

Capítulo 4

Resolución y validación de las ecuaciones de estado

En el capítulo anterior se dieron a conocer las ecuaciones de estado que predicen el funcionamiento de un láser de semiconductor DFB radiando un sólo modo electromagnético (3.1,3.5 y 3.10); el modelo matemático consiste en un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias, para el cuál se eligió el método numérico Runge-Kutta de cuarto orden como método de resolución. La elección fue tomada en razón de que éste nos proporciona la precisión necesaria para estudiar el fenómeno del *chirp* en el láser sin sacrificar el tiempo de ejecución. La implementación se realizó en el paquete de programación gráfica LabVIEWTM con el objeto de crear el módulo correspondiente a un láser modulado directamente para el sistema de comunicaciones ópticas que se desarrolla en el Instituto de Ingeniería. En este capítulo se explicará la implementación del método numérico y la validación mediante la comparación con resultados que han sido publicados en revistas de arbitraje internacional.

4.1. Método numérico de Runge-Kutta de cuarto orden

Como se mencionó en el capítulo previo, las ecuaciones de estado de un diodo láser corresponden a un conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias no lineales acopladas, las cuales en general, carecen de una solución analítica; a causa de ello, la manera de resolverlas se obtiene mediante un método numérico. Existe un gran abanico de opciones, pero la selección del método indicado se llevó a cabo tomando en cuenta dos criterios:

1. El método numérico nos debe proporcionar una precisión suficiente de tal suerte que los fenómenos estudiados puedan ser representados sin ningún problema.

2. Como este módulo representa un componente óptico de todo un sistema dentro del cual se hacen necesarios decenas o cientos de dichos componentes, es indispensable un método numérico que no requiera un gran tiempo de ejecución con el fin de mantener los tiempos de computo totales en límites razonables.

Teniendo en mente las dos prioridades anteriores, se seleccionó el método de paso fijo de Runge-Kutta de cuarto orden.

Los métodos numéricos de Runge-Kutta, así como los métodos de Euler, se encuentran basados en la iteración de un paso básico el cual forma un segmento de línea. Para ilustrar el marco de trabajo se consideró como base la ecuación diferencial 4.1.

$$\frac{dy}{dx} = F(x, y) \quad (4.1)$$

Lo que interesa saber es la solución $y=f(x,y)$ que pasa por un punto inicial¹ $A=(x_0, y_0)$. El objetivo final consiste en encontrar la solución de las ecuaciones para varios puntos. Para lograr lo anterior, se forma una serie de segmentos, los cuales se aproximan a la curva $y=f(x,y)$ sobre un intervalo que comienza en $x = x_0$. Como el método numérico adquiere las soluciones a partir de unas condiciones iniciales, los valores obtenidos se convertirán a su vez en las condiciones iniciales para la próxima iteración.

La forma general de este método se explica con las ecuaciones 4.2 y 4.3.

$$y_{n+1} = y_n + \Delta y_n \quad (4.2)$$

$$\Delta y_n = \phi(t_n, y_n)h \quad (4.3)$$

Donde y_{n+1} es el valor de la ordenada calculada a partir de un valor anterior y Δy_n es la función incremental, se puede considerar como la pendiente representativa en el intervalo dado. En una forma general se tiene definido a ϕ en la ecuación .

$$\phi = a_1k_1 + a_2k_2 + \dots + a_nk_n \quad (4.4)$$

Donde las a's son constantes obtenidas mediante un desarrollo en serie de Taylor. Las k's se definen como:

$$\begin{aligned} k_1 &= hf(t_n, y_n) \\ k_2 &= hf(t_n + p_1h, y_n + q_{1,1}k_1) \\ k_3 &= hf(t_n + p_2h, y_n + q_{2,1}k_1 + q_{2,2}k_2) \\ &\cdot \\ &\cdot \\ k_n &= hf(t_n + p_{n-1}h, y_n + q_{n-1,1}k_1 + q_{n-2}k_2 + \dots + q_{n-1,n-1}k_{n-1}) \end{aligned}$$

¹Este método numérico requiere condiciones iniciales para obtener su solución

En el caso del método de Runge-kutta de cuarto orden, las expresiones quedan representadas en las ecuaciones 4.5 y 4.6 .

$$y_{n+1} = y_n + \Delta y_n \quad (4.5)$$

$$\Delta y_n = \frac{k_0 h}{6} + \frac{k_1 h}{3} + \frac{k_2 h}{3} + \frac{k_3 h}{6} \quad (4.6)$$

donde las constantes k's quedan representadas como:

$$k_0 = hf(t_n, y_n) \quad (4.7)$$

$$k_1 = hf\left(t_n + \frac{h}{2}, y_n + \frac{k_0}{2}\right) \quad (4.8)$$

$$k_2 = hf\left(t_n + \frac{h}{2}, y_n + \frac{k_1}{2}\right) \quad (4.9)$$

$$k_3 = hf(t_n + h, y_n + k_2) \quad (4.10)$$

El significado de las k's representan la pendiente en varios puntos multiplicadas por h:

- k_0 es la pendiente en el punto inicial del intervalo.
- k_1 es una de las pendiente a mitad del intervalo con ordenada $y_n + \frac{1}{2}k_0$.
- k_1 es la segunda pendiente a mitad del intervalo con ordenada $y_n + \frac{1}{2}k_1$.
- k_3 es la pendiente en el punto final del intervalo.

El método de Runge-Kutta resulta similar al método de Euler, pero a diferencia de este último, en lugar de utilizar un sólo valor para la pendiente, el método Runge-Kutta hace uso de un promedio ponderado de pendientes determinado mediante una serie de Taylor, lo que le proporciona una mayor exactitud con un número menor de iteraciones [28].

4.2. Implementación en LabVIEW™

La implementación del método Runge-Kutta se implementó en el lenguaje de programación gráfica LabVIEW™, versión 8.5. Esta opción fue elegida debido a que tal software permite una programación sencilla y fluida. Dicha herramienta es conocida por su uso en sistemas de control y de adquisición de datos, y gracias a su interfaz gráfica, a su programación intuitiva y a sus librerías avanzadas, es idónea para resolver casi cualquier problema de ingeniería. Otra de las utilidades de este software consiste en la interacción entre diversos módulos que

se desarrolla de forma intuitiva resultando muy práctica para aplicaciones como ésta.

Una característica más que hace de LabVIEW™ muy atractivo, y conforma una de las principales razones por la que se escogió para realizar esta implementación, se debe a que realiza la ejecución del programa de manera inherentemente paralela; aumentando con ello el rendimiento de la ejecución en procesadores multi-núcleo. Dicha cualidad ha quedado bien demostrada con diversos estudios comparativos realizados entre éste y otros lenguajes de programación dentro del ámbito ingenieril [25].

Resulta relevante mencionar que en la presente implementación se siguió un enfoque de programación modular basado en submódulos VI (*Virtual Instrument*) para obtener una mayor flexibilidad. Los instrumentos virtuales consisten en submódulos que obtienen variables de salida al realizar alguna operación específica a partir de variables de entrada, su utilidad radica en el hecho de que se pueden comunicar con otros VI al unir las salidas de uno con las entradas de otro, manteniendo cada función separada logrando así organizar mejor nuestros programas.

4.2.1. Implementación del simulador

Para una mejor comprensión de la forma en que trabaja el programa, se analizará a partir de la estructura del funcionamiento del simulador. La estructura general del programa se pueden englobar en tres submódulos principales, los cuales se enumeran a continuación:

1. El submódulo que genera la señal pseudoaleatoria muestreada.
2. El submódulo que se encarga de resolver el sistema de ecuaciones del diodo láser a partir de los siguientes datos: la señal de entrada, las condiciones iniciales, los parámetros del láser, las corrientes de modulación y los parámetros del método numérico.
3. El submódulo de salida, dónde a partir de los datos calculados se obtienen las gráficas de la señal de entrada, la potencia óptica y el *chirp*; y se alista la señal de salida para usarla en otros módulos.

4.2.2. Señal de entrada

El primer módulo trata de todo lo concerniente a la generación de la señal de entrada. Para poder observar un comportamiento lo más real posible se hace necesario que la señal consista en una secuencia binaria pseudoaleatoria (*PseudoRandom Binary Sequence*) a fin de que se presenten todas las combinaciones de bits posibles para una secuencia de longitud dada. Dado que la señal debe tener un perfil suave que asemeje señales reales, ésta requiere pasar por un filtro Gaussiano. Generar una señal de pulsos gaussianos comprende tres pasos que se explicarán a continuación.

- Generador de secuencia binaria pseudoaleatoria.** Primero se debe generar una señal pseudoaleatoria mediante un polinomio primitivo ². Estos polinomios de módulo 2 definen una relación de repetición, la cual se usa para generar secuencias binarias pseudoaleatorias. Los parámetros a ingresar son: el número de muestras que se quieren obtener ($\#$ bits), el orden del polinomio primitivo de módulo 2 (k) y la semilla (*seed*) del generador aleatorio. Los valores del orden del polinomio y el número de bits debe coincidir para poder generar una secuencia sin repetición, si $k < \#bits$ la secuencia comenzará a repetirse al bit $k+1$. El valor de *seed* es aconsejable dejarlo en 0 [36]. En la figura 4.1 (a) se puede observar en qué consiste el arreglo numérico que nos proporciona este submódulo.
- Generador RZ (*Non return to zero*)** Este submódulo se encarga de obtener, a partir del arreglo originado por el bloque generador de PRBS el cual consiste de un valor binario para cada bit; una señal de forma cuadrada. Para realizar esta operación se debe muestrear la secuencia. Entre mayor sea el número de muestras por bit, la señal será más cuadrada. Respecto a este parámetro es trascendente hacer notar que para realizar simulaciones a un determinado *bit rate*, es necesaria una coincidencia entre la resolución del tiempo del método y la duración del tiempo de ranura *time slot*. La multiplicación del tiempo de resolución (h) por el número de muestras por bit debe ser igual al tiempo de ranura de un bit. La figura 4.1 nos muestra la comparación entre la señal PRBS y la señal muestreada RZ.

