 경우, 감쇠상수 α_o 를 변화시키면서 주파수응답 특성을 계산한 것이다. 감쇠상수 $\alpha_o=0.0 / \text{cm} \cdot \sqrt{\text{GHz}}$ 일 때에는 통과대역의 중심주파수 근처에서 딥(dip) 현상을 보이고 있다. 감쇠상수가 커질수록 딥 현상이 줄어들면서 곡선이 평탄해지고 있으며, 대역폭은 줄어들고 중심주파수는 거의 일정하게 나타나고 있다. 대역통과 광변조기에서 감쇠상수가 작다고 해서 주

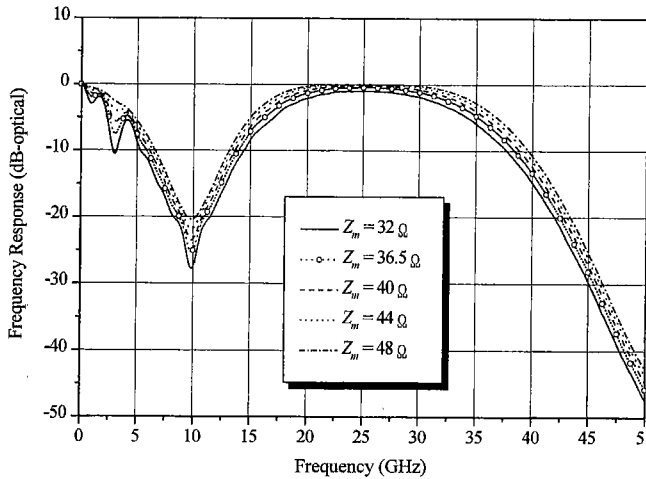


그림 9. 특성임피던스 Z_m 을 변화시켰을 때 주파수응답($N_{eff}=2.68$, $\alpha_o=0.078/cm\cdot\sqrt{GHz}$, $l_c=28000\mu m$, $L=37140\mu m$).

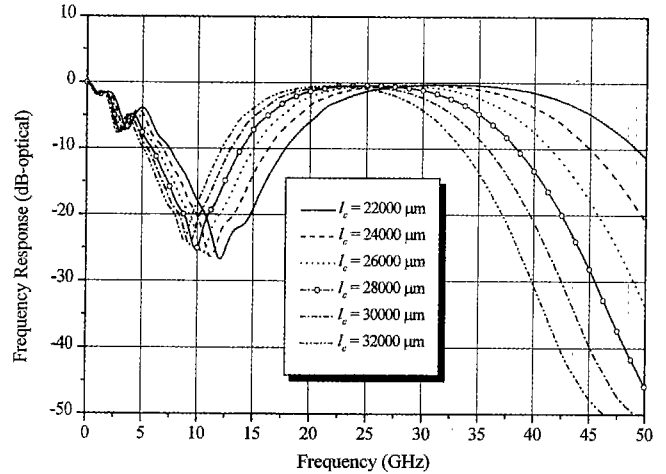


그림 11. 변조영역의 길이 l_c 를 변화시켰을 때 주파수응답($Z_m=36.5\Omega$, $N_{eff}=2.68$, $\alpha_o=0.078/cm\cdot\sqrt{GHz}$).

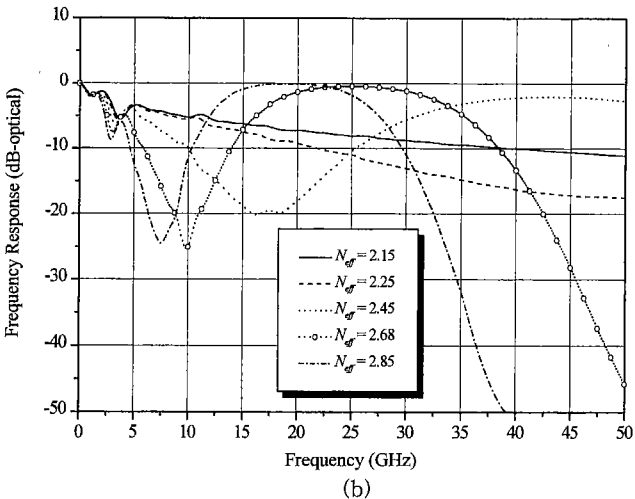
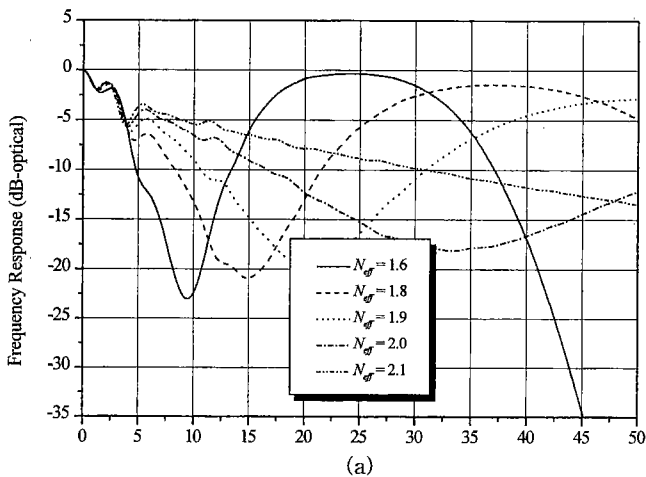


