



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA

**INSTITUTO DE INGENIERÍA
MAESTRÍA Y DOCTORADO EN CIENCIAS E INGENIERÍA**

***“DESARROLLO DE TÉCNICAS PARA LA CARACTERIZACIÓN DE
DISPOSITIVOS DE CONMUTACIÓN RÁPIDA CON ACTIVACIÓN
ÓPTICA BASADOS EN FOTODIODOS TIPO PIN”***

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

DOCTOR EN CIENCIAS

PRESENTA:

IVÁN OLAF HERNÁNDEZ FUENTES

DIRECTOR DE TESIS:

DR. CARLOS VILLA ANGULO

Mexicali, B. C.

Enero del 2015

DEDICATORIA

A mi esposa Ana María Castañeda por apoyarme en todo el proceso de mi doctorado así como en acompañarme en mi vida diaria, por sus muestras de afecto y paciencia en los momentos difíciles que hemos compartido.

A mis padres Elsa Fuentes Castillo y Juan Hernández Rodríguez por toda la formación de valores humanos que me han brindado y por dar ejemplo de responsabilidad y perseverancia en el trabajo.

AGRADECIMIENTOS

Al Doctor Carlos Villa Angulo por su apoyo en cada paso del proceso de mi doctorado, por sus enseñanzas tanto en cuestiones técnicas como en el plano humano y por su ejemplo de responsabilidad y dedicación al trabajo.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por el apoyo económico que me brindaron durante estos cuatro años lo cual me permitió completar el proceso doctorado.

RESUMEN

Los circuitos de conmutación de alta velocidad son una parte esencial en un gran número de aplicaciones tales como las comunicaciones satelitales, conmutadores de señales de radio frecuencia electrónicos y circuitos muestreadores para convertidores analógico-digitales. Estos circuitos de conmutación son tradicionalmente encapsulados en circuitos integrados o circuitos impresos electrónicos interconectados con circuitos osciladores electrónicos. Este tipo de encapsulamiento limita la capacidad de desempeño de los circuitos de conmutación debido a las capacitancias parasitas existentes en los circuitos que lo conforma incluyendo los osciladores electrónicos. Una alternativa actualmente en exploración para minimizar los efectos antes mencionados es utilizar osciladores no electrónicos; por ejemplo osciladores ópticos para activar el circuito de conmutación electrónico. En este trabajo se utiliza un haz de luz para controlar la activación de los circuitos de conmutación. Esta alternativa se ha seleccionado debido a que en la actualidad existen sistemas de generación de pulsos ópticos que permiten frecuencias de repetición de pulsos más altas que las que se consiguen con osciladores electrónicos convencionales. Adicionalmente, se puede generar pulsos ópticos con muy bajo jitter temporal así como pulsos de luz con valor de periodo y ancho de pulso muy estable.

Este trabajo de tesis, se centra en el estudio de un circuito optoelectrónico de conmutación rápida. La finalidad de este circuito optoelectrónico es conmutar una señal analógica de voltaje; es decir permitir el paso o no de dicha señal hacia la salida del circuito. La conmutación es controlada por medio de luz aplicada al circuito, esta luz puede ser continua o pulsos de luz. El circuito consta de un fotodiodo en serie con un resistor de carga, la entrada de voltaje se aplica al catodo del fotodiodo, el ánodo del mismo está en serie con el resistor de carga y la salida del circuito es el voltaje en este resistor. De manera específica, se realizó el estudio teórico y práctico del circuito. El análisis se dividió en tres partes; en la primera parte se estudió la selección de punto de operación para el fotodiodo y su relación con el rango lineal del voltaje de entrada, en la segunda parte se estudió la respuesta en frecuencia del circuito de conmutación con luz aplicada y sin luz aplicada a la parte sensitiva del fotodiodo, y en la tercera parte se estudió la respuesta transitoria del circuito al aplicársele como señal de activación de conmutación un tren de pulsos ópticos. La finalidad de esta tercera parte fue estudiar los tiempos de reacción del circuito. En cada uno de los tres estudios, se obtuvo un modelo matemático, se realizó la simulación del mismo y se implementaron experimentos para comparar los datos teóricos con los medidos.

