

DFB 반도체 레이저의 직접 주파수변조(DFM) 특성의 전기적 회로모델에 관한 연구

正會員 鄭淳求* 正會員 全光錫**, 正會員 洪玩燾***

A Study on the Electric Circuit Model for the Direct FM Characteristics of DFB Semiconductor Lasers

Soon-Gu Jung*, Kwang-Seok Chun**, Woan-Hue Hong*** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 DFB 반도체 레이저의 직접 주파수변조 응답특성에 대한 새로운 전기적 회로모델을 제시하였다. 특히 본 논문에서는 캐리어농도의 변조효과 뿐만 아니고 온도변조효과에 따른 DFB 반도체 레이저의 변조특성을 동시에 고려함으로써 DC에서 수GHz의 변조주파수 범위에 이르는 주파수응답특성을 얻을 수 있었다. 온도변조효과에 의한 주파수응답특성은 레이저 다이오드의 구조로부터 회로모델링하여 기존의 실험치와 비교하였으며, 캐리어농도변조효과에 의한 회로모델링은 DFB 레이저의 율방정식(rate equations)을 선형화함으로써 소신호 회로모델을 구하고 이를 기존의 수치해석에 의해 제시된 결과치와 비교하여 전체적인 주파수응답특성이 잘 일치함을 알 수 있었다.

Abstract

In this paper we present for the first time the electric circuit model for direct frequency modulation(FM) response of the conventional distributed-feedback(DFB) semiconductor laser diodes. Especially, in this paper, the proposed model includes not only the carrier density modulation effect, but also the temperature modulation effect determining the DFM characteristics of DFB semiconductor lasers. The DFM response due to injection current modulation was obtained as a function of modulation frequency from DC to a few GHz. The circuit model representing the temperature modulation effect is obtained from the structure of DFB LD chip and the simulation results are compared with the published experimental results. The circuit model representing carrier density modulation effect is obtained from the rate equations of DFB lasers and the simulation results are compared with the results that were obtained by the conventional numerical analysis approach. The results showed good agreements.

*, *** 서울 市立大學校 大學院 電子工學科
Dept. of Electronics Eng., Seoul City Univ.

** 주성專門大 電子通信科
Dept. of Electronic Telecommunication, Ju Seong Jr. College

論文番號 : 94199

接受日字 : 1994年 7月 28日

I. 서 론

코히어런트 FSK 광통신시스템에서 직접주파수변조(DFM)방식은 증계기(repeater)의 전송거리와 전송용량을 증가시킴으로써 수신감도를 향상시키고, 광대역의 데이터를 전송할 수 있게 한다. 그러나 GHz의 주파수 범위에서 반도체 레이저의 이러한 직접변조는 색분산(chromatic dispersion)을 유발시키고 광섬유의 대역폭을 줄임으로써 정보전송비를 제한한다. 기존의 FP(Fabry-Perot)형태의 레이저 다이오드(Laser Diode, LD)에서는 이득 스펙트럼에 의한 종모드(longitudinal mode) 구별이 이루어졌으나 이득 스펙트럼은 항상 종모드 간격보다 넓기 때문에 결과적으로 종모드들간의 구별은 매우 어렵게 된다.

모드의 선택도를 증가시키는 방법중에 하나는 서로 다른 종모드에 대해서는 서로 다른 공동 손실(cavity loss)을 갖도록 주파수 종속적인 케환(feedback)을 제공하는 것이다. 이를 위하여 제시된 방법으로 분포 케환(Distributed Feedback, DFB)방식과 공동결합(Coupled Cavity)방식이 있다. DFB LD는 FP형태의 LD와 달리 발진을 위한 귀환이 공동전체에 걸쳐서 분포됨으로써 단일종모드의 동적특성을 가지며, 주입전류에 의하여 직접 주파수변조됨으로써 CPFSK(continuous phase frequency shift keying)에 적용되는 경우 외부변조기 설계로 인한 시스템의 복잡성이나 비용면에 있어서 매우 유리하다.

LD의 직접 변조를 이용한 광학적, 그리고 초고주파 회로의 분석 및 설계의 경우 전기적 입력신호에 대한 동적응답을 결정하는 방법으로는 울방정식의 해를 직접 구하는 방법과 회로 해석적인 방법이 있다. 전자의 경우에는 특별한 소프트웨어가 필요하며 패키지의 기생소자들을 포함시킬 수 없다는 단점을 갖는 반면에 전기적 회로모델링 방법은 패키지 기생소자들의 영향 및 소자와 회로의 상호 작용에 대한 특성을 포함시킴으로써 반도체 레이저의 동적특성에 대한 소자와 회로의 영향등을 쉽게 평가할 수 있다. 진성 반도체 레이저의 대신호(large-signal)와 소신호(small-signal) 회로모델들이 이러한 목적에서 제안되었으며, 완전히 패키징된 소자의 모델을 이루기 위해서 패키지의 기생소자들과 쉽게 결합될 수 있다.

LD의 직접주파수변조시에 저주파대역에서의 FM 응답은 온도변조응답이, 고주파대역에서의 FM 응답은 캐리어농도변조응답이 지배적인 크기를 갖는다.

캐리어농도변조특성은 울방정식을 선형화하여 회로 모델링할 수 있으며 그 시뮬레이션 결과는 고주파의 변조주파수대역에서는 실험치와 잘 일치하지만 저주파대역에서의 온도변조효과를 무시하였기 때문에 전체 변조주파수대역에 대한 FM 응답특성의 제시가 어려웠다. 본 논문에서는 이러한 두가지 메카니즘을 동시에 고려하는 새로운 등가회로모델을 제시한다.

본 논문에서는 II장에서 DFB LD의 직접주파수변조특성과 이를 구성하는 두가지 메카니즘에 대한 시스템 구성에 대하여 기술하고, III장에서는 모델링하고자하는 DFB LD의 구조와 주파수변조응답시스템을 구성하는 온도변조응답시스템과 캐리어농도변조응답시스템에 대한 등가회로모델을 제시하였다. IV장에서는 III장에서 제시한 등가회로를 가지고 온도변조효과에 의한 저주파영역에서의 주파수 변조특성과 캐리어농도변조효과에 의한 고주파영역에서의 주파수변조특성을 각각 시뮬레이션하였고, 두가지 효과를 동시에 고려하여 전 변조주파수대역에서의 주파수응답을 시뮬레이션하였다. 마지막 V장은 결론으로써 본 논문을 정리하였다.

II. 직접주파수변조특성과 시스템 모델링

이종접합구조(Heterostructure)를 갖는 DFB 레이저는 한층의 두께가 공동길이방향을 따라서 주기적으로 변화도록 식각한 격자(grating)를 이용하여 얻을 수 있다. 그 결과로 일어나는 굴절률의 주기적인 섭동은 역방향 Bragg산란을 통하여 케환을 제공하며, 순방향 및 역방향으로의 파들을 결합(coupling)시킨다. Bragg 조건에 의하여 순방향과 역방향 파들의 코히어런트한 결합은 레이저 구조의 격자주기 Λ 가 $m\lambda_m/2$ 인 파장에 대해서만 일어나며, 이때 λ_m 은 레이저 매질내부의 파장이고 정수 m 은 격자에 의하여 유도되는 Bragg회절의 차수이다. 즉, DFB 레이저의 모드 선택도는 Bragg케환에 의하여 결정되며 Λ 를 적절히 선택하면 원하는 파장에서만 케환을 제공하는 레이저를 제작할 수 있게 된다.