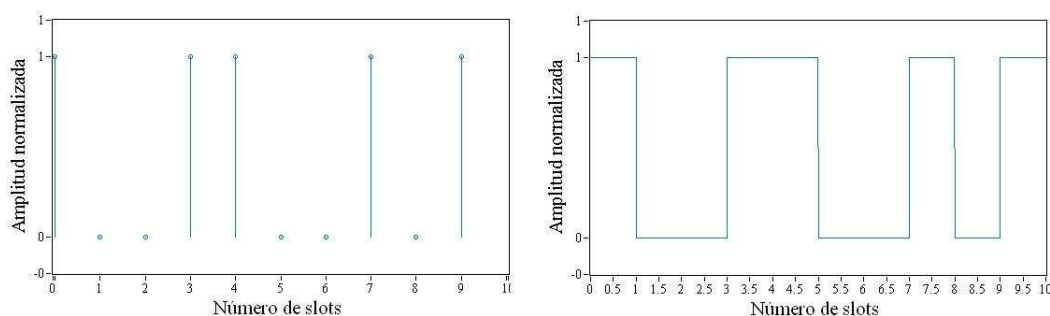


Figura 4.1: Comparación entre la señal obtenida con el submódulo PRBS (a) y al muestrearla (b).

- Filtro Gaussiano** En este submódulo la operación a realizar consiste en filtrar la señal para evitar los cambios bruscos inherentes a una señal

²Un polinomio primitivo es un polinomio que genera todos los elementos de un campo extendido a partir de un campo base, estos polinomios son irreducibles y preestablecidos.

cuadrada, tal decisión, basada en que el espectro de una señal cuadrada es infinito y para acortar dicho espectro a un ancho de banda permitido, se hace necesario el uso de un filtro. El procedimiento matemático consiste en realizar una convolución entre el pulso de la señal y una señal gaussiana como la que se muestra en la figura 4.2. Los parámetros a ingresar para este filtro son: el tiempo de ranura, el número de muestras por bit y el tiempo de subida (*rise time*). Este último comprende la duración en que la potencia de la señal sube del 10% al 90% de la amplitud pico. La aproximación de una distribución Gaussiana normalizada está dada por la ecuación 4.11 y cuya gráfica se observa en la figura 4.2.

$$f(x) = \exp\left(-4\frac{t_{slot}^2}{t_{rise}^2}x^2\right) \quad (4.11)$$

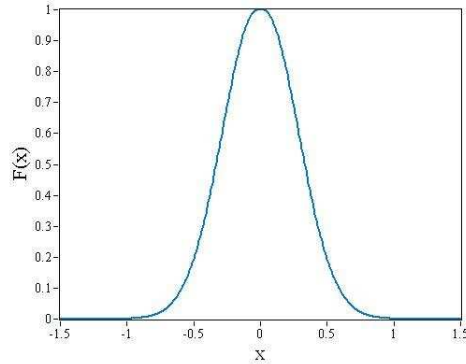


Figura 4.2: Gráfica de una señal Gaussiana normalizada

La gráfica 4.3 muestra la comparación entre la señal obtenida con el generador de señal RZ y la señal que ha pasado por el filtro Gaussiano. Los valores del filtro son: $100 \frac{\text{muestras}}{\text{bit}}$; 0.01 [s] de ranura de tiempo y 0.8 [s] de tiempo de subida.

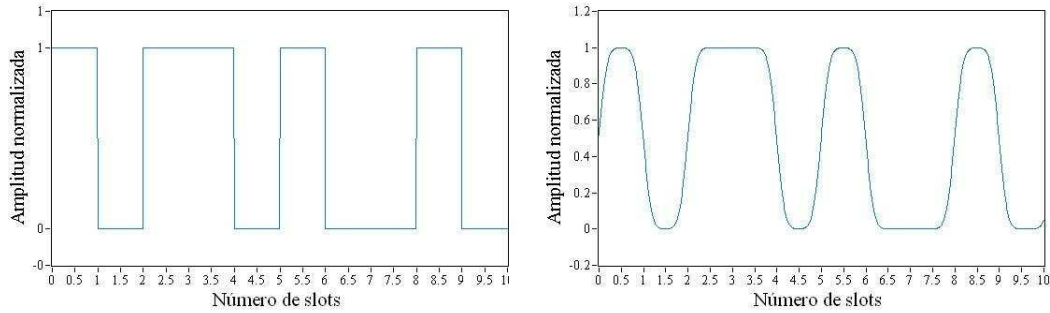


Figura 4.3: Comparación entre las señales RZ y la filtrada

Después de realizar los pasos anteriores, obtenemos una señal adecuada para modular la corriente de inyección del láser. En la sección 4.2.3 se explicará el procedimiento para modular la corriente a partir del arreglo numérico obtenido anteriormente.

4.2.3. Modulación de la corriente

Como se explicó en el capítulo anterior, los láseres de semiconductor presentan una curva de potencia contra corriente similar a la de un diodo normal. Esta curva presenta un comportamiento no lineal con el valor de corriente umbral I_{th} . En las simulaciones realizadas con el programa desarrollado, se obtuvo a partir de un conjunto de parámetros específicos que denominaremos LMD-1 (Láser modulado directamente 1) la gráfica 4.4. Es inminente observar que el valor de la corriente umbral para este diodo láser ronda los 5 [mA].

Los conjuntos de parámetros de los cuatro láseres que se utilizaron en este trabajo se encuentran anexados en el apéndice A [17] con sus respectivos nombres: LMD-1, LMD-2, LMD-3 y LMD-4.

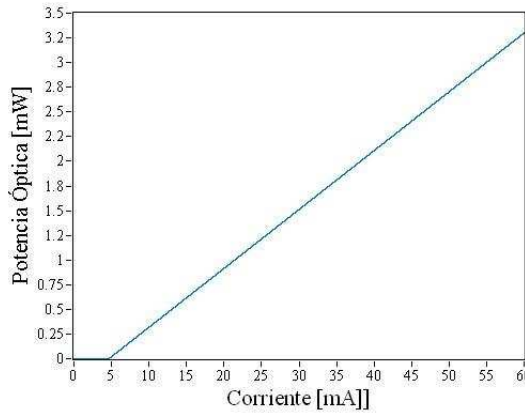


Figura 4.4: Curva de potencia vs. corriente

Para corroborar los resultados de la gráfica, se hizo uso de la fórmula 4.12 que nos arroja el valor de la corriente umbral I_{th} [45]. Dicho valor lo comparamos con el obtenido en la simulación.

$$I_{th} = \frac{eV}{\tau_c} \left(N_T + \frac{1}{\Gamma g_0 \tau_p} \right) \quad (4.12)$$

El valor obtenido es: $4.7[mA]$ el cual resulta muy aproximado al medido en la simulación.

Apartir de este valor de la corriente umbral, el siguiente paso consiste en determinar los valores de corriente para el caso de un bit en '0', que se denota como I_0 y para un bit en '1', I_1 . El valor de I_0 debe estar rondando el valor de I_{th} , pero debe ser superior a fin de trabajar en la parte lineal del láser y evitar la variación entre el estado donde radía el láser y dónde no. Esto se debe a que las oscilaciones entre dichos estados pueden provocar estragos en nuestro sistema de comunicaciones. El otro valor I_1 debe ser superior a I_0 , el valor se elige dependiendo de la magnitud de potencia óptica máxima que deseemos. Para efectos prácticos en la programación, se definió una nueva corriente I_d obtenida de la ecuación 4.13.

$$I_d = I_1 - I_0 \quad (4.13)$$

Con los valores definidos anteriormente, el procedimiento para modular es el siguiente: la señal filtrada se encuentra normalizada, ésta se multiplica por la corriente I_d , al arreglo numérico obtenido se le suma el valor de la corriente I_0 lo que arroja una corriente modulada que podemos insertar a nuestras ecuaciones de estado.

4.2.4. Resolución del método numérico

Las condiciones iniciales forman un arreglo de tres elementos donde van incluidos N_0 , S_0 y ϕ_0 , dicho arreglo se irá refrescando con los valores obtenidos N_t , S_t y ϕ_t pues como se mencionó con anterioridad, el valor en el extremo derecho de cada segmento resulta ser el punto extremo izquierdo de la siguiente iteración. La figura 4.5 muestra la idea.

Un instrumento virtual (*virtual instrument*, *VI*) que se usa en repetidas ocasiones es aquel que contiene las ecuaciones de estado y que llamaremos VI-Eq. La figura 4.5 muestra el icono que representa a este instrumento virtual. Los resultados obtenidos por este VI son: $\frac{dN}{dt}$, $\frac{dS}{dt}$ y $\frac{d\phi}{dt}$, tales valores se hallan multiplicados por h como se muestra en la ecuación 4.6. La figura 4.5 muestra su esquema con el nombre de sus parámetros de entrada y de salida.