En la primera parte de este estudio, la selección del punto de operación del circuito de conmutación, se encontró que el fotodiodo debe de trabajar en el cuarto cuadrante de su curva característica I-V. Esto es, el voltaje V_d en el fotodiodo debe ser positivo y la corriente debe circular en sentido contrario a la polarización del mismo. Para lograr esto se aplica un voltaje de corriente directa V_{bias} que junto con el valor del resistor de carga R_L ponen al fotodiodo en dicha región. Una vez identificado lo anterior, se obtuvo una aproximación lineal del fotodiodo con un resistor equivalente R_d para luz aplicada y se desarrolló un método para calcular el rango de voltaje V_{pp} de la señal de entrada alrededor del voltaje V_{bias} en el cual se cumpla dicha aproximación lineal. El primer paso del método consiste en realizar la medición de la curva característica I-V del fotodiodo, a partir de dicha curva localizar un rango de posibles valores de V_d que mantenga la operación en el cuarto cuadrante, posteriormente escoger un valor V_d particular y sobre este establecer un rango V_{pp} de excursión para la señal de entrada. Una vez establecido el rango V_{pp} calcular los valores de V_{bias} y R_L requeridos. Se ejecutó este procedimiento y se realizaron mediciones para distintos valores de V_{bias} y R_L para comprobar cómo se ve afectado el rango de excursión V_{pp} . Dichas mediciones se compararon con resultados de simulación de la solución numérica de la ecuación del circuito y con su aproximación lineal. Se comprobó que para lograr aumentar el V_{pp} se necesita aumentar V_{bias} y R_L , además para alcanzar un rango V_{pp} particular se encontró que seleccionando un V_d más grande se necesitan valores menores en V_{bias} y R_L que los requeridos para valores de V_d menores. También se realizó una prueba de distorsión por Intermodulación para estudiar cómo afecta el rango de V_{pp} a la linealidad del circuito para valores fijos de frecuencia de la señal de entrada V_{in} .

En la segunda parte, se realizaron mediciones de las variaciones en el voltaje de salida V_{RL} con respecto a variaciones en la frecuencia de la entrada V_{in} con luz aplicada en el fotodiodo y sin luz aplicada. Se encontró que el circuito cuando hay luz aplicada se comporta como un filtro pasa-bajas mientras que cuando no hay luz se comporta como un filtro pasa-altas. De la medición cuando hay luz aplicada se encuentra la frecuencia de corte (frecuencia a la cual la amplitud de salida V_{RL} disminuye en 3dB o en un factor de $1/\sqrt{2}$) y para la condición sin luz se encuentra la frecuencia a la que se obtiene la amplitud máxima de V_{RL} antes de llegar a la frecuencia de corte, a partir de estas mediciones se calcula la capacitancia C_d del fotodiodo en cada condición. Se desarrolló un modelo para cada uno de los dos comportamientos, dicho modelo toma en cuenta la resistencia R_d y capacitancia C_d equivalente del fotodiodo según el punto de operación y la condición de luz. Se demostró que el modelo concuerda con la medición de la respuesta en

frecuencia por lo menos hasta la frecuencia de corte, de tal forma que sirve para calcular el valor de frecuencia en la señal de entrada hasta el cual el circuito puede operar, así como también se puede calcular la amplitud de la salida V_{RL} con y sin luz aplicada con respecto a la frecuencia. Lo anterior permite conocer la diferencia en voltaje que existe entre el V_{RL} en estado de encendido y en estado de apagado. Esto es importante ya que no debe de existir traslape entre estos

En el estudio de la respuesta transitoria del circuito de conmutación activada por pulsos ópticos con un cierto periodo y frecuencia de repetición, se desarrolló un modelo para obtener los tiempos de reacción de V_{RL} cuando hay cambio en el pulso de luz de nivel bajo a alto (tiempo de subida) y viceversa cuando el pulso de luz cambia de estado de alto a bajo (tiempo de bajada). En este modelo se toma en cuenta el circuito equivalente para luz aplicada (pasa-alta) y sin luz aplicada (pasa-baja) así como sus respectivas resistencias R_d y capacitancias equivalentes C_d . Las capacitancias equivalentes para las dos situaciones se pueden obtener por medio de la medición de la respuesta en frecuencia mencionada anteriormente y también se muestra cómo se pueden obtener a partir de medición el tiempo de subida y de bajada. A partir de los tiempos de subida y de bajada se define cual es el mínimo ancho de pulso y máxima frecuencia que pueden tener los pulsos ópticos para el correcto funcionamiento del circuito. Se desarrolló un programa de simulación para graficar la respuesta de V_{RL} con respecto al tiempo. En dicha simulación se ingresan los datos de rango V_{pp} y punto de operación dados por V_d , V_{bias} y R_L ; las resistencias y capacitancias equivalentes del fotodiodo para el estado de encendido y apagado; la frecuencia de la señal de entrada V_{in} ; la frecuencia y ancho de los pulsos ópticos aplicados. También se presentan mediciones de la respuesta de V_{RL} con respecto al tiempo para un tren de pulsos ópticos dado y se muestra como la simulación concuerda con esta.