그림 10. 유효굴절률 N_{eff} 를 변화시켰을 때 주파수응답($Z_m=36.5\Omega$, $\alpha_o=0.078/cm\cdot\sqrt{GHz}$, $l_c=28000\mu m$, $L=37140\mu m$).
(a) $N_{eff} < 2.15$, (b) $N_{eff} \geq 2.15$.

파수응답 특성이 좋아지지 않고, 오히려 감쇠상수가 일정한 값을 가져야 대역폭을 확보할 수 있음을 알 수 있다. 대역폭을

확보한 상태에서 감쇠상수를 증가시켰을 때 중심주파수는 일정하게 유지되고 있으며 대역폭은 줄어드는 경향을 보였다.

그림 9는 $N_{eff}=2.68$, $\alpha_o=0.078/cm\cdot\sqrt{GHz}$, $l_c=28000\mu m$, $L=37140\mu m$ 인 경우, 특성임피던스 Z_m 을 변화시키면서 주파수응답 곡선을 그린 것이다. $Z_m \geq 50\Omega$ 인 경우는 50Ω 을 대칭으로 하여 비슷한 경향을 보이고 있으므로 생략하였다. 대부분의 경우에 대하여 대역폭 변화량이 작았으며, 중심주파수는 일정하게 나타나고 있다.

그러므로, 감쇠상수 및 특성임피던스를 변화시켜서 중심주파수 및 대역폭을 조절하는 것은 어려운 것으로 사료된다.

그림 10은 $Z_m=36.5\Omega$, $\alpha_o=0.078/cm\cdot\sqrt{GHz}$, $l_c=28000\mu m$, $L=37140\mu m$ 인 경우, MW 유효굴절률 N_{eff} 를 변화시키면서 주파수응답 곡선을 그린 것이다. $N_{eff}=2.15$ 근처에서 광변조기는 대역통과 특성을 보이지 않고, 광파 MW의 유효굴절률 차이가 ~ 0.25 이상일 때 대역통과 특성을 보이고 있다. 유효굴절률이 2.15에서 벗어날수록 중심주파수가 아래쪽으로 이동하고, 대역폭이 좁아짐과 동시에 중심주파수의 피크치가 0dB에 근접하는 경향을 보이고 있다.

그림 11은 $Z_m=36.5\Omega$, $N_{eff}=2.68$, $\alpha_o=0.078/cm\cdot\sqrt{GHz}$ 인 경우, 변조영역의 길이 l_c 를 변화시키면서 주파수응답 특성을 계산한 것이다. 변조영역의 길이를 증가시킬수록 중심주파수는 저주파 대역으로 이동하며 대역폭은 좁아지고 있다. 즉, 변조영역의 길이를 변화시킴으로써 대역폭 및 중심주파수를 효과적으로 조절할 수 있음을 보여주고 있다.

4.2. 다섯구간 위상반전

세구간 위상반전과 다섯구간 위상반전 전극의 경우 변조영역의 길이 l_c 를 변화시키면서 주파수응답을 계산한 것을 그림 12에 나타내었다. 해석조건은 세구간 위상반전의 경우 $Z_m=36.5\Omega$, $N_{eff}=2.68$, $\alpha_o=0.078/cm\cdot\sqrt{GHz}$ 이고, 다섯구간 위상반전인 경우 $Z_m=32\Omega$, $N_{eff}=2.85$, $\alpha_o=0.08/cm\cdot\sqrt{GHz}$ 이다. $l_c=28000\mu m$ 에 대하여, 세구간 위상반전 전극인 경우 중심주파수는 $\sim 25\text{ GHz}$, 대역폭은 $\sim 15\text{ GHz}$ 이고, 다섯구간 위상