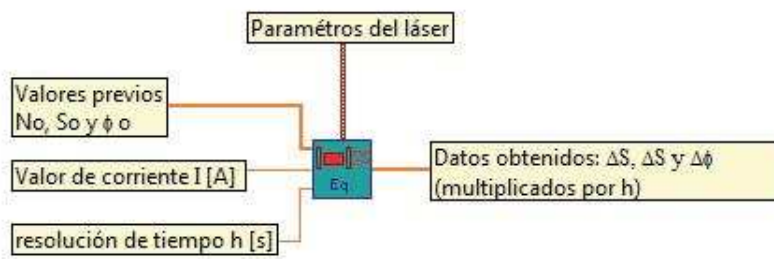


Figura 4.5: Icono que representa el VI que contiene las ecuaciones diferenciales a resolver.

Para implementar el método Runge-Kutta fue necesario precisar una serie de pasos que dejen clara la lógica del programa y de éste modo faciliten su programación. La siguiente es la lista de los pasos que el programa realiza para obtener los valores $N(t+h)$, $S(t+h)$ y $\phi(t+h)$ a partir de $N(t)$, $S(t)$ y $\phi(t)$ cuando ha transcurrido un intervalo de tiempo de duración h .

1. Se ingresan a un ciclo los siguientes parámetros: resolución de tiempo h , las condiciones iniciales, los parámetros del láser y el número de iteraciones que realizará el simulador.
2. De la señal de corriente obtenida anteriormente se toma el valor del arreglo numérico correspondiente al número de iteración, éste será el valor de corriente instantáneo.
3. Los tres conjuntos de parámetros del paso 1, más el valor de la corriente son ingresados en el VI-Eq donde se obtiene el valor k_0 para las tres variables N , S y ϕ .

4. Los valores k_0 se dividen entre 2 y se suman a los valores temporales de $N_{(t)}$, $S_{(t)}$ y $\phi_{(t)}$, estos resultados se ingresan a otro módulo VI-Eq para que se resuelva la ecuación $k_1 = h(y_n + k_0/2)$.
5. Los valores k_1 son divididos entre 2 y se suman de igual manera a los valores temporales de $N_{(t)}$, $S_{(t)}$ y $\phi_{(t)}$ que al ingresarlos a un nuevo VI-Eq, resuelve la ecuación $k_2 = h(y_n + k_1/2)$.
6. Teniendo los valores k_2 , se ingresan directamente a otro módulo VI-Eq resolviendo la ecuación $k_3 = h(y_n + k_2)$.
7. Ahora, obtenidos ya los cuatro valores de las k 's, realizamos la ecuación $\Delta y_n = \frac{k_0 h}{6} + \frac{k_1 h}{3} + \frac{k_2 h}{3} + \frac{k_3 h}{6}$. El resultado dado es respectivamente: $\Delta N_n, \Delta S_n$ y $\Delta \phi_n$.
8. Los valores obtenidos se suman a los valores previos $N_{(t)}$, $S_{(t)}$ y $\phi_{(t)}$ como indica la ecuación $y_{n+1} = y_n + \Delta y_n$. Ahora ya obtuvimos los valores para $N_{(t+h)}$, $S_{(t+h)}$ y $\phi_{(t+h)}$.
9. El valor obtenido de S_{t+h} se ingresa a un VI que implementa la ecuación 3.12 para obtener el valor de la potencia óptica en [mW].
10. Para obtener el valor del *chirp*, se implementó en otro VI la ecuación 3.14, donde la operación a realizar fue $\Delta v = \frac{1}{2\pi} \frac{\alpha}{2} \left[\Gamma g_0 (N - N_T) - \frac{1}{\tau_P} \right] [Hz]$.
11. El valor de h se multiplica por el número de iteración y se agrega a un arreglo autoindexado para formar el eje del tiempo en las gráficas.
12. Se aumenta el número de iteración y los valores de $N_{(t+h)}$, $S_{(t+h)}$ y $\phi_{(t+h)}$ ahora se consideran como $N_{(t)}$, $S_{(t)}$ y $\phi_{(t)}$ y se repiten los pasos del 2 al 12 para obtener la totalidad de la señal óptica y *chirp*.

El número de veces que se repetirán los pasos del 2 al 12 será igual a la multiplicación del número de bits por el número de muestras por bit. Entre más muestras por bit se tenga, más fiable será el resultado, pero también aumentará el tiempo de ejecución.

El esquema que muestra al método de Runge-Kutta implementado en LabVIEW™ se ilustra en la figura 4.6 al final del capítulo.

Esta implementación resulta muy flexible ya que para poder resolver cualquier otro conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias, los cambios necesarios solo requieren la modificación del sistema de ecuaciones contenido en el VI-Eq. Aunado a esto, resulta indispensable hacer coincidir el número de variables del sistema con el de las condiciones iniciales. En el caso de esta implementación el número de variables fue de tres.

4.3. Interfaz de usuario

La interfaz para ingresar datos en el programa consiste en tres módulos que se citan a continuación:

1. Parámetros del láser.
2. Valores de la corriente y de tiempo.
3. Parámetros de la señal de entrada.

El conjunto de los parámetros de los módulos citados son suficientes para lograr simular el funcionamiento de un láser de semiconductor modulado directamente.

4.3.1. Parámetros del láser

La lista de parámetros del láser se presenta en la figura 4.7. Cada uno de los parámetros indica su símbolo y sus dimensiones.



Parámetro	Valor	Unidad
Γ	0.25	
τ_c	7.4E-10	[s]
g_0	1.42E-12	[m ³ /s]
V	2.18E-17	[m ³]
N_T	9.3E+23	[1/m ³]
α	2.7	
ϵ	8.3E-24	[m ³]
B	9E-5	
τ_p	7.6E-13	[s]
Frec.	1.9355E+14	[Hz]
η	0.15	

Figura 4.7: Módulo de entrada de parámetros del láser

Para el desarrollo de este proyecto, se decidió utilizar el conjunto de parámetros originales de las ecuaciones de estado 3.1, 3.5 y 3.11. Esta decisión fue tomada en razón de que aunque existe un gran número de opciones en la literatura especializada, ninguno ha sido oficialmente estandarizado y George Guekos, en un intento de beneficiar a la comunidad científica; propone un conjunto de parámetros del cual nosotros nos basamos para realizar el modelo del diodo láser. El objetivo principal de Guekos es el de proveer un conjunto de símbolos que sean consistentes y faciliten el compartir información entre los distintos grupos de investigación [24].

4.3.2. Valores de la corriente y de tiempo.

El segundo módulo de ingreso de datos se puede dividir en dos secciones: la relacionada con los valores de las corrientes de modulación y la de los parámetros respecto al tiempo. La figura 4.8 muestra la manera en que se despliegan en la interfaz de usuario.

Condiciones de tiempo	
T inicio [s]	Resolución de tiempo [s]
0	1.5625E-12
Corriente de modulación	
I valle [A]	I pico [A]
0.035	0.065

Figura 4.8: Módulo de ingreso de valores de corrientes y de tiempo.

Respecto a los valores de las corrientes de modulación, éstas son I_0 para el valor de un '0' e I_1 para el valor de un '1'. La resolución del tiempo se encuentra expresada en segundos. El tiempo de inicio t_0 sólo sirve para cambiar la referencia temporal al graficar.

4.3.3. Parámetros de la señal de entrada.

Dentro de este módulo de datos, se controlan los parámetros de la señal de entrada que fueron expuestos en la sub-sección 4.2.2 donde los valores más significativos quedan representados por el número de muestras y el número de bits. Es importante resaltar que para realizar un estudio con resultados fiables se hace necesario contar con un número grande de datos. El valor típico de bits para una secuencia PRBS consiste en $2^8 = 256bits$ con una resolución de $2^7 = 128muestras/bit$ [25], pero por la gran eficiencia que muestra el simulador desarrollado, se pudieron hacer simulaciones con secuencias dos ordenes de magnitud superiores ($2^{10} = 1024bits$) y una resolución un orden de magnitud superior ($2^8 = 256muestras/bit$). Los valores del número de bits y muestras por bits pueden ser de cualquier longitud, pero es recomendable usar valores que sean potencias de dos por la correspondencia a los valores que maneja internamente la computadora y especialmente debido al uso de la transformada rápida de Fourier, cuya eficiencia aumenta en gran medida bajo las restricciones arriba mencionadas. En este módulo de ingreso de datos se agregó un control booleano que permite elegir entre dos opciones: la primera consiste en usar el generador de secuencia pseudoaleatoria explicado anteriormente y la segunda se basa en

leer los datos desde un archivo de texto. El formato del archivo es que cada valor del bit debe ir en un renglon diferente. La figura 4.9 presenta la interfaz gráfica para el manejo del usuario.



Figura 4.9: Módulo con los parámetros de la señal de entrada.

4.3.4. Datos de salida

Un cambio sustancial necesario, consistió en agrupar los resultados en una estructura de datos como el que se muestra en la figura 4.10. Esta estructura se utiliza en todos los componentes ópticos del proyecto por lo que fue necesario obtener los datos en dicho formato con el objeto de que la citada implementación se pudiera comunicar con otros componentes ópticos.



Figura 4.10: Esquema estándar de intercambio de datos.