En resumen se desarrolló una metodología completa para diseñar el circuito optoelectrónico de conmutación que permite establecer un rango V_{pp} de la señal de entrada V_{in} para un comportamiento lineal del circuito; establecer el límite de la frecuencia de V_{in} para el adecuado funcionamiento del circuito para ambas condiciones de luz y establecer el mínimo ancho de pulso y máxima frecuencia de los pulsos ópticos para que el circuito responda correctamente.

Es importante destacar que existe un compromiso entre el valor deseado de rango V_{pp} , la frecuencia de corte y los tiempos de subida y bajada. Para aumentar V_{pp} se puede aumentar R_L pero esto alentara los tiempos de subida y bajada lo que provoca que aumente el mínimo ancho de pulso aceptable y disminuya la frecuencia máxima de los pulsos ópticos que se pueden aplicar

al circuito. Además al aumentar la R_L también se disminuye la frecuencia de corte en condición de luz aplicada lo que disminuye el límite de frecuencia de la señal de entrada V_{in} que puede aceptar el circuito

ABSTRACT

High speed switching circuits are an essential part of numerous applications including satellite communications, radio-frequency switching electronic circuits and sampling circuit for analog-to-digital converters. These switching circuits are traditionally embedded in electronic integrated circuits or printed circuits interconnected with electronic oscillators. These electronic circuits are limited in their performance by the parasitic capacitances existing in them including the electronic oscillators. Nowadays, an alternative in exploration to minimize the aforementioned effects is to use non electronic oscillators; for instance using optical oscillators to activate the electronic switching circuit. In this work, light beams are used to control the activation of the switching circuit. This alternative has been selected because nowadays existing optical pulses generation systems allow pulse repetition frequencies higher than the permitted by the conventional electronic oscillators. In addition, optical pulses with very low timing jitter can be generated as well as light pulses with very stable period and width. This thesis focuses in the study of an optoelectronic high speed switching circuit. The purpose of this circuit is to switch an analog voltage signal; i.e. to allow the signal to pass or not to the circuit's output. The switching is controlled by the light applied to the circuit; this light might be constant or light pulses. The circuit consists of a photodiode connected in series with a load resistor, the voltage input is applied to the photodiode's cathode, the anode is in series with the load resistor and the circuit's output is the voltage in the resistor. Specifically, a theoretical and practical study was realized. The analysis was divided in three parts; in the first part the selection of the operating point was studied and its relationship with the input voltage linear range, in the second part the frequency response of the switching circuit was studied with and without light applied to the sensitive part of the photodiode, and in the third part the transient response of the circuit was studied when an optical pulse train is applied as the switching activation signal. To study the reaction times of the switching circuit was the main proposes of the third analysis. In each one of the three studies, a mathematical model was developed, its simulation was made and experiments were implemented to compare theoretical data with measured data.