일반적으로 LD에 대한 주파수응답은 캐리어농도변조효과에 의한 빠른 응답과 온도변조효과에 의한 느린 응답이 서로 공존하기 때문에 변조신호의 대역폭에 대해서 평탄한 FM 응답을 얻을 수 없다. 이러한 두가지 효과로 인하여 DFB 레이저의 FM 응답 역시 그 크기에 있어서 열적 차단 주파수(thermal cut-off frequency)에서 notch가 존재하게 되고, 위상에

있어서는 온도변조효과에 의해서 지배받는 저주파영역과 캐리어농도변조효과에 의해서 지배받는 고주파영역사이에 180°의 위상차가 존재하게 된다^[11]. 이와 같은 두가지의 변조효과를 동시에 고려하여 온도변조응답에 대한 시스템을 $H_T(s)$, 캐리어농도변조응답에 대한 시스템을 $H_C(s)$ 로 놓으면 전체 주파수응답 시스템은 그림 1과 같이 나타낼 수 있으며 전체 시스템의 출력은 식 (1)과 같이 표현된다^[12].

$$C(s) = R(s) [H_T(s) + H_C(s)] \quad (1)$$

식 (1)에서 $R(s)$ 는 입력, $C(s)$ 는 출력을 각각 나타낸다.

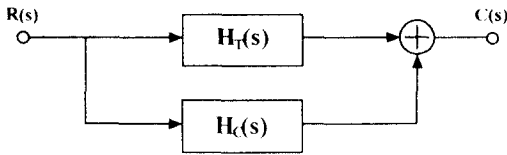


그림 1. 레이저 다이오드의 FM 응답에 대한 시스템모델.
Fig 1. System Model for FM Response of LD.

저주파대역과 고주파대역에서의 주파수변조응답에 대한 등가회로모델의 소자값들은 모델링하고자 하는 LD의 물리적 구조와 광의 세기, 즉 포톤의 갯수와 주입캐리어 사이의 상호작용에 대하여 기술되는 율방정식으로부터 각각 유도되어진다. 본 논문에서 율방정식의 분석은 LD를 SPICE에 호환적인 등가회로로 사용하는 것이다. 이러한 접근방법은 레이저칩의 기생소자들을 포함시키고, 변조에 대한 시스템의 응답을 평가하기 위한 구동회로 모델과 연결될 수 있다.

III. 직접주파수변조에 대한 등가회로모델

InGaAsP/InP 이중접합구조는 분극전류가 매우 낮기 때문에 광전자, 고속의 디지털과 마이크로파 소자들의 응용에 있어서 널리 사용된다. 능동영역은 $In_{1-x}Ga_xAs_yP_{1-y}$ 4원자 합금으로 구성되며 x 와 y 의 구성비를 조절하여 1.1-1.6 μ m에서 동작하는 소자로 구성할 수 있다. 이러한 이중접합구조에서 클래딩영역은 능동영역과 다른 x 와 y 값을 갖는 InP 또는 InGaAsP로 구성된다.

본 논문에서는 일반적인 InGaAsP/InP 구조로 이

루어진 Hitachi DFB LD를 온도변조효과와 캐리어농도변조효과를 동시에 고려하여 회로모델링하였다. 온도변조효과에 대한 회로모델링은 LD의 물리적 구조로부터 산출되는 열저항(thermal resistance)과 열용량(thermal capacitance)을 전기적 회로소자로 대체함으로써 이루어진다. 캐리어농도변조효과에 대한 회로모델링은 Maxwell 방정식으로부터 유도되는 파동방정식과 DFB 레이저의 기본이론을 이루는 파동결합방정식(coupled-wave eqs.)^[13]에 기초하였고, 레이저의 동적응답에 대한 캐리어확산(carrier diffusion)을 고려하여 일반적인 구조를 갖는 DFB 레이저의 율방정식을 유도하고 이를 소신호분석함으로써 선형화하여 전기적 회로로 등가화하였다. 일반적으로 레이저의 동적 특성은 능동층 내부에서 캐리어와 포톤의 상호연관성을 나타내는 율방정식을 풀므로써 그 해를 얻을 수 있으며, 소신호 변조는 레이저의 변조대역폭을 측정하는 경우에 사용되기도 한다. 포톤과 캐리어농도가 불균일하게 분포되어 있는 DFB 반도체 레이저의 DC, 소신호 AM과 FM 응답등에 관한 정보를 제공하는 CLADISS 프로그램이나 일반적인 레이저의 동적특성에 관한 TLLM(Transmission Line Laser Model)과 같은 모델링방법들이 제안되고 있으나 결합 율방정식(coupled rate equation)의 접근방법은 그 직접적인 물성의 제시와 계산에 있어서 많은 잇점을 갖고 있다.

1. 온도변조 응답시스템의 회로모델

열변조 효과에 대한 해석을 위해서 사용된 일반적인 구조의 DFB LD의 구조적인 모델을 그림2에서 제시하였으며 편의상 3주기만을 나타내었다. 잘 설계된 레이저라면 바이어스 전류가 균일하게 능동영역을 통하여 흐르며 좁은 능동영역으로 밀집되어 능동영역의 저항이 증가하고 저항열이 발생하게 된다. 이와 같은 사실로부터 능동영역을 하나의 열원(heat source)으로 해석할 수 있다. 능동영역을 제외한 다른 영역들은 능동영역의 열을 흡수하고 전달하는 일종의 방열판(heatsink)으로 간주되며, 열의 흐름은 능동영역에서 다른 영역의 방열판으로 열방사(thermal radiation)된다고 생각할 수 있다^[14]. 그림 2에서 열전달 과정을 등가의 전기회로로 모델링할 수 있는 근거는 각각의 영역에서 열저항과 열용량을 구하여 두값의 곱으로써 열시정수(thermal time-constant)를 얻을 수 있다고 하는 것이다. LD 자체의 열시정수를 고려하여 출력광의 크기가 주입전류와 정합온도에 따라 달

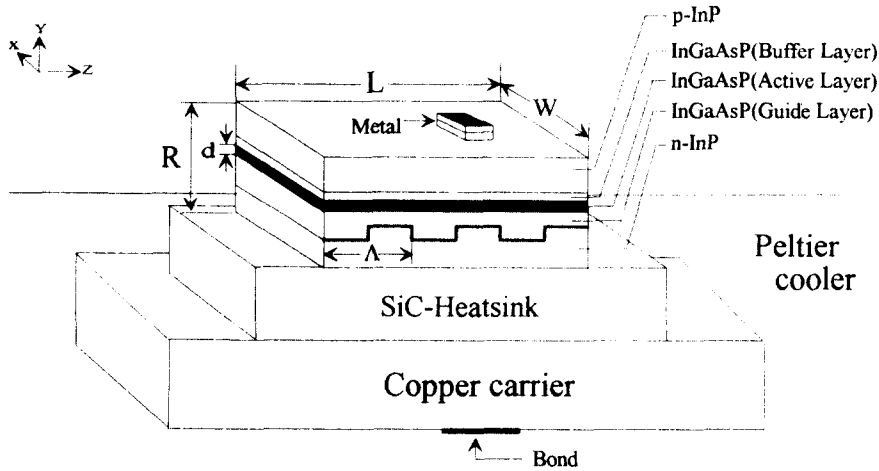


그림 2. 열변조 효과에 대한 해석을 위해 사용된 일반적인 구조를 갖는 DFB LD의 구조(3A).