Para realizar la modificación fue necesario que los datos obtenidos por el modelo matemático utilizado, los cuales eran: potencia óptica y fase, se cambiaran a una representación con números complejos. La fórmula 4.14 es la relación que existe entre la potencia óptica y el campo eléctrico.

$$P(t)[mW] = |A|^2 [mW] \quad (4.14)$$

Ahora ya es posible obtener el valor del campo eléctrico a partir de la potencia óptica, pero aún se tienen los valores separados del campo y la fase. Para obtener la representación en un número complejo, se utiliza una función preestablecida de LabVIEWTM que convierte la señal en términos de amplitud y fase a su representación binomial por medio de la fórmula de Euler expresada en la ecuación 4.15.

$$z = A \cdot e^{i\phi} = A \cdot \cos\phi + A \cdot i \cdot \sin\phi \quad (4.15)$$

Sobre los demás parámetros, el tamaño del arreglo es el siguiente $(\#bits + prebits + post - bits) \times muestrasporbits$; la resolución de tiempo es la misma que la definida para las condiciones de tiempo, pero en [ps]; la frecuencia central y la resolución de frecuencia son parámetros que se agregaron, aunque no afectan los resultados referentes a la simulación del láser.

4.3.5. Desempeño del simulador

Para mostrar la eficiencia del método numérico, se presentan algunos resultados sobre los tiempos de ejecución del simulador bajo determinadas condiciones. Para realizar esta operación se utilizó una función de LabVIEWTM que mide el tiempo de procesamiento. Con la función descrita se realizó un cuadro comparativo de los tiempos promedios de ejecución del programa de los 4 diferentes láseres (Se realizaron 20 ejecuciones por láser para sacar el tiempo promedio). Los resultados se muestran en el cuadro 4.1. Las condiciones utilizadas en las simulaciones constaron de una cadena de 1024 bits, más 128 bits de guarda: 64 antes de la cadena y 64 después; y 256 muestras por bit. La razón de porque estos valores numéricos se explica en la sección 4.3.3. Los parámetros usados para cada uno de los láseres, como se mencionó, se encuentran en el apéndice A.

Láser simulado	Tiempo [s]
LMD-1	4.5869
LMD-2	4.6213
LMD-3	4.6049
LMD-4	4.5806

Cuadro 4.1: Tiempos de ejecución promedio del simulador

Las características técnicas del equipo de cómputo son: procesador pentium core 2 a 3.2 [GHz] y 3 Gb en memoria RAM.

4.4. Validación del simulador

Después de implementar el simulador, la necesidad que surge es la de asegurar que los resultados arrojados sean confiables. En esta sección se presentan

simulaciones realizadas con esta implementación a fin de mostrar su buen funcionamiento; dichas simulaciones generaron resultados similares a los reportados en varios artículos científicos publicados en revistas de arbitraje internacional, lo que confiere una garantía a los resultados obtenidos.

A fin de poder mostrar el desempeño del programa con diferentes comportamientos, se buscó tener en cuenta los siguientes casos:

1. Un láser con *chirp* adiabático predominante a 2.5 Gbps (LMD-1).
2. Un láser con *chirp* transitorio predominante a 2.5 Gbps (LMD-2).
3. Un láser a diferente velocidad de transmisión a 10Gbps (LMD-3).
4. Un láser con los dos tipos de *chirp* equilibrados a 2.5 Gbps (LMD-4).
5. Obtener la respuesta de la potencia óptica contra la corriente de inyección.

Para poder determinar cuál resulta ser el *chirp* predominante en cada uno de los láseres estudiados, es necesario tomar en consideración los siguientes dos parámetros: el término α o *line width enhancement factor* que está fuertemente relacionado con el *chirp* transitorio y el término κ que corresponde al *chirp* adiabático. Ambos parámetros se explicaron en las secciones 3.6.1 y 3.6.2 respectivamente.

Para hacer visible la dependencia de los parámetros mencionados con el tipo de *chirp* predominante, el cuadro 4.2 muestra una comparativa de estos dos parámetros para los cuatro láseres analizados y la relación de *chirp*.

Parámetro	Unidades	LMD-1	LMD-2	LMD-3	LMD-4
Bitrate	Gbps	2,5	2,5	10	2,5
α	-	2,2	5,6	2,7	2,7
κ	$THzW^{-1}$	28,66	1,48	1,98	9,90
Relación de <i>Chirp</i>	-	2.5:28.6	5.6:1.5	2.7:2	2.7:9.9

Cuadro 4.2: Parámetros de *chirp* para los diferentes láseres estudiados

Los valores comunes de un láser de semiconductor son: $\alpha \sim 3$ y $\kappa \sim 20[THz/W]$ [42]. Apartir de varias pruebas con diferentes conjuntos de parámetros, se concluyó que una relación aproximada de valores para α y κ donde el *chirp* que se presenta es equilibrado (la magnitud del *chirp* adiabático es similar al producido por el *chirp* transitorio) corresponde a 3:10. Esta relación se denominó relación de *chirp*. La relación 3:10 se tomó como referencia para determinar el comportamiento del *chirp* para cada uno de los láseres estudiados.

La validación de los tres primeros láseres se realizaron basándose en los resultados expuestos en el artículo de Ioannis Tomkos et al. [44] y para el cuarto láser se usaron los parámetros usados en el artículo de Cartledge et al. [16]. El número de muestras por bit que se utilizó fue de 256 $\frac{muestras}{bits}$. Para cada láser se usó el mismo conjunto de parámetros que usaron Tomkos [44] y Cartledge

[16] en sus respectivos artículos, es por eso que se espera que los resultados de nuestras simulaciones tengan un nivel de similitud muy grande respecto a los resultados publicados en los artículos. Las simulaciones obtenidas se presentan en las subsecciones siguientes.

4.4.1. Láser con *chirp* adiabático predominante a 2.5 Gbps

El primer láser analizado denominado LMD-1 presenta un *chirp* adiabático predominante debido a que el parámetro α se mantiene debajo del valor promedio y el valor de κ es aproximadamente 2.8 veces el valor mencionado como referencia. La relación de *chirp* es aproximadamente 2.2:28. La figura 4.11 muestra el comportamiento de la potencia respecto al tiempo para la misma cadena de bits obtenidos con el simulador (gráfica inferior) y los resultados publicados (gráfica superior). Sobre los resultados publicados, la línea punteada corresponde a mediciones tomadas sobre el dispositivo real, mientras que la línea continua representa los resultados simulados.

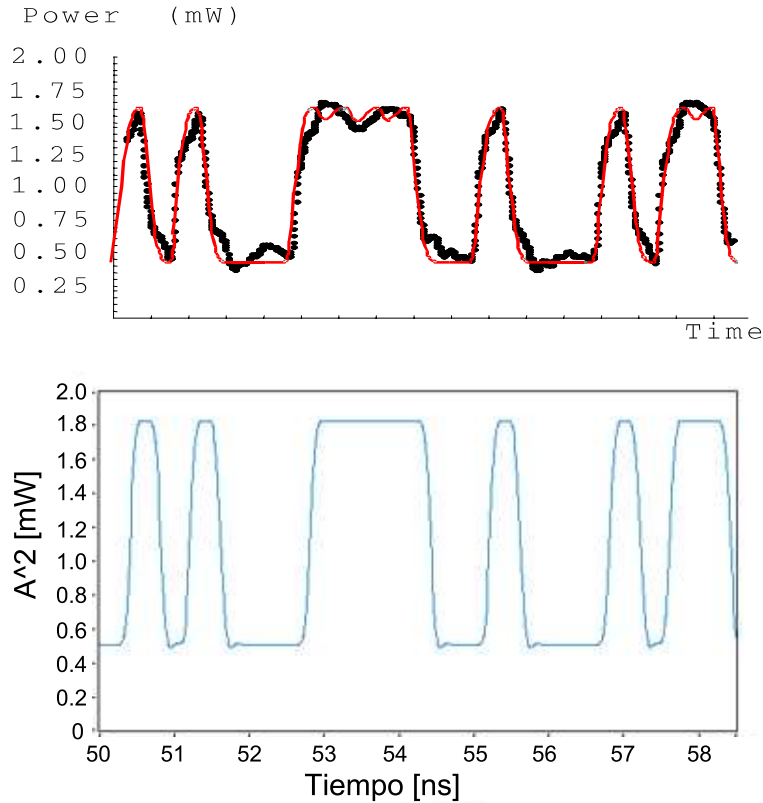


Figura 4.11: Comportamiento de la potencia para el láser adiabático LMD-1. Resultados publicados (superior) [44] y los obtenidos con nuestro simulador (inferior)

Por las oscilaciones de amortiguamiento que se presentan en las transiciones de un bit en '1' a '0', podemos intuir que existe la presencia del *chirp* transitorio de pequeña magnitud. Entre mayor sea el valor de α , estas oscilaciones aumentarán. El comportamiento del *chirp* adiabático no es posible de apreciarse en la gráfica de potencia como se explicó en la sección 3.6.2.

La figura 4.12 ilustra el comportamiento del *chirp* del láser LMD-1. Esta gráfica es muy interesante dado que aparte de mostrar la similitud entre los resultados obtenidos con los que se presentan en la publicación antes mencionada, se aprecia la relación entre la potencia óptica y el *chirp* adiabático. Se puede observar que no hay ningún *overshoot*; en cambio, si existe un pequeño *undershoot* en los '0's. El valor pico a pico del *chirp* es de aproximadamente $7,5[GHz]$. De igual manera, en los resultados publicados (superior) la línea punteada son las

mediciones sobre el dispositivo real y la línea continua son resultado obtenidos con un simulador.