In the first part of the study, the selection of operating point of the switching circuit, it was found that the photodiode must work in the fourth quadrant of its I-V curve. This means, the voltage V_d in the photodiode must be positive and the current must flow in opposite direction of the photodiode's biasing. In order to do this the applied dc voltage V_{bias} together with the load

resistor R_L set the photodiode in that region. Once identified the previous, a linear approximation was obtained as an equivalent resistor R_d for applied light and a method was developed to compute the input voltage range V_{pp} around the voltage V_{bias} in which this approximation is fulfilled. The first step of the method consists in make the measure of the I-V curve, from that curve find the possible values of V_d that keep the operating point in the fourth quadrant, after choosing a particular value of V_d establish an excursion input range V_{pp} . Once the V_{pp} is established the required values of V_{bias} and R_L are computed. This procedure was executed and measurements were made for several values of V_{bias} and R_L to test how the excursion input range V_{pp} is affected. These measurements were compared with the linear approximation and with simulation results of the numeric solution of the circuit's equation. It was proven that to achieve increase V_{pp} is necessary to increase V_{bias} and R_L , in addition to achieve a particular V_{pp} range it was found that by selecting a larger V_d , lower values are needed in V_{bias} and R_L compared to the values required for a lower V_d . Furthermore an intermodulation distortion test was made to study how the linearity of the circuit is affected by the size of V_{pp} range for certain fixed values of frequency on the input signal V_{in} .

In the second part, measurements of output voltage V_{RL} with respect to the frequency of the input V_{in} were made with and without applied light to the photodiode. It was found that when light is applied to the circuit, it behaves as a low-pass filter while when no light is applied the circuit behaves as a high-pass filter. From the measurement when light is applied, the cutoff frequency is found (frequency at which the amplitude of the output V_{RL} decreases in 3dB or in a factor of $1/\sqrt{2}$) and when no light is applied, the frequency for maximum amplitude of V_{RL} is obtained before reaching the cutoff frequency, from these measurements the photodiode's capacitance is computed for each condition. A model was developed for each of the behaviors, this model take into account the equivalent resistance R_d and capacitance C_d of the photodiode according to the operating point and light condition. It was demonstrated that the model agrees with the measurement of the frequency response at least until the cutoff frequency, such that it servers to calculate the frequency value of the input signal until which the circuit can operates and also it can calculate the amplitude V_{RL} with and without applied light with respect to the frequency. The previous allows us to know the voltage difference that exists between V_{RL} in on-state and off-state, this is important since should not exists overlapping between them.

In the transient response study of the switching circuit activated by optical pulses with certain period and repetition frequency, a model was developed to obtain the reaction times of

V_{RL} when there is a change in the light pulse from low to high level (rise time) and vice versa when the light pulse changes from high to low level (fall time). This model takes into account the equivalent circuit with applied light (low-pass) and without light (high-pass) as well as their respective resistance R_d and capacitance C_d . The equivalent capacitance for the two states can be obtained by the measurement of the frequency response previously mentioned and also it is shown how it can be obtained from the measurement of the rise and fall time. From the rise time and fall time it is defined the minimum pulse width and the maximum frequency that can have the optical pulses for the correct operation of the circuit. A simulation program was developed to plot the response of V_{RL} with respect to time. In this program, the V_{pp} range, the operating point given by V_d , V_{bias} and R_L , the equivalent resistance and capacitance of the photodiode for the on-state and off state, the frequency of the input signal V_{in} , and the width and repetition frequency of the applied optical pulses are used as input parameters. Also are presented measurements of the V_{RL} response with respect to time for a certain optical pulse train and it is shown how the simulation agrees with them

In summary a complete methodology was developed to design the optoelectronic switching circuit, it allows establish the V_{pp} range of the input signal V_{in} for a linear behavior of the circuit; establish the frequency limit of V_{in} for the correct operation of the circuit in both light conditions and establish the minimum width of the light pulse and the maximum frequency of the optical pulses for the proper circuit response.

It is important to mention that there is a tradeoff between the desired V_{pp} range, the cutoff frequency and the rise and fall times. In order to increase V_{pp} , R_L must be increased but doing so will slow down the rise and fall times causing that the minimum pulse width increases and the maximum repetition frequency of the optical pulses decreases. In addition increasing R_L also diminish the cutoff frequency in condition of applied light, what decreases the frequency limit of the input signal V_{in} that the circuit can accept