Fig. 2. The Structure Model of a Conventional DFB LD Used for Thermal Analysis(3A).

라진다는 사실을 이용하면 열시정수가 변조된 열원으로써 주입전류의 변조에 의존하게 된다. 각각의 영역에서 구한 열저항과 열용량은 등가 전기회로에서 전기적 저항과 전기적 캐패시터로 대체가 가능하다. 이러한 모델은 저주파영역에서의 주파수변조(FM) 특성을 나타낸다^[2, 4].

열저항 R_T 는 각영역의 스트립의 폭(W), 공동의 길이(L), 깊이(d), 그리고 열전도도(thermal conductivity, K_c)의 함수로 표현되면 열전도도는 재료의 혼합물의 함수가 된다. 열용량은 LD의 과도응답과 저주파응답에서 매우 중요한 역할을 하며 각각의 영역에서 부피, 밀도, 분자량, 그리고 비열(specific heat capacity) 등에 근거하여 각각의 영역에서의 열용량의 값을 산출할 수 있다^[2]. 임의의 반도체 LD를 정확히 모델링할 수 있다면 각각의 영역에서 열저항(R_T)과 열용량(C_T)을 구할 수 있고, 열시정수 T_T 는 R_T 와 C_T 의 곱으로 표현된다. 능동영역, SiC 방열판과 동판캐리어에 대한 열저항 R_T 와 열용량 C_T 는 이러한 관계식에 의하여 계산된다.

능동영역을 제외한 칩의 나머지 부분은 그림 2의 한 주기에서 능동영역을 제외한 칩의 나머지 부분의 열저항을 R_L , 열용량을 C_L 로 놓고, 반주기씩 나누어서 왼쪽부분의 열저항과 열용량을 R_L, C_L 로, 오른쪽

부분의 열저항과 열용량 R_R, C_R 로 놓고 계산한다. 한 주기동안의 열저항 R_L 는 R_L 과 R_R 의 병렬연결로 생각할 수 있으며, 그림 2와 같이 3개의 주기만을 고려한다면 전체 공동에 걸친 열저항 R_2 는 3개의 R_L 가 병렬연결로 되어 있다고 볼 수 있다. 실제로 LD가 전체 공동에 걸쳐서 N개의 격자(corrugation)로 이루어져 있으므로 전체의 열저항은 식 (2)로부터 산출된다.

$$R_2 = R_{L(1)} \parallel R_{L(2)} \parallel \dots \parallel R_{L(N)} \quad (2)$$

$$= \frac{R_L}{N}$$

그러나 열용량 C_L, C_R 는 서로 병렬로 연결되어지며 역시 그림 2와 같이 3A를 고려하는 경우에 C_L 는 C_L 과 C_R 의 합이 된다. N개의 격자구조를 갖는 경우에는

$$C_2 = C_{T(1)} + C_{T(2)} + \dots + C_{T(N)} \quad (3)$$

$$= NC_T$$

이와같은 열저항과 열용량을 구하기 위한 값들이 표-1에 나타나 있으며, CRC Handbook과 여러자료^[5, 6] 등에서 참조하였다. 전체 시스템은 능동영역, 칩의 나머지영역, SiC 방열판, 동판캐리어와 펠티어 냉각

표 1. 열시정수를 계산하기 위해서 사용된 변수들의 값.

Table 1. Parameters Used in Calculating the Thermal Resistance and the Thermal Capacitance.

Parameters	분자량 [g]	밀도 [g/m ³]	열전도도 [W/mK]	비열 [J/gK]
Materials				
SiC	40.1	5.048 × 10 ⁶	90.1992	26.964[J/Kmol]
Copper(Cu)	63.546	8.94 × 10 ⁶	393.29	24.46[J/Kmol]
InP	145.79	4.81 × 10 ⁶	68.03	0.322
InGaAsP	290.42	5.42 × 10 ⁶	5.06	0.33

소자등에 대한 열저항과 열용량들의 결합으로 이루어지며 그림 4의 블록A와 같은 회로를 구성하였다. InGaAsP/InP와 같은 고체소자에서의 열적현상에 대한 연구는 오래전부터 수행되어져 오고 있으나, InGaAsP/InP 4원자 시스템의 중요성에도 불구하고 이러한 시스템의 열전도도나 합금(alloy)의 비열(specific heat) 등에 관한 연구보고는 아직까지 없는 상태이다. 본 논문에서는 W.Nakawaski^[7]에 의하여 발표된 InP에 대한 실온상태에서의 열저항과 열전도도에 대한 데이터값들을 사용하였으며, 1.55μm 파장대에서의 발진을 위한 조건으로 y=0.9의 값을 대입함으로써 0.33의 비열값을 얻을 수 있었다.

2. 캐리어농도변조 응답시스템의 소신호 회로모델

LD의 동적특성은 Maxwell-Bloch 방정식에 의해서 기술되며, 유기되는 쌍극자의 완화시간(relaxation time)이 분포반전의 완화시간과 광자수명시간(photon lifetime)보다 매우 짧은 경우에는 Maxwell-Bloch방정식이 율방정식(rate equations)으로 귀착되어진다^[8]. 현재까지 모든 반도체 레이저의 회로 모델들은 이러한 율방정식에 근거하여 발표되고 있으나 능동영역에서 불균일한 캐리어 분포로 인한 가로방향으로의 캐리어 확산(lateral carrier diffusion)의 영향을 무시함으로써 전기광학적 이완발진(electrooptical relaxation oscillation)의 감쇄와 소신호 주파수응답에서 공진(resonance)의 최대치를 감소시키는 원인을 설명하지 못하였다. 이러한 특성을 갖는 레이저는 등가적으로 일정한 전자의 농도를 갖는 레이저, 즉 가로방향으로의 확산에 의한 감쇄가 없는 레이저로 가정하고 대신에 광계(optical field)에 의존하는 이득포화(gain saturation)의 개념으로 생각할 수 있다^[9]. 본 논문에

서는 이러한 이론에 기초하여 일반적인 구조를 갖는 DFB 반도체 레이저의 율방정식을 유도하였다.