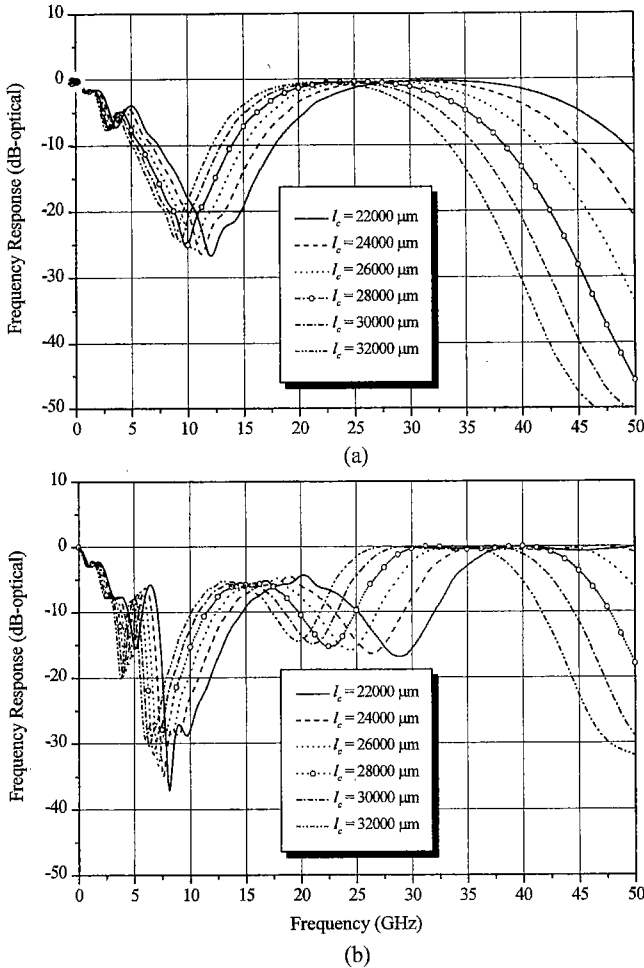


그림 12. 변조영역의 길이 l_c 를 변화시켰을 때 주파수응답 (a) 세구간 위상반전($Z_m=36.5 \Omega$, $N_{eff}=2.68$, $\alpha_0=0.078 /cm \cdot \sqrt{GHz}$), (b) 다섯구간 위상반전($Z_m=32.0 \Omega$, $N_{eff}=2.85$, $\alpha_0=0.080 /cm \cdot \sqrt{GHz}$).

반전 전극인 경우 중심주파수는 ~ 36 GHz, 대역폭은 ~ 18 GHz이다.

위상반전 구간 수 증가에 따라 중심주파수는 고주파 쪽으로 이동하고 대역폭은 넓어지고 있다. 또한, 대역통과 부분 앞쪽에 원하지 않는 봉우리들이 생겼으며, 이러한 현상은 구간 수가 증가할수록 악화되었고, 결국에는 대역통과 특성이 모호하게 되었다. 즉, 위상반전 구간 수를 증가시켜서 중심주파수와 대역폭을 조절하기에는 어려움이 따를 것으로 사료된다. 변조영역 길이를 포함한 진행파전극의 각 MW 파라미터를 변화시켰을 때, 구간 수 증가에 따른 주파수응답은 구간 수가 적을 때와 비슷한, 그러나 오히려 모호한 경향을 보였다.

V. 결 론

위상반전 진행파 광변조기의 주파수응답을 이전보다 간결하며, 체계적인 방식으로 유도하였다. 변조 대역폭, 또는 응답속도를 위상속도 부정합, 특성임피던스 부정합, 그리고 MW 손실, 광/MW 상관길이 등의 함수로써 나타내었다. 이러한 개념

은 방향성결합기 형을 포함한 어떤 종류의 변조기에도 적용될 수 있다.

유도된 식을 근거로 한 모의전산을 통하여 $Ti:LiNbO_3$ 광결합기에 형성된 위상반전 전극구조가 대역통과 특성을 가질 수 있음을 보였고, 진행파전극의 MW 파라미터를 변화시켰을 때 주파수응답에 미치는 영향을 분석하였다. 특히, MW 특성임피던스와 감쇠상수는 대역통과 특성을 갖는 진행파 광변조기의 주파수응답에 미치는 영향이 미미하였지만, MW 유효굴절률과 변조영역의 길이를 변화시킴으로써 중심주파수와 대역폭을 효과적으로 조절할 수 있음을 보였다.

세구간 위상반전 전극인 경우, $Z_m=36.5 \Omega$, $N_{eff}=2.68$, $\alpha_0=0.078 /cm \cdot \sqrt{GHz}$, $l_c=28000 \mu m$ 일 때 중심주파수는 ~ 25 GHz, 대역폭은 ~ 15 GHz이었다. 이러한 조건 하에서 변조영역의 길이를 감소시키면 중심주파수는 고주파 쪽으로 이동하였고 대역폭은 증가하는 경향을 보였으며, 광파와 MW와의 유효굴절률 차이가 증가할수록 중심주파수는 저주파 쪽으로 이동하면서 대역폭은 줄어들었다.