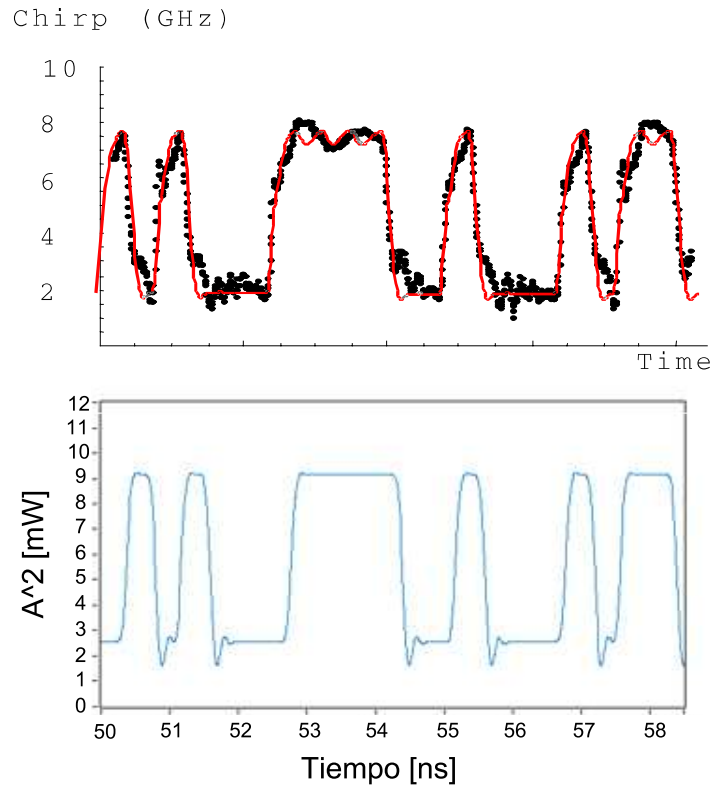


Figura 4.12: Comportamiento del *chirp* para el láser adiabático LMD-1. Resultados publicados (superior) [44] y los obtenidos con nuestro simulador (inferior)

4.4.2. Láser con *chirp* transitorio predominante a 2.5 Gbps

Para analizar el tipo de *chirp* que predomina en este láser examinamos los valores de α y κ calculados en el cuadro 4.2. La relación de *chirp* es 5.6:1.5 lo que indica que la presencia de *chirp* adiabático es mínima, en cambio el valor de α es muy alto. Dicha relación de *chirp* genera que los cambios de frecuencia que se producen sean muy pronunciados y de corta duración.

En la parte inferior de la gráfica 4.13 se observa que el efecto que se produce por la presencia de un *chirp* transitorio es la existencia de oscilaciones de gran magnitud, la potencia en el *overshoot* es de aproximadamente del 40% del

valor de potencia óptica para un '1'. El *undershoot* es muy pequeño debido a que se encuentra mucho más cerca del valor de la corriente umbral. El valor de la potencia de *overshoot* aumenta debido a un incremento de la diferencia de corriente I_d . De igual manera que en las gráficas anteriores, la gráfica superior corresponde a los resultados publicados donde la línea punteada son las mediciones tomadas sobre un dispositivo real y la línea continua son los resultados de la simulación. La gráfica inferior corresponde a los resultados obtenidos con nuestro simulador. Una vez más los resultados publicados, tanto experimentales como producidos por medio de simulaciones, coinciden con los generados por el simulador desarrollado como parte de este trabajo de tesis. Esta coincidencia aporta un argumento más en favor de la exactitud de nuestro simulador.

Respecto al comportamiento del *chirp*, las gráficas 4.14 muestra los resultados publicados (superior) y los obtenidos con nuestro simulador (inferior), donde en los primeros la línea punteada corresponde a valores de mediciones y la línea continua a los resultados simulados. Esta gráfica muestra que las transiciones positivas son de gran magnitud y de poca duración. Los cambios de frecuencia negativos son menores a causa del fenómeno antes mencionado sobre el valor de corriente de modulación. La desviación pico a pico de la frecuencia es aproximadamente de $35[GHz]$ lo que implica un espectro ancho y a consecuencia de esto, un incremento en el ensanchamiento rápido del pulso al transmitirse por una fibra con dispersión positiva. La diferencia entre un bit en '1' y otro en '0' no se percibe, fenómeno característico en un láser transitorio. Respecto al valor del *chirp* adiabático, éste es mínimo y se observa al final de las oscilaciones originadas por las transiciones cuando se presenta un bit o una cadena de bits en '1'. El valor del *chirp* adiabático es muy pequeño, aproximadamente de $1[GHz]$, mínimo comparado con el *chirp* transitorio. Es importante resaltar nuevamente la gran similitud entre los resultados obtenidos con nuestro simulador y los publicados.

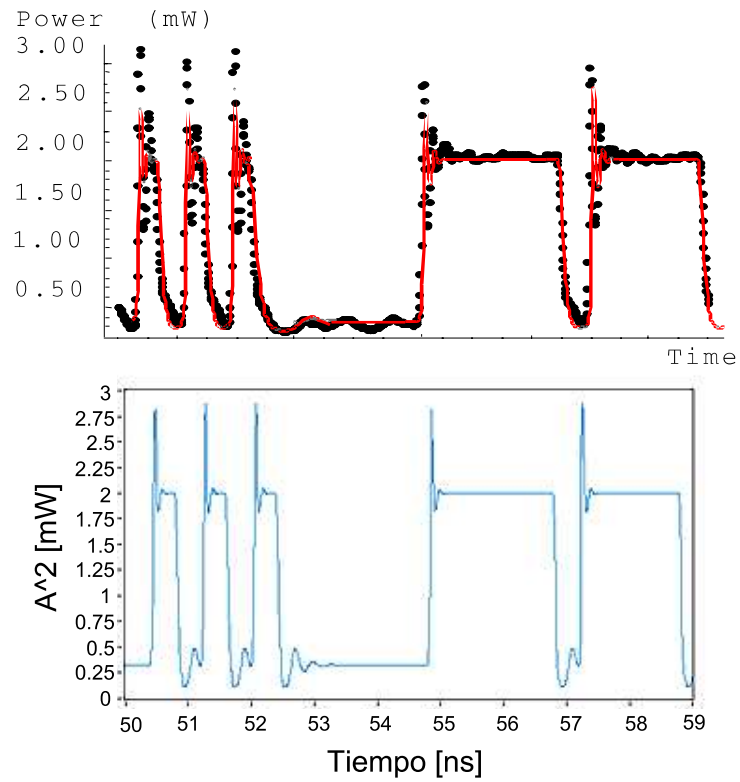


Figura 4.13: Comportamiento de la potencia para el láser transitorio LMD-2. Resultados publicados (superior) [44] y los obtenidos con nuestro simulador (inferior)

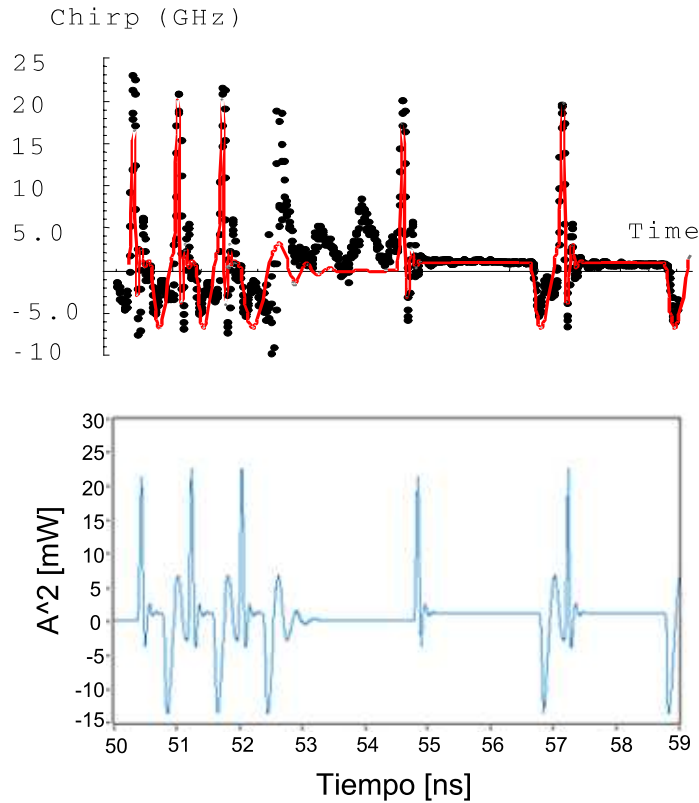


Figura 4.14: Comportamiento del *chirp* para el láser transitorio LMD-2. Resultados publicados (superior) [44] y los obtenidos con nuestro simulador (inferior)

4.4.3. Láser a 10 Gbps

Para corroborar que el simulador tiene un funcionamiento versátil, resulta importante probar variaciones de todos los parámetros del simulador donde uno de los más importantes es la resolución de tiempo. La importancia de dicho parámetro radica en que de él depende la resolución con la que se resuelve el sistema de ecuaciones. El caso de estudio elegido consiste en un láser que trabaja a 10 Gbps, el cual se nombró LMD-3. La relación de *chirp* es de 2.7:2 deduciendo que el *chirp* predominante es transitorio y por lo tanto existiran oscilaciones de relajamiento de magnitud importante.

La figura 4.15 muestra la comparación de las gráficas de la potencia publicada (superior) y la obtenida con la simulación (inferior); la similitud es clara. En los resultados de la publicación, la línea punteada corresponde a mediciones sobre

el dispositivo real y la línea continua a una simulación. La potencia de *overshoot* es de aproximadamente 33% y el *undershoot* de 28% de la potencia de un bit en '1'. La razón por la cual la magnitud de potencia del *undershoot* resulta menor es la misma que la presentada en la subsección anterior dado que la potencia es cercana al nivel correspondiente a I_{th} y ésta implica un comportamiento cercano a la región no lineal del láser.