가로방향으로의 확산 분포를 갖는 DFB 반도체 레이저에 대한 포톤농도 S(x)와 캐리어농도 N(x)의 율방정식은 다음과 같이 표현된다^[9, 10].

$$\begin{aligned} \frac{\partial S(x)}{\partial t} &= v_g A_g G(x) S(x) - \frac{S(x)}{\tau_p} \\ \frac{\partial N(x)}{\partial t} &= \frac{J(x)}{qd} - \frac{N(x)}{\tau_n} - A_g G(x) S(x) \\ &+ \frac{L_{eff}^2}{\tau_n} \frac{\partial^2 N(x)}{\partial x^2} \end{aligned} \quad (4)$$

윗식에서 L_{eff}는 캐리어의 확산길이이며, 자연방출(spontaneous emission)항은 무시하였다. G(x)는 캐리어농도와 광이득항으로 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} G(x) &= \frac{\Gamma_p v_g D_p}{v_p} [N(x) - N_g] \\ &= \gamma [N(x) - N_g] \end{aligned} \quad (5)$$

반도체 레이저에서의 정합전압(junction vtg.)을 나타내는 V_j는 고전적인 Shockley 관계식 N(x) = N_e exp[qV_j(x)/ηkT]로부터 얻을 수 있다. N_e는 평형상태에서의 캐리어 농도이며, 혼합물 반도체의 경우에 통상 η=2의 값을 갖는다. 시간항을 고려할때 캐리어 분포 N(x, t)는 일반적으로 복잡한 Fourier 급수에 의해 표현되지만, 불균일한 캐리어 농도를 고려하는 경우에는 식 (6)과 같이 첫 두개의 항만을 고려한다.

$$N(x, t) \approx N(t) - N_1(t) \cos\left(\frac{2\pi x}{W}\right)$$

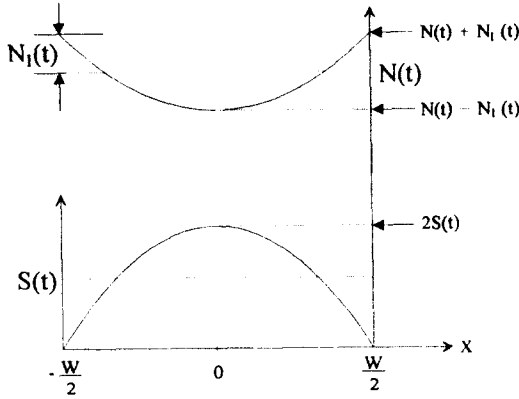


그림 3. 능동영역에서의 포톤농도와 캐리어농도의 분포.
Fig 3. The Distribution of Photon Density and Electron Density Across the Active Layer.

$$S(x, t) = 2S(t)\cos^2\left(\frac{\pi x}{W}\right) \quad (6)$$

$S(t)$ 와 $N(t)$ 는 각각 평균 포톤농도와 평균 캐리어농도이고, 그림 3과 같이 분포한다. $N_1(t)$ 는 캐리어의 불균일성을 나타내는 매개변수이고, W 는 능동영역의 폭을 나타낸다. Kishino^[11]등은 포톤농도가 능동영역 가장자리에서 0이 아닌 유한값을 갖는다고 발표하였으나, 본 논문에서는 $x = \pm \frac{W}{2}$ 에서 포톤농도를 0으로 근사화하였으며, 이러한 두가지 해석의 결과는 서로 유사하다^[9].

능동영역에서의 전류분포 $J(x)$ 를 일정하다고 놓고 식 (6)을 식 (4)에 대입하여 정리한다. 먼저 포톤에 관한 율방정식은

$$2\cos^2\left(\frac{\pi x}{W}\right) \frac{\partial S(t)}{\partial t} = v_e A_g \gamma [N(x) - N_g] \cdot$$

$$2S(t)\cos^2\left(\frac{\pi x}{W}\right) - \frac{2S(t)}{\tau_p} \cos^2\left(\frac{\pi x}{W}\right)$$

$$\int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} [1 + \cos\left(\frac{2\pi x}{W}\right)] dx = W \text{을 이용하여 율식을 정}$$

리하면, 다음과 같은 포톤에 관한 율방정식을 유도할 수 있다.

$$\frac{dS}{dt} = [v_e A_g G(N) - \frac{1}{\tau_p}] S - \frac{1}{2} v_e A_g \gamma N_1 S \quad (7)$$

캐리어의 농도에 관한 율방정식은

$$\begin{aligned} \frac{dN}{dt} - \cos\left(\frac{2\pi x}{W}\right) \frac{dN_1}{dt} \\ = \left[\frac{I}{\alpha} - \frac{N}{\tau_n} - A_g \gamma (N - N_g) S + \frac{1}{2} A_g \gamma N_1 S \right] \\ - \left[\frac{N_1}{\tau_n} - A_g \gamma (N - N_g) S + A_g \gamma N_1 S + \frac{N_1}{\tau_n} h \right] \cos\left(\frac{2\pi x}{W}\right) \end{aligned}$$

윗식에서 h 는 $\left[\frac{2\pi L_{off}}{W}\right]^2$ 이며, 다음과 같은 캐리어에 관한 율방정식을 유도할 수 있다.

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{\alpha} - \frac{N}{\tau_n} - A_g G(N) S + \frac{1}{2} A_g \gamma N_1 S$$

$$\frac{dN_1}{dt} = A_g G(N) S - A_g \gamma N_1 S - \frac{N_1}{\tau_n} h - \frac{N_1}{\tau_n} \quad (8)$$

$$= A_g [G(N) - \gamma N_1] S - N_1 \left[\frac{1+h}{\tau_n} \right]$$

식 (8)에서 미분항을 0으로 놓고 N_1 에 관한 근사적인 해를 구하면,

$$\begin{aligned} N_1 &= \frac{A_g G(N) S}{\gamma S + \frac{1+h}{\tau_n}} \\ &= \frac{2\varepsilon G(N) S}{\gamma A_g} \end{aligned}$$

$$\text{윗식에서 } \varepsilon = \frac{\gamma A_g^2}{2[\gamma S + \frac{1+h}{\tau_n}]} \text{ 이고, } N_1 \text{의 값을 식}$$

(7)과 (8)에 대입하여 정리하면 시간항을 포함하는 캐리어농도와 포톤농도에 관하여 가로방향인 x 축에 무관하게 표현되는 다음과 같은 최종적인 율방정식을 얻을 수 있다.

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{\alpha} - \frac{N}{\tau_n} - G(N) [A_g - \varepsilon S] S$$

$$\frac{dS}{dt} = v_e G(N) [A_g - \varepsilon S] S - \frac{S}{\tau_p} \quad (9)$$

윗식은 Hiroshi Yasaka^[10]가 사용한 DFB 반도체 레이저에 대한 율방정식과 유사한 식으로 자연 방출항은 생략되었고 가로방향으로의 확산성분을 이득포화항으로 등가화시킴으로써 Tucker^[9]의 이론과 일치함을 볼 수 있다.

식 (9)에서 $D_p = 1 - \left(\frac{\lambda - \lambda_g}{\Delta \lambda}\right)^2$, $v_e = LWd$, $\alpha = qv_e$ 이며 이러한 율방정식과 Shockley 관계식을 다음과 같이 DC 성분과 AC 성분으로 나누어서 소신호분석 (small-signal analysis) 함으로써 등가의 소신호 회로

모델을 세울 수 있다.

$$\begin{aligned}
 I &= I_0 + i \exp(j\omega t) \\
 N &= N_0 + n \exp(j\omega t) \\
 S &= S_0 + s_1 \exp(j\omega t) \\
 V_j &= V_{j0} + v_j \exp(j\omega t) \\
 G &= G_0 + g \exp(j\omega t)
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

윗식에서 각주파수 ω 는 $2\pi f_m$ 으로 표현되며, f_m 은 변조주파수이다. 능동영역의 광이득을 나타내는 G 는 $G(N) = \gamma[(N_0 - N_g) + n \exp(j\omega t)]$ 로 표현될 수 있다.