CONTENIDO	PAG.
I. DEDICATORIA	i
II. AGRADECIMIENTOS	ii
III. RESUMEN	iii
IV. ABSTRACT	vii
CAPITULO 1. INTRODUCCIÓN	
1.1. JUSTIFICACIÓN	1
1.2. OBJETIVOS	2
1.2.1. OBJETIVO GENERAL	2
1.2.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS	2
1.3 HIPÓTESIS	3
CAPÍTULO 2. DESARROLLOS Y EXPERIMENTOS	
2.1. CIRCUITO DE CONMUTACIÓN RÁPIDA CON ACTIVACIÓN ÓPTICA BASADO EN UN DISPOSITIVO TIPO PIN	4
2.2. DESARROLLO DE UNA TÉCNICA PARA LA SELECCIÓN DEL PUNTO DE OPERACIÓN	5
2.2.1. APROXIMACIÓN LINEAL	8
2.2.2. DISEÑO EN BASE AL RANGO LINEAL	10
2.2.3. SOLUCIÓN NUMÉRICA	11
2.2.4 EJEMPLOS DE APLICACIÓN	12
2.3. DESARROLLO DE UNA TÉCNICA PARA DETERMINAR LA RESPUESTA EN FRECUENCIA	16
2.3.1. MEDICIÓN DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA	16
2.3.2. MODELADOS PARA RESPUESTA EN FRECUENCIA CON LUZ Y SIN LUZ	20
2.3.3. COMPARACIÓN DE RESPUESTA EN FRECUENCIA MEDIDA CON LA OBTENIDA DE LOS MODELOS CON LUZ Y SIN LUZ APLICADA	24
2.4. ANÁLISIS DE LA RESPUESTA TRANSITORIA DEL CIRCUITO DE CONMUTACIÓN	27
2.4.1. MODELOS PARA LA SIMULACIÓN DE LA RESPUESTA TRANSITORIA DEL CIRCUITO DE CONMUTACIÓN	27

2.4.2. EJEMPLOS DE SIMULACIÓN DE LA RESPUESTA TRANSITORIA DEL CIRCUITO DE CONMUTACIÓN	33
2.4.3. MEDICIONES PRÁCTICAS DE LA RESPUESTA TRANSITORIA DEL CIRCUITO DE CONMUTACIÓN	36
2.4.4. PROGRAMA DE SIMULACIÓN DE LA RESPUESTA TRANSITORIA DEL CIRCUITO DE CONMUTACIÓN	38
2.5. METODOLOGÍA COMPLETA PARA DISEÑAR EL CIRCUITO DE CONMUTACIÓN	41

CAPÍTULO 3. PRESENTACION DE LAS PUBLICACIONES REALIZADAS

3.1. LINEAR OPERATION RANGE FOR AN OPTICALLY TRIGGERED SWITCH BASED ON A PIN PHOTODIODE	44
3.2. FREQUENCY SPURIOUS AVERSION BY MINIMAL REVERSE BIAS SELECTION OF A HIGH-SPEED OPTICALLY TRIGGERED SAMPLING CIRCUIT BASED ON A POSITIVE-INTRINSIC-NEGATIVE PHOTODIODE	45
3.3. BIT RESOLUTION IMPROVEMENT OF AN OPTICALLY SAMPLED TIME-INTERLEAVED ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER BASED ON DATA AVERAGING	46
3.4. IMPLEMENTATION OF A 10.24 GS/s 12 BIT OPTOELECTRONICS ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER BASED ON POLYPHASE DEMULTIPLEXING ARCHITECTURE	46

CAPÍTULO 4. RESPONSABILIDAD DE CADA AUTOR EN LAS PUBLICACIONES REALIZADA

4.1. PUBLICACIÓN #1 " <i>Linear Operation Range for an Optically Triggered Switch Based on a PIN Photodiode</i> "	48
4.2. PUBLICACIÓN #2 " <i>Frequency Spurious Aversion by Minimal Reverse Bias Selection of a High Speed Optically Triggered Sampling Circuit Based on a Positive-Intrinsic-Negative Photodiode</i> "	49
4.3. PUBLICACIÓN #3 " <i>Bit Resolution Improvement of an Optically Sampled Time-Interleaved Analog-to-Digital Converter Based on data Averaging</i> "	50
4.4. PUBLICACIÓN #4 " <i>Implementation of a 10.24 GS/s 12 Bit Optoelectronic Analog-to-Digital Converter Based on Polyphase Demultiplexing Architecture</i> "	50

CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO 52

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ANEXOS

ANEXO 1 (*Linear Operation Range for an Optically Triggered Switch Based on a PIN Photodiode*)

ANEXO 2 (Frequency Spurious Aversion by Minimal Reverse Bias