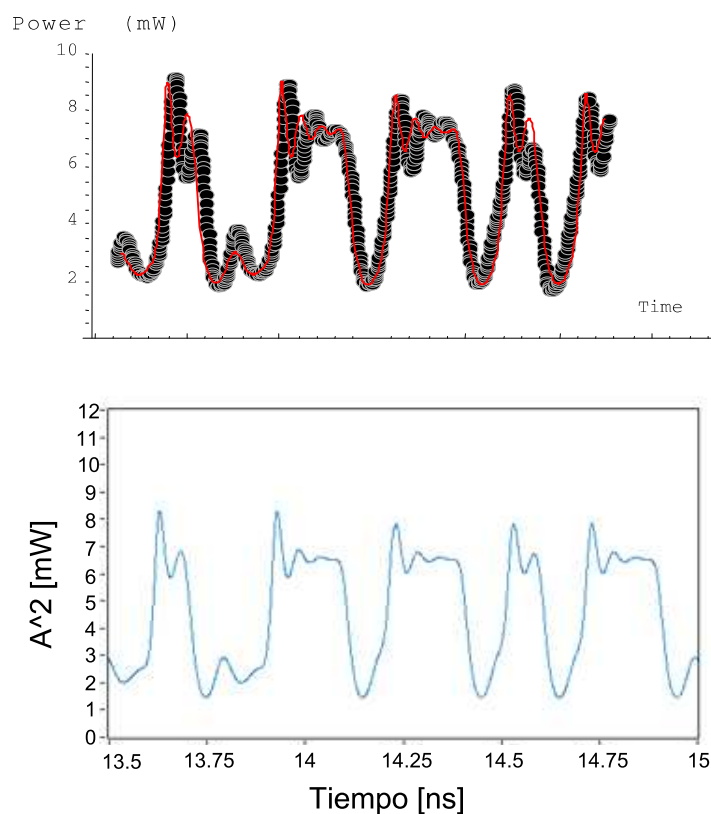


Figura 4.15: Comportamiento de la potencia para el láser transitorio LMD-3 a 10 Gbps. Resultados publicados (superior) [44] y los obtenidos con nuestro simulador (inferior)

Respecto al comportamiento del *chirp*, el *chirp* adiabático medido en la simulación es de 1.5 [GHz] el cual se muestra muy pequeño comparado con la desviación pico a pico que corresponde a 21 [GHz]. Las oscilaciones no son tan rápidas como en el caso del láser LMD-2 a causa de que ahora la velocidad de transmisión es 4 veces mayor, por lo que si aumentamos la velocidad de

transmisión, irá disminuyendo la calidad de la señal de manera drástica dado que las oscilaciones tendrán una duración mayor a un bit y los cambios de corrientes se harán antes de que el láser pueda estabilizarse. Dicho efecto ocasionaría que la interferencia intersimbólica fuera muy grande.

La figura 4.16 muestra los resultados publicados (superior) y los obtenidos (inferior) del *chirp*. Igualmente la línea punteada en los resultados publicados son de mediciones sobre un dispositivo real y la línea continua son resultados de simulaciones. Al comparar los resultados publicados y los nuestros, observamos que de igual manera que los dos láseres anteriores, éstos últimos presentan una gran similitud con los publicados, reforzando aún más la confiabilidad en los resultados que arroja nuestro simulador.

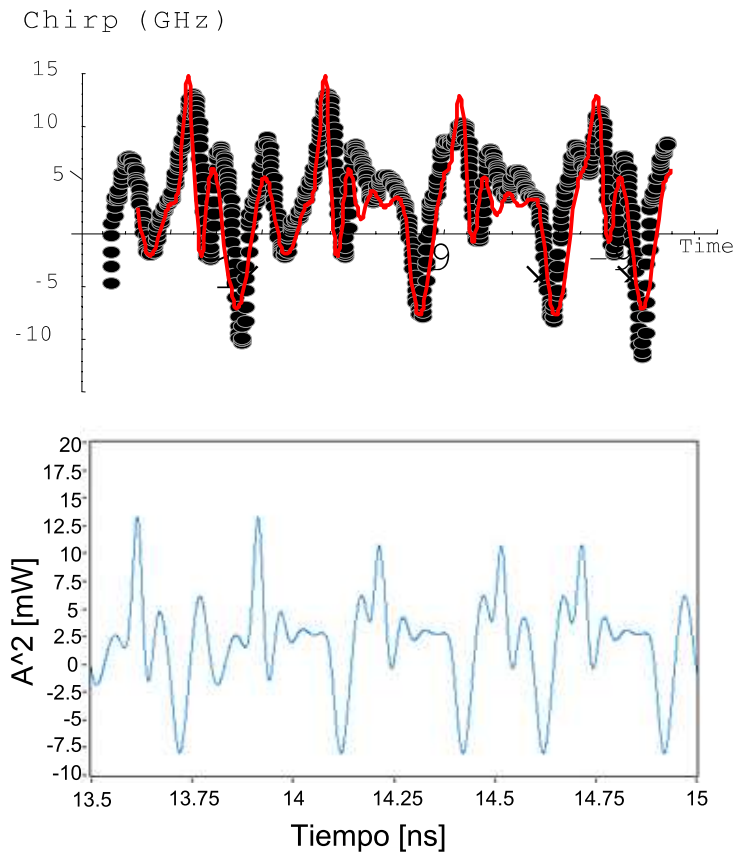


Figura 4.16: Comportamiento del *chirp* para el láser transitorio LMD-3 a 10 Gbps. Resultados publicados (superior) [44] y los obtenidos con nuestro simulador (inferior)

4.4.4. Láser de *chirp* equilibrado

El láser que se estudia a continuación presenta un comportamiento de *chirp* equilibrado debido a que el *chirp* adiabático tiene la misma magnitud que el *chirp* transitorio ($\sim 6[GHz]$). La figura 4.17 muestra las gráficas de potencia. Los parámetros usados fueron tomados del artículo de John Cartledge et al.[16]. Existe una diferencia evidente en los resultados publicados y los obtenidos en la simulación. La diferencia de mayor relevancia radica en la existencia de oscilaciones de relajamiento en la transición de '1' a '0' en los resultados de la simulación, dicha diferencia se debe a que posiblemente Cartledge utilizó un filtro de perfil diferente a un Gaussiano o los instrumentos que utilizó en su experimento no eran lo suficientemente rápidos para la velocidad de transmisión usada, ocasionando que éstos funcionaran como un filtro. En las simulaciones no se presenta este problema por lo que preferimos dejar los resultados como los obteníamos del simulador. Debido a que no se conocían con detalle los elementos usados en sus mediciones, se optó por utilizar el perfil Gaussiano en el filtro como se realizó en las demás validaciones y sólo agregar que aún así, se presenta una gran similitud entre los resultados publicados y los obtenidos con nuestro simulador. La figura 4.17 muestra las gráficas de potencia publicada (superior) y la simulada (inferior). En el caso de la gráfica de los resultados publicados, la línea punteada representa las mediciones con un nuevo conjunto de parámetros que Cartledge propuso que obtiene al usar un valor de corriente de 35 [mA] y la línea continua al usar un valor de 50 [mA]. La gráfica de *chirp* muestra los resultados para los dos casos descritos anteriormente, línea punteada para 35 [mA] y línea continua para 50 [mA]. Los valores que aparecen como I_{bias} corresponde a nuestro valor de I_0 y el valor de I_{mod} corresponde a I_d .

En la figura 4.17 es posible observar a simple vista la presencia de *chirp* transitorio por la presencia de oscilaciones de relajamiento después de una transición. Estas oscilaciones inducen una potencia de *overshoot* del 30% y *undershoot* del 17% de la potencia de un bit en '1'.

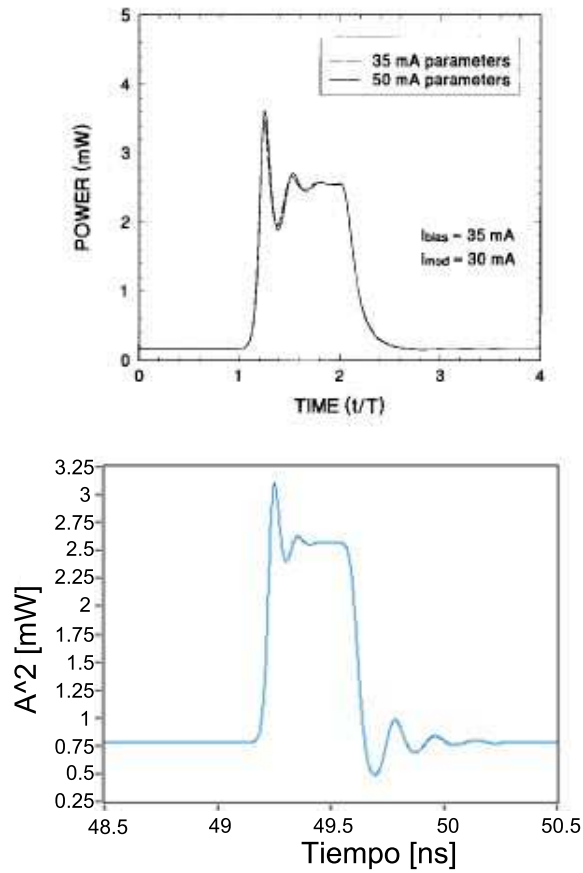


Figura 4.17: Comportamiento de la potencia óptica para el láser de chirp equilibrado LMD-4. Resultados publicados (superior) [16] y los obtenidos con nuestro simulador (inferior)

En la figura 4.18 se muestra la gráfica correspondiente al *chirp* del láser LMD-4 donde se observa la existencia del chirp adiabático, se menciona que es un *chirp* equilibrado dado que se produce un aumento de frecuencia de 6 [GHz] a consecuencia del *chirp* adiabático y el aumento de frecuencia producido por el *chirp* transitorio es también de aproximadamente 6[GHz]. Los cambios de frecuencia negativos causados por las transiciones de '1' a '0' no se tomaron en cuenta debido a que se producen por el mismo factor α que ocasiona los cambios positivos.