먼저 Shockley 관계식을 소신호 분석함으로써 캐리어 농도의 소신호 성분 n 에 관한 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

$$n = \frac{N_0}{V_T} v_j \tag{11}$$

식 (9)의 율방정식에 식 (10)을 대입하고 소신호 항들끼리의 곱을 무시하고 정리하면,

$$\begin{aligned}
 & [j\omega + \frac{1}{\tau_n} + (A_g - \epsilon S_0) S_0 \gamma] n \\
 &= \frac{i}{\alpha} - G_0 (A_g - 2\epsilon S_0) s_1 \exp(j\omega t) \\
 & [j\omega + \frac{1}{\tau_p} - v_e G_0 (A_g - 2\epsilon S_0)] s_1 \\
 &= \gamma v_e (A_g - \epsilon S_0) S_0 \frac{N_0}{V_T} v_j
 \end{aligned}$$

식 (11)의 n 값을 이용하면 주파수변조에 대한 소신호 회로모델을 얻을 수 있는 다음과 같은 회로 방정식이 얻어진다.

$$i = v_j [j\omega C_t + \frac{1}{R_{s0}}] + i_s \tag{12}$$

$$v_j = i_s [j\omega L_s + R_{s1}]$$

윗식에서,

$$i_s = \alpha G_0 (A_g - 2\epsilon S_0) S_1$$

$$R_d = \frac{2kT\tau_n}{q\alpha N_0}$$

$$C_t = C_{sc} + C_d \tag{13}$$

$$C_d = \frac{\tau_n}{R_d}$$

$$R_{s0} = \frac{R_d}{1 + \gamma \tau_n (A_g - \epsilon S_0) S_0}$$

$$L_s = \frac{R_d}{G_0 (A_g - 2\epsilon S_0) \gamma \tau_n v_e (A_g - \epsilon S_0) S_0}$$

$$R_{s1} = L_s \epsilon v_e G_0 S_0$$

식 (12)의 소신호 회로모델에서 회로소자값들을 구하기 위해서는 먼저 캐리어농도와 포톤농도의 DC 성분인 N_0 와 S_0 를 결정하여야하며, 이러한 값들은 식 (9)의 율방정식에 대한 정상상태(steady-state)에서의 N_0 와 S_0 에 관한 다음과 같은 관계식으로부터 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 S_0 &= \frac{1}{\epsilon} \left[A_g - \frac{1}{v_e \tau_p G_0} \right] \\
 N_0 &= \frac{\left(\frac{I_0}{\alpha} - \frac{A_g}{\epsilon v_e \tau_p} + \frac{N_g}{\tau_n} \right)}{\left(\frac{2}{\tau_n} \right)} \\
 &\pm \frac{\sqrt{\left(\frac{I_0}{\alpha} - \frac{A_g}{\epsilon v_e \tau_p} + \frac{N_g}{\tau_n} \right)^2 + \frac{4}{\tau_n} \left(\frac{1}{\epsilon \gamma (v_e \tau_p)^2} - \frac{I_0}{\alpha} N_g + \frac{A_g N_g}{\epsilon v_e \tau_p} \right)}}{\left(\frac{2}{\tau_n} \right)}
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

일반적으로 N_0 의 값은 두개가 존재하게 되는데, 하나는 물리적으로 의미가 없으며, 두개의 근중에서 작은 근을 취한다.

위의 식 (12)에 대한 회로는 그림 4의 블록 B와 같이 구성되며 회로의 소자값들을 구하기 위해서 사용된 값들은 표-2에 정리하였다. 이러한 소신호 회로모델은 주파수변조(FM) 응답에 대한 정보를 제공하며 주며, i_s 는 소신호의 포톤농도 s_1 과 비례하므로 진폭변조응답을 나타내는 변조로 사용될 수 있다. 이러한 사실은 캐리어농도에 의존하는 발진주파수(oscillation frequency)를 선형화함으로써 확인할 수 있는데 온도변조의 영향을 일단 무시한 상태에서 식 (6)과 같이 주어지는 $S(x)$ 와 $N(x)$ 를 소자에 대한 발진주파수 F_c 는 다음 식과 같이 표현된다.

$$F_c = A \left[N - \frac{N_1}{2} \right] + B \tag{15}$$

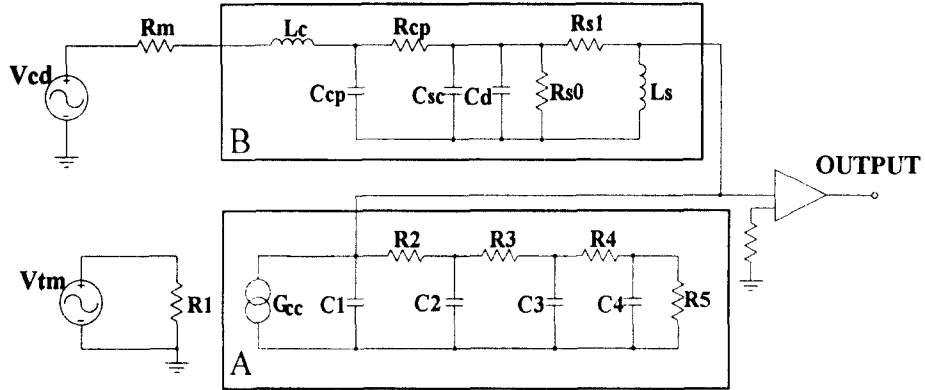


그림 4. DFB LD의 직접 주파수변조 응답시스템에 대한 등가회로모델.

A: 온도변조효과에 대한 회로모델. B: 캐리어농도변조효과에 대한 회로모델.

Fig 4. The Equivalent Circuit Model for the Direct FM Response of DFB LD.

A: The Circuit Model for Temperature Modulation Effect.

B: The Circuit Model for Carrier Density Modulation Effect.

A와 B는 상수이며, 소신호 분석을 하기 위하여 F_c 를 $F_o + f_c \exp(j\omega t)$ 와 같이 DC성분과 AC성분으로 나누어 윗식을 선형화한다. 식 (13)에서 정의된 i_s 와 R_{s1} 을 이용하여 L_s 에 걸리는 전압을 v_f 로 정의하고 f_c 를 표현하면,

$$f_c = \frac{A(1 - \frac{\epsilon S_o}{A_g})\tau_n}{\alpha R_d} v_f \quad (16)$$

이때 f_c 가 전체 LD 출력이 소신호 FM 성분이 된다. 따라서 Tucker^[9]가 말한대로, 그림 6의 블록 B의 소신호 회로모델에서 L_s 에 걸리는 출력전압 v_f 가 소신호 주파수 변조항인 f_c 에 비례하는 값이 되는 사실을 확인할 수 있다.