위상반전 구간 수 증가에 따라 중심주파수는 고주파 쪽으로 이동하였고 대역폭은 넓어졌으며, 진행파전극의 MW 파라미터를 변화시켰을 때의 주파수응답은 구간 수가 적을 때와 비슷한 경향을 보였다. 그러나, 대역통과 부분 앞쪽에 원하지 않는 봉우리들이 생겼으며, 이러한 현상은 구간 수가 증가할수록 악화되었고, 결국에는 대역통과 특성이 모호하게 되었다. 즉, 구간 수를 증가시켜서 중심주파수와 대역폭을 조절하기에는 어려움이 따를 것으로 사료된다.

감사의글

본 연구는 2000년도 정보통신 연구관리단 대학기초 연구지원(2000-149-01) 및 2000년도 학술진흥재단 선도연구자 지원(E00187)에 의하여 수행되었음.

참고문헌

- [1] S. K. Korotky, G. Eisenstein, R. S. Tucker, J. J. Veselka, and G. Raybon, *Appl. Phys. Lett.*, vol. 50, pp. 1631-1633, 1987.
- [2] R. E. Tench, J.-M. P. Delavaux, L. D. Tzeng, R. W. Smith, L. L. Buhl, and R. C. Alferness, *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-5, no. 4, pp. 492-501, 1987.
- [3] D. W. Dolfi and T. R. Ranganath, *Electron. Lett.*, vol. 28, pp. 1197-1198, 1992.
- [4] G. K. Gopalakrishnan, C. H. Bulmer, W. K. Burns, R. W. McElhanon, and A. S. Greenblatt, *Electron. Lett.*, vol. 28, no. 9, pp. 826-827, 1992.
- [5] R. Spickermann and N. Dagli, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 10, pp. 1918-1924, 1994.
- [6] K. Noguchi, O. Mitomi, H. Miyazawa, and S. Seki, *J. Lightwave Technol.*, vol. 13, no. 6, pp. 1164-1168, 1995.
- [7] K. Noguchi, O. Mitomi, and H. Miyazawa, *J. Lightwave Technol.*, vol. 16, no. 4, pp. 615-619, 1998.
- [8] R. C. Alferness, S. K. Korotky, and E. A. Marcatili, *IEEE J.*

- Quantum Electron.*, vol. QE-20, pp. 301-309, 1984.
- [9] W. Wang, R. Tavlykaev, and R. V. Ramaswamy, *IEEE J. Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, no. 5, pp. 610-612, 1997.
- [10] S. Uehara, *Appl. Opt.*, vol. 17, no. 1, pp. 68-71, 1978.
- [11] K. Kubota, J. Noda, and O. Mikami, *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-16, no. 7, pp. 754-760, 1980.
- [12] D. Erasme and M. G. F. Wilson, *Optical & Quantum Electron.*, vol. 18, pp. 203-211, 1986.
- [13] M. Nazarathy, D. W. Dolfi, and R. J. Jungerman, *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-5, no. 10, 1987.
- [14] G. K. Gopalakrishnan, W. K. Burns, R. W. McElhanon, and A. S. Greenblatt, *J. Lightwave Technol.*, vol. 12, no. 10, pp. 1807-1818, 1994.
- [15] K. W. Hui, K. S. Chiang, B. Wu, and A. H. Zhang, *J. Lightwave Technol.*, vol. 16, no. 2, pp. 232-238, 1994.
- [16] C. H. Bulmer, W. K. Burns, and C. W. Pickett, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 3, no. 1, pp. 28-30, 1991.

Estimation of frequency response of traveling-wave optical modulator with phase reversal

Young-Tak Han

Silica Optical Components Team ETRI, Daejeon 305-350, KOREA

Woo-Jin Lee and Chang-Min Kim[†]

Dept. of Electronics Engineering, The University of Seoul, Seoul 130-743, KOREA

[†]E-mail: cmkim@uoscc.uos.ac.kr

(Received April 19, 2001 ; Revised manuscript received July 3, 2001)

Estimation of the frequency response of Ti:LiNbO₃ traveling-wave optical modulator with phase reversal electrodes is succinctly presented. The fact that such devices may have bandpass characteristics is demonstrated through simulations based on the derived equations. The influence of each parameter of traveling-wave electrodes on the frequency response is investigated in detail. It is shown that the center frequency and the bandwidth of response curves can be effectively adjustable by changing the MW effective index and the interaction length of the electrodes.

Classification code : OE.020.