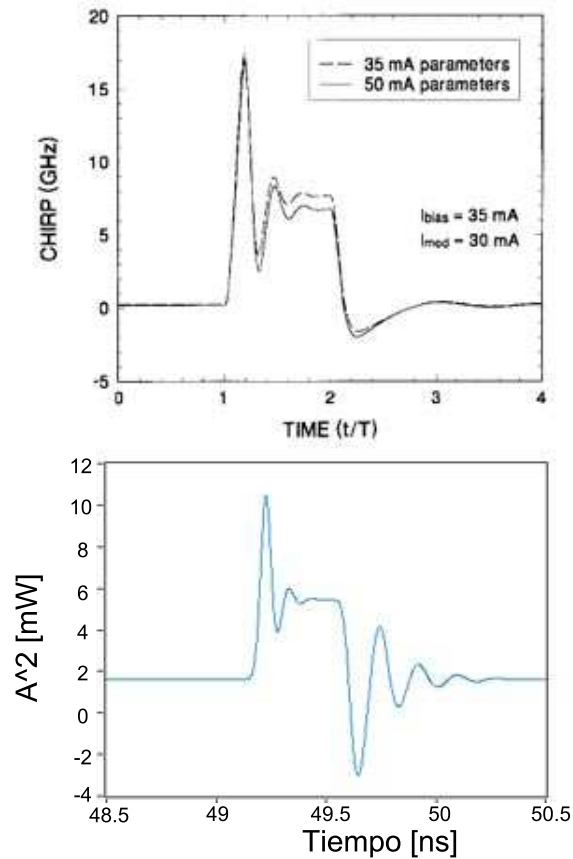


Figura 4.18: Comportamiento del *chirp* para el láser de chirp equilibrado LMD-4. Resultados publicados (superior) [16] y los obtenidos con nuestro simulador (inferior)

4.4.5. Respuesta de la potencia óptica respecto a la corriente inyectada

Después de haber mostrado la gran semejanza entre los resultados obtenidos con el simulador y los publicados, se consideró importante mostrar las gráficas de la respuesta de la potencia óptica contra la corriente inyectada. Estas gráficas son muy importantes, ya que a partir de ellas se determinan los valores de las corrientes para un '0' y un '1' de acuerdo con los valores de potencia óptica deseados. La manera de obtener estas gráficas consistió en desconectar el submódulo de generación de la señal PRBS y como entrada poner un arreglo que contuviera el valor de la corriente aumentando en forma lineal. Al resolver el sistema de ecuaciones comparamos los resultados obtenidos para los láseres

LMD-1, LMD-2, LMD-3 y LMD-4. La figura 4.19 muestra estos resultados y las figuras 4.20 pertenecen a los resultados de las publicaciones de (a) Tomkos y (b) Cartledge.

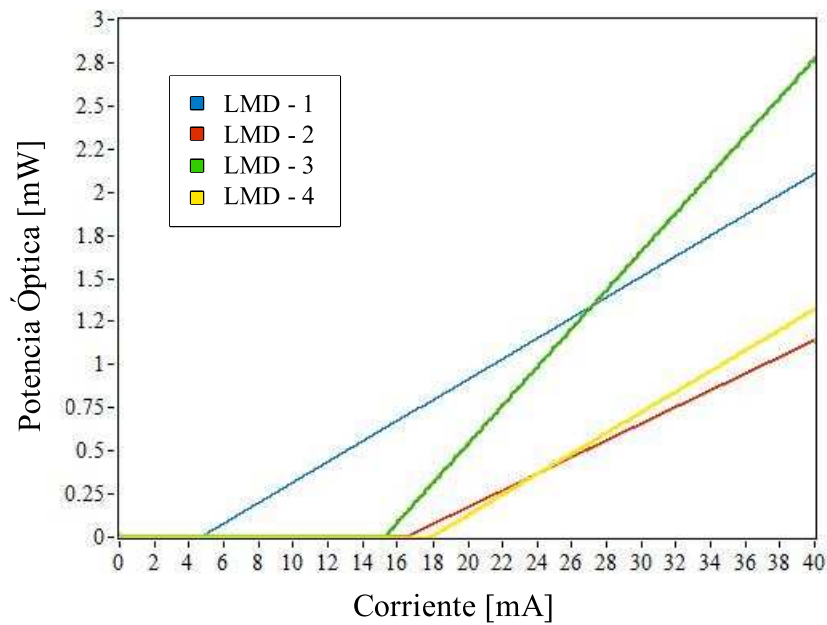


Figura 4.19: Gráficas obtenidas con el simulador para la respuesta de la potencia óptica vs la corriente de los láseres estudiados

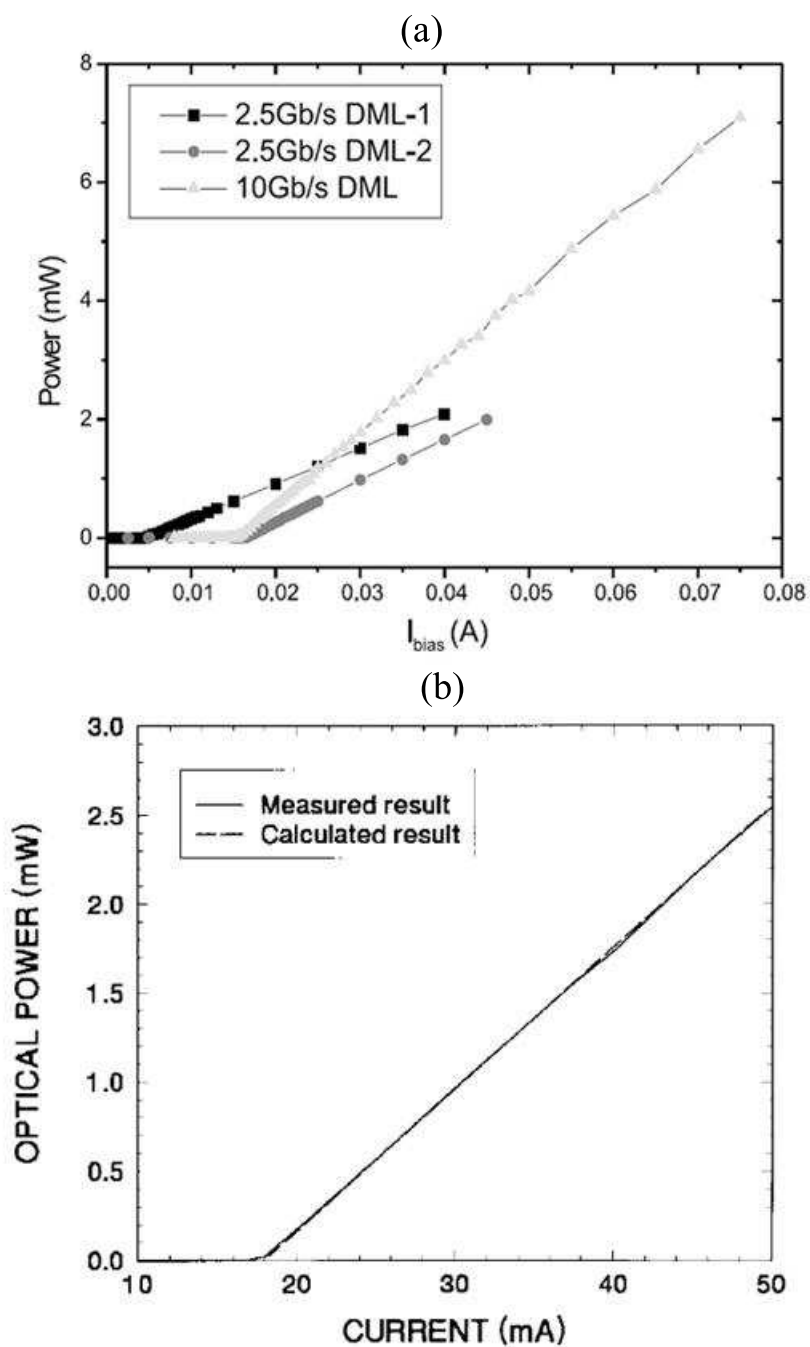


Figura 4.20: Gráficas de los resultados publicados para los mismos láseres estudiados

Al analizar las gráficas obtenidas mediante el simulador, podemos observar la gran semejanza en los resultados. Haciendo un análisis más detallado, se calculó la corriente umbral para cada láser a partir de la ecuación 4.16 [44] y se comparó con los valores obtenidos en el simulador. El cuadro 4.3 muestra este comparativo.

$$I_{th} = \frac{eV}{\tau_c} \left(N_T + \frac{1}{\Gamma g_0 \tau_c \tau_p} \right) \quad (4.16)$$

Láser	I_{th} [mA] teórico	I_{th} [mA] simulada	I_{th} [mA] artículo
LMD-1	4.661	$\sim 4,8$	4.66
LMD-2	16.453	$\sim 16,8$	17.34
LMD-3	15.255	$\sim 15,4$	15.25
LMD-4	17.868	$\sim 17,9$	18

Cuadro 4.3: Comparativo de las corrientes umbral teórica (primera columna), los resultados de nuestras simulaciones (segunda columna) y las que se encuentran publicadas en los artículos (tercera columna)

Al observar el cuadro 4.3 se puede ver la gran similitud de los datos obtenidos en las simulaciones con los valores calculados. Las diferencias que se presentan entre estos resultados son generadas a causa de que la ecuación 4.16 se obtiene de una simplificación de las ecuaciones de estado. Ahora refiriendo a los valores que publica Tomkos y Cartledge, estos son bastante aproximados a los valores obtenidos.