다음으로 그림 6의 블록B에 제시된 회로소자값을 나타내는 식 (13)의 값들을 결정하기 위해서는 주입 전류 I_o 와 LD의 문턱전류 I_{th} 를 정하여야 한다. 반도체 레이저의 물성을 나타내는 경우에 일반적으로 현상학적 접근(phenomenological approach)방법이 주로 사용되며, 이와같은 방법에 의한 발진주파수에서 수치적으로 계산된 이득은 주입전류밀도 J 에 대한 주입 캐리어농도 N 에 대해서 $G(N) = A_g(N - N_g)$ 와 같은 선형적인 특성을 갖게 된다. A_g 는 선형 이득계수이며, N_g 는 분포반전(population inversion)이 시작되는 투명상태(transparency)가 되기 위한 캐리어의

농도를 나타내는데, 전류밀도 J 가 증가함에 따라서 캐리어농도 N 이 증가하며 이득항인 G 도 증가함을 알 수 있다. 문턱상태에서의 캐리어 농도 N_{th} 는 다음과 같이 표현된다^[12].

$$N_{th} = N_o + \frac{\bar{\alpha} + \alpha_{int}}{a\Gamma} \quad (17)$$

일반적으로 N_{th} 는 이득과 손실이 같을때의 농도이며, N_o 는 DFB 반도체 레이저에 분포반전이 일어나는 투명상태에서의 농도이다. Γ 는 집속도인자(confinement factor)이다. 위와같은 DFB 레이저의 문턱이득은 문턱상태에서의 전류밀도 J_{th} 에 관한 다음과 같은 관계식을 제공하여 준다.

$$J_{th} = qdN_{th}[A + BN_{th} + CN_{th}^2] \quad (18)$$

A와 BN_{th} 는 자연방사(spontaneous radiative)와 유도방사(stimulated radiative)상태에서의 재결합을 의미한다. CN_{th}^2 은 Auger 재결합을 나타내는데 AlGaAs 소자에 대해서는 항상 작은 값을 갖지만 파장대가 $1\mu m$ 이상인 장파장용 InGaAsP 반도체 레이저에 대해서는 중요한 의미를 갖는다. d 는 능동영역의 두께를 말한다. 주어진 κL 로부터 DFB 모드의 스펙트럼을 얻을 수 있으며, 이러한 스펙트럼은 이득이 가장 작은 모드에 대하여 가장 먼저 문턱상태에 도달하게되는 모드-이득 계수(mode-gain coefficient) $\bar{\alpha}$ 의 값을 제공

표 2. DFB 레이저 다이오드의 캐리어농도변조 회로모델의 소자값을 결정하기 위한 매개변수들.
Table 1. Parameters Used in Calculating the Elements of FM Circuit Model of DFB LD.

Notation	Parameters	Values	Units
L	Cavity Length	300	μm
W	Active Layer Width	1.5	μm
d	Active Layer Thickness	0.3	μm
q	Electron Charge	1.6×10^{-19}	C
τ_n	Carrier Lifetime	5×10^{-9}	s
τ_p	Photon Lifetime	1.0×10^{-12}	s
Γ_p	Optical Confinement Factor	0.15	
v_g	Group Velocity	8.6×10^7	m/s
A_g	Linear Gain Coefficient	4.7×10^{-20}	m^2
λ_g	Gain Peak Wavelength	1.55	μm
λ	Lasing Wavelength	1.54	μm
$\Delta\lambda$	Halfwidth of Gain Curve at Half Maximum	0.04	μm
N_g	Carrier Density of Transparent Point	9.26×10^{23}	m^{-3}
ϵ	Gain Saturation Coefficient	4.7×10^{-27}	m^2
I_{th}	Threshold Current	34	mA
D	Total Cavity Thickness	100	μm
d_g	Grating Depth	0.15	μm
Λ	Grating Period	0.2422	μm
A	Spontaneous Radiative Coefficient	6.6×10^7	s^{-1}
B	Stimulated Radiative Coefficient	0.9×10^{-16}	m^3/s
C	Auger Recombination Coefficient	20×10^{-41}	m^6/s
$\bar{\alpha}$	Mode-Gain Coefficient	5.93×10^3	m^{-1}
α_{int}	Internal Loss	40	cm^{-1}

하여 준다. 본 논문에서는 1차($m=1$)의 격자구조를 고려하였으며, d는 $0.3\mu\text{m}$ 를 고려하였다. 그리고 $\bar{\alpha}$ 의 값은 참고문헌 [3]에서 참조하였다. 모델링 하고자하는 레이저의 소신호 회로모델은 식 (12)와 식 (13)에서 직접 구할 수 있다. 그림 4의 블록B에서 R_{cp} 는 능동영역과 접합면 사이의 저항이며, C_{cp} 는 접촉용량을 나타낸다.

V. 시뮬레이션 및 결과고찰

그림 4의 블록A에서 제시한 온도변조효과에 대한

회로모델에서 계산된 각영역에서의 열저항과 열용량의 값을 살펴보면 능동영역에서의 열저항 R_1 과 열용량 C_1 은 각각 $0.79[\text{K}/\text{W}]$, $35.94[\text{nJ}/\text{K}]$ 이며 열시정수 T_1 은 $28.39[\text{nsec}]$, LD 칩의 나머지층에 대한 R_2 와 C_2 는 각각 $19[\text{K}/6\text{W}]$, $11.595[\mu\text{J}/\text{K}]$, 그리고 열시정수 T_2 는 $220[\mu\text{sec}]$ 이다. LD의 열을 동판캐리어로 전달시켜주는 SiC 방열판의 R_3 C_3 는 각각 $12.11[\text{J}/\text{K}]$, 그리고 열시정수 T_3 는 $16.47[\text{ksec}]$ 이다. 동판캐리어의 R_4 와 C_5 는 $12.7[\text{K}/\text{W}]$, $17.5[\text{kJ}/\text{K}]$ 이고, T_1 는 $22.23[\text{ksec}]$ 이다. 가장 아래층에 위치하는 팬티어 냉각소자는 전체 LD의 온도안정을 위한 수냉식

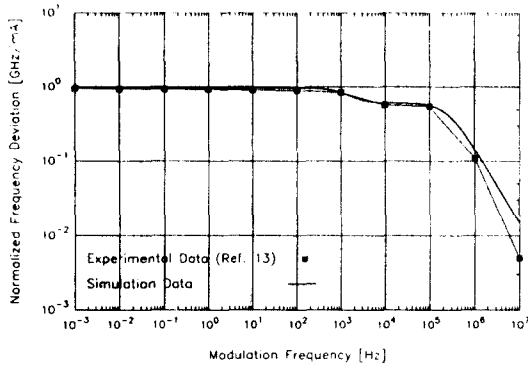


그림 5. DFB LD의 열적변조효과에 의한 FM 응답.
Fig 5. Thermal FM Response of DFB LD.

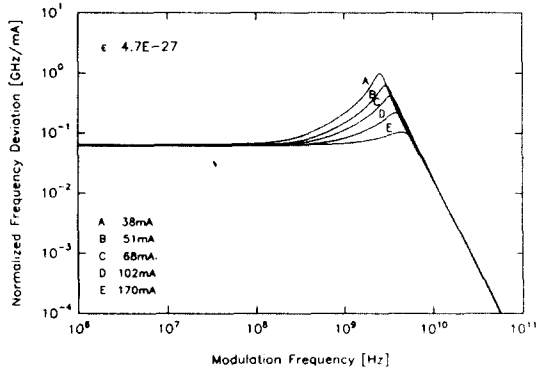


그림 6. DFB LD의 캐리어농도변조효과에 의한 FM 응답 ($\epsilon = 4.7 \times 10^{-27}$).
Fig 6. FM Response for Carrier Density Modulation Effect of DFB LD ($\epsilon = 4.7 \times 10^{-27}$).

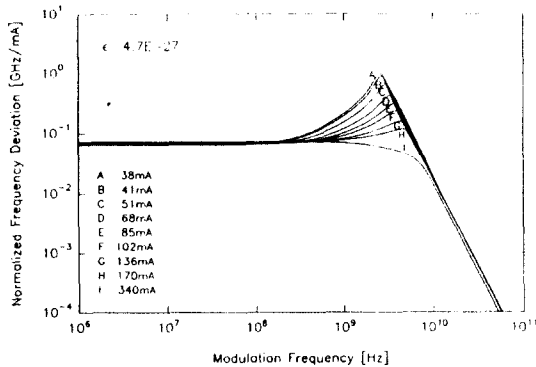


그림 7. DFB LD의 캐리어농도변조효과에 의한 FM 응답 ($\epsilon = 4.7 \times 10^{-27}$).
Fig 7. FM Response for Carrier Density Modulation Effect of DFB LD ($\epsilon = 4.7 \times 10^{-27}$).

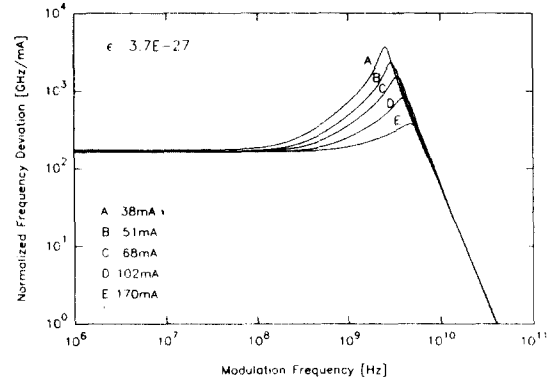


그림 8. DFB LD의 캐리어농도변조효과에 의한 FM 응답 ($\epsilon = 3.7 \times 10^{-27}$).
Fig. 8. FM Response for Carrier Density Modulation Effect of DFB LD ($\epsilon = 3.7 \times 10^{-27}$).

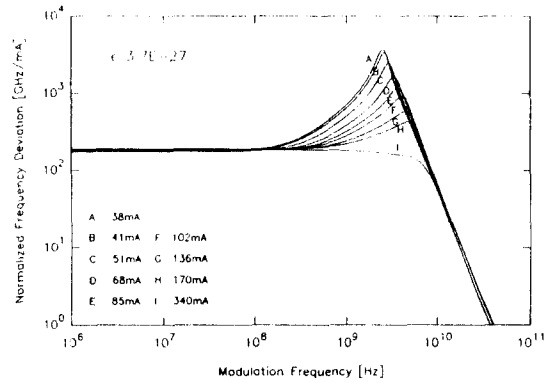


그림 9. DFB LD의 캐리어농도변조효과에 의한 FM 응답 ($\epsilon = 3.7 \times 10^{-27}$).
Fig. 9. FM Response for Carrier Density Modulation Effect of DFB LD ($\epsilon = 3.7 \times 10^{-27}$).

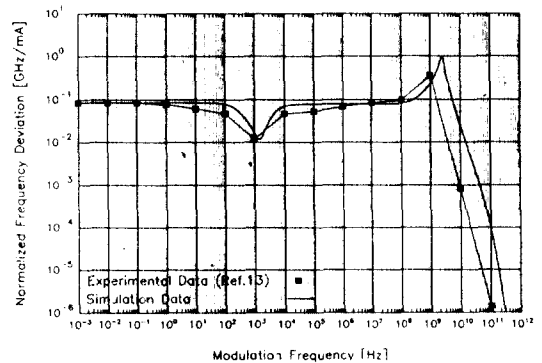


그림 10. DFB LD의 DFM 응답.
Fig. 10. DFM Response of DFB LD.

냉각기로서 등가적으로 단순한 열저항 R_3 로 볼 수 있으며 $0.05[K/W]$ 의 값을 갖는다. 능동영역에서의 열은 일정하므로 열저항 R_1 은 하나의 전류원 G_{cc} 로 표시될 수 있고, 이는 재료의 열용량의 나타내는 캐피시터 C_1 으로 구동된다. 능동영역의 부피는 가장 작기 때문에 결과적으로 작은 열용량을 가지며, 능동영역 외의 나머지 영역들은 그림 4의 블록A의 회로와 같이 R-C소자의 연결로 등가화될 수 있다. 일반적으로 소자들의 실제값이나 시정수를 구하기는 어려운 일이며 본 논문에서는 단위(dimension)와 물성에 기초하여 근사화시킬 수 있었다. 그림 4의 블록A의 회로를 PSPICE 프로그램으로 시뮬레이션하면 그림 5와 같은 결과를 얻을 수 있다. 온도변조특성은 열시정수에 의해서 가장 크게 영향을 받게되는데, 이는 능동영역의 열시정수가 가장 작기 때문에 전체 변조 주파수대역에 걸쳐서 그 특성을 결정한다고 볼 수 있으며 나머지 영역들의 열시정수와 더불어 전체 온도 변조 응답 특성이 그림 5에서와 같은 저역필터의 특성을 갖게된다. 시뮬레이션의 결과는 참고문헌 [13]의 실험치와 비교하였으며 저역필터의 특성이 잘 일치함을 볼수 있다.

식 (18)에 의해서 분턱전류 I_{th} 는 34mA로 잡고 그림 4의 블록B에서 제시한 캐리어농도변조효과를 고려한 회로모델의 소자값들을 결정하기 위한 바이어스 전류를 $1.1I_{th}$, $1.2I_{th}$, $1.5I_{th}$, $2.0I_{th}$, $2.5I_{th}$, $3.0I_{th}$, $4.0I_{th}$, $10.0I_{th}$ 로 하고 각각 시뮬레이션하였다. LD 내부의 정합소자 R_m 과 기생소자 R_{cp} , C_{cp} 들은 기존 논문^[4, 14]에서 참조하여, 직렬정합저항 R_m 은 47Ω , 배선 인덕턴스 L_s 는 1nH, 접촉용량 C_{cp} 와 접촉용량 R_{cp} 는 각각 10pF, 8Ω 으로 모델링하였다. 그림 6에서 9는 고주파영역에 대한 캐리어농도변조효과에 의한 회로 모델에서 이득포화항 ϵ 을 4.7×10^{-27} 와 3.7×10^{-27} 로 하여 시뮬레이션한 것이다. 블록B의 회로모델에서 L_s 에 걸리는 전압강하 v_l 가 캐리어농도변조응답으로 나타난다. 바이어스 전류가 증가함에 따라서 공진피크가 감소되고 공진피크의 주파수가 고주파쪽으로 이동한다고 하는 기존의 발표논문^[4, 15, 16]과 일치함을 확인할 수 있다.

식 (1)과 같이 DFB LD의 주파수변조응답은 두가지 변조응답시스템의 병렬연결의 합으로 구성된다. 그림 4는 온도변조효과를 고려한 회로모델과 캐리어농도변조효과를 고려한 회로모델을 병렬연결의 합으로 연결한 전체의 소신호 등가회로모델이며, 표-1과 표-2에서 제시한 값들을 이용하여 PSPICE 프로그램

으로 시뮬레이션한 결과 그림 10과 같은 결과를 얻었다. 입력전압은 정현파 AC 전류를 인가하였으며 인가주파수 f_m 에 대한 주파수편이(GHz/mA) 값이 출력전압으로 얻어진다. 시뮬레이션 결과는 참고문헌 [13]의 실험치와 비교하였으며 잘 일치하고 있음을 확인하였다.