Otra forma de verificar los resultados obtenidos es gráficarlos, pero en dBW. Al realizar las gráficas de esta manera podemos ver detalles que en una gráfica lineal no podemos observar; como la existencia de un comportamiento de la corriente antes de superar el valor de corriente umbral y que el paso de cambio de estado en que comienza a radiar luz láser es a -40 [dBW] en todos los láseres. En nuestros resultados se usó el mismo dominio de la corriente (0 - 50 [mA]) para hacer notar la diferencia entre los diferentes láseres. Es muy importante mencionar que el simular diferentes comportamientos en nuestro láser y que las gráficas resultantes sean idénticas a las publicadas nos hace concluir que los resultados que obtengamos de este módulo de simulación son plenamente confiables.

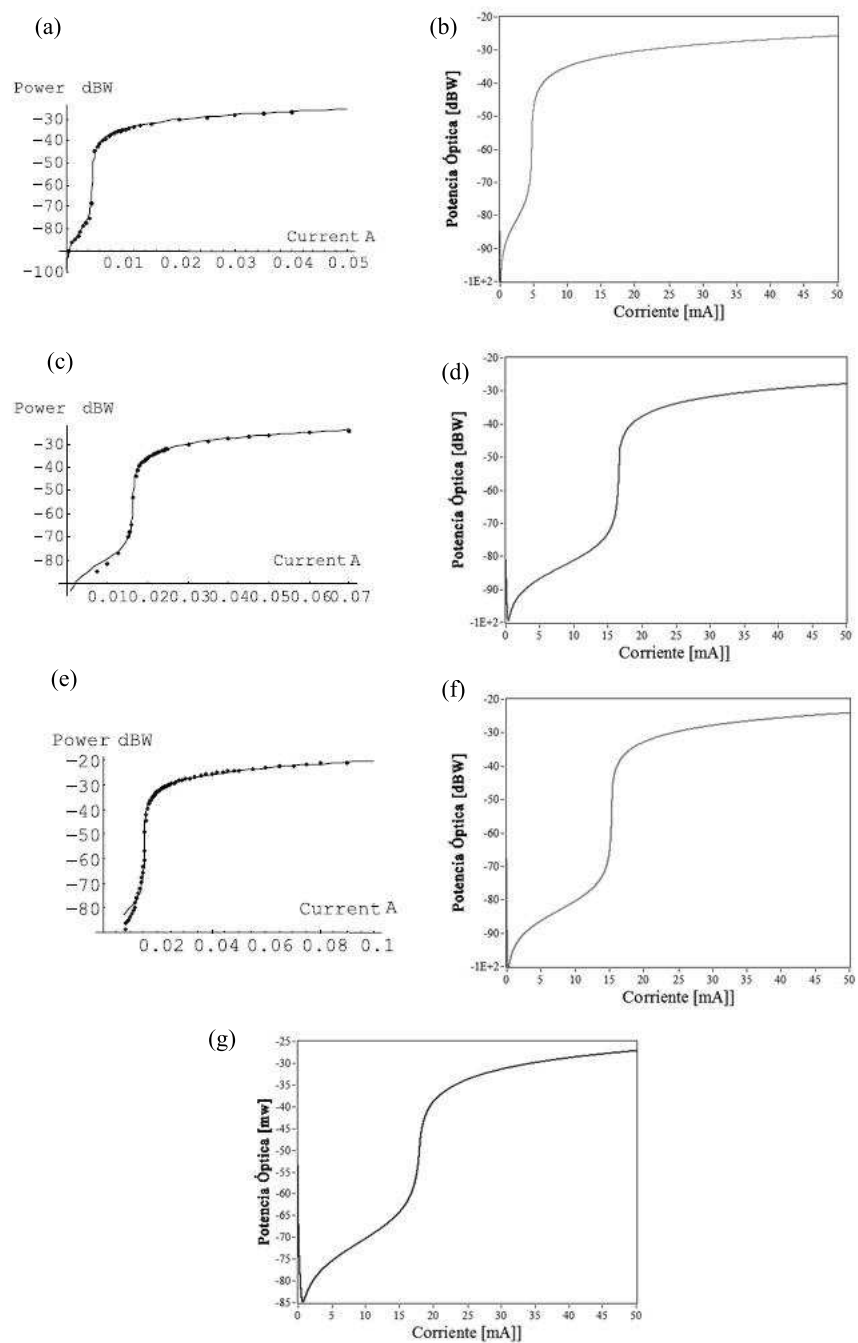


Figura 4.21: Gráficas de potencia vs corriente en decibeles tanto de las publicaciones (a,c,e) como de nuestro simulador (b,d,f,g).

El orden de las gráficas es el siguiente: (a) y (b) para el láser LMD-1, (c) y (d) para el LMD-2, (e) y (f) para el LMD-3 y (g) es el LMD-4. El último láser no cuenta con una gráfica a la cual comparar debido a que el artículo sólo contenía la gráfica lineal mostrada en la figura 4.20 (b).

Los resultados presentados se consideraron suficientes para validar el simulador. Las gráficas obtenidas por nuestro simulador fueron iguales a las que se publicaron en las revistas de arbitraje internacional, hecho que esperábamos ya que se utilizaron el mismo set de parámetros que los empleados en las publicaciones. Por tal motivo se tiene la certeza de que los datos que arroje este módulo son correctos y confiables para realizar simulaciones, ya sea de manera individual o en conjunto con otros módulos de un sistema de comunicaciones ópticas.

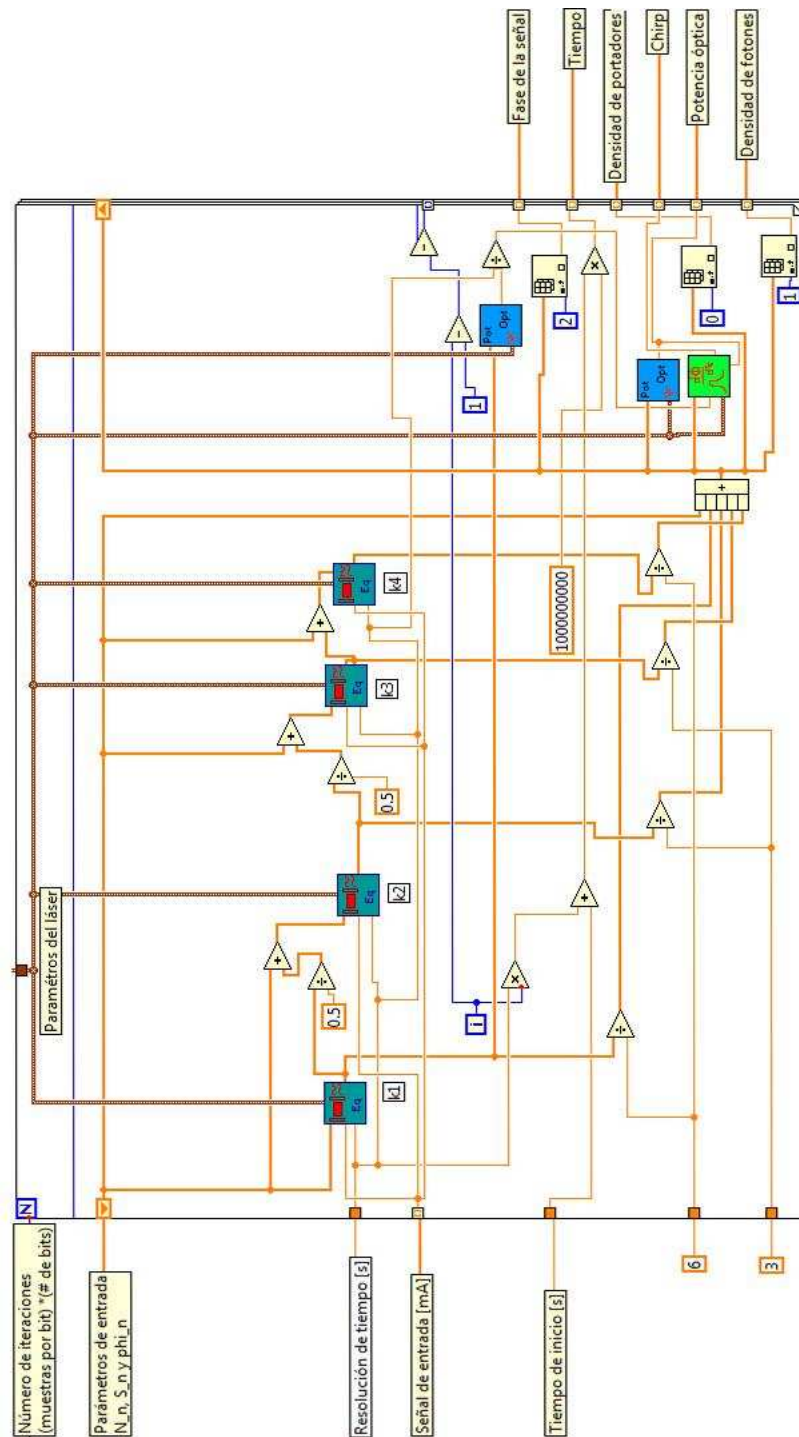


Figura 4.6: Método de Runge-Kutta implementado en LabVIEW