VI. 결 론

본 논문에서는 일반적인 구조를 갖는 Hitachi InGaAsP/InP DFB LD의 주파수변조응답의 전체시스템을 온도변조응답시스템과 캐리어농도변조응답시스템의 병렬연결로 구성하였다. 온도변조응답시스템은 LD를 각각의 총구조로 나누어서 능동영역에서 발생하는 열원이 칩의 나머지 영역, SiC방열판, 동판 캐리어, 그리고 켈터 냉각소자등을 통하여 전달된다고 생각하고 각층에서의 열저항과 열용량을 등가적인 R-C의 전기회로로 등가회로를 구성하였다. 캐리어농도변조응답시스템은 Maxwell 방정식과 파동결합방정식에 기초하여 일반적인 구조의 DFB 반도체 레이저에서의 율방정식을 유도하였으며 이를 선형화시킴으로써 등가의 전기회로를 구성하였다. 마지막으로 이러한 두가지 시스템을 병렬로 연결함으로써 전주파수대역에 걸친 주파수응답을 구하였으며 이를 기존의 실험치 및 수치해석에 의한 결과와 비교하였다. DFB 반도체 레이저는 FP 레이저로부터 얻어지는 것보다 훨씬 높은 캐리어농도변조응답을 보임으로써 DFB 레이저의 FM 특성인 notch를 생기게 한다^[17]. 이러한 notch는 율응답과 캐리어응답의 크기가 서로 같을때 발생하며 바이어스 전류가 증가함에 따라서 고주파 영역으로 옮겨지게 되며 200mA이상의 바이어스 전류에서 공진피크가 없어짐을 확인하였다. 또한 1kHz 근처에서 notch의 존재와 공진피크의 위치가 실험치와 잘 일치함을 확인할 수 있다.

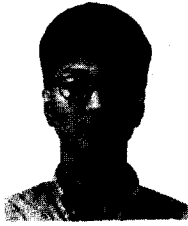
본 논문에서 제시한 일반적인 구조를 갖는 DFB LD에 대한 회로모델은 이제까지 무시되어 왔던 온도변조효과를 고려함으로써 전주파수대역에 걸친 주파수변조응답특성을 얻을 수 있다는 특성을 갖는다. 기존^[2]에 제시된 CSP LD(HLP 1400)에 대한 주파수변조응답은 1MHz부터 500MHz까지의 변조주파수에서 평탄한 특성을 갖는 반면에 Hitachi DFB LD는 10kHz부터 500MHz까지 평탄한 특성을 가짐으로써 주파수변조응답특성에서 더 우수한 특성을 가짐을 확인할 수 있다.

感謝의 글

바쁘신중에도 많은 助言을 아끼지 않으셨던 ADD의 소준호 先賢과 국방부의 정기현 博士님께 感謝를 드립니다. 본 論文은 故 洪 玩憲 教授님 靈前에 바치고자 합니다.

참 고 문 헌

1. B. S. Lee and J. C. Cartledge, "Compensation for the Non-uniform FM Response of DFB Lasers," 세계한민족과학기술자총합학술대회, 정보산업분과, pp.1221-1225, 1990.
2. W. H. Hong and J. H. So, "Circuit Models for Frequency Modulation Response of Semiconductor Lasers," *IEE Electron Lett.*, vol. 25, no. 9, 1988.
3. H. Kogelink and C. V. Shank, "Coupled-Wave Theory of Distributed Feedback Lasers," *J. Appl. Phys.*, 43, pp. 2327-2335, May 1972.
4. 소준호, 송우영, 김성환, 홍완희, "반도체 체이저의 주파수 변조특성에 대한 등가회로 모델," 대한전자공학회 논문집, vol. 26, no. 6, pp.102-107, 1989년 6월.
5. B. Mroziwicz, and W. Nakwaski, *Physics of Semiconductor Lasers*, PWN, 1991.
6. Sadao Adachi, *Physical Properties of III-V Semiconductor Compounds*, John Wiley & Sons, Ch.4, 1992.
7. W. Nakawaski, *J. Appl. Phys.*, vol. 64, p.159, 1988.
8. M. Kressel and J. K. Butler, *Semiconductor Lasers and Heterojunction LEDs*, Academic Press, 1977.
9. R. S. Tucker and David J. Pope, "Circuit Modeling of the Effect of Diffusion on Damping in a Narrow-Strip Semiconductor Laser," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-19, pp. 1179-1183, July 1983.
10. Hiroshi Yasaka, Yuzo Yoshikuni and Masahoko Watanabe, "Measurement of Gain Saturation Coefficient of a DFB Laser Mode Control by Orthogonal Polarization Light," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 27, pp. 2248-2255, Oct. 1991.
11. K. Kishino et al., "Wavelength variation of 1.6 μm wavelegth buried heterostructure GaInAsP/InP lasers due to direct modulation," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-18, pp. 343-351, Mar. 1982.
12. G. P. Agrawal and N. K. Dutta, "Semiconductor Lasers," Van Nostrand Reinhold, 2nd Ed., 1993.
13. D. F. Smith, "Semiconductor Laser FM Characteristics," Rockwell International Corporation, pp. 5.1-5.13, Apr. 1988.
14. M. C. Carvalho and A. J. Seeds, "Simple Model for Frequency Modulation Response of Semiconductor Diode Lasers," *IEEE J. Quantum Electron*, vol.24, pp.625-634, April 1988.
15. P. Vankwikelberge, F. Buytaert, A. Franchois, R. Baets, P. I. Kuindersma, and C. W. Fredriksz, "Analysis of the Carrier-Induced FM Response of DFB Lasers : Theoretical and Experimental Case Studies," *IEEE J. Quantum Electron*, vol. 25, no. 11 pp. 2239-2254, Nov. 1989.
16. J. E. A. Whiteaway, B. Garrett, G. H. B. Thompson, A. J. Collar, C. J. Armistead, and M. J. Frice, "The Static and Dynamic Characteristics of Single and Multiple Phase-Shifted DFB Laser Structures," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 28, pp. 1277-1293, May 1992.



鄭 淳 求(Soon-Gu Jung) 정희원
1968年 6月 24日生
1993年 2月: 서울시立大學校 電子
工學科 卒業(工學士)
1993年 3月~現在: 서울시立大學校
電子工學科 碩士
과정
1994年 12月~現在: 신세기통신 勤
務

※주관심분야: 반도체 레이저, 코히어런트 광통신, 위성통신 등



全 光 錫(Kwang-Seok Chun) 정희원
1964年 4月 13日生
1987年 2月: 서울시立大學校 電子
工學科 卒業(工學士)
1992年 2月: 서울시立大學校 大學
院 電子工學科 卒業
(工學碩士)
1992年 3月~現在: 서울시立大學校
大學院 電子工學科 博
士과정

1993年 1月~現在: 주성專門大 電子通信科 專任講師
※주관심분야: 광통신, 무선통신 등

洪 玩 憲(Woan-Hue Hong) 정희원
1973年 2月: 숭전大學校 電子工學科(工學士)
1975年 2月: 연세大學校 大學院 電子工學科(工學碩士)
1986年 2月: 연세大學校 大學院 電子工學科(工學博士)
1975年 9月~1979年 9月: 空軍士官學校 電子工學科 專任
講師
1979年 10月~1994年 9月: 서울시立大學校 電子工學科 教授
1994年 9月 27日 別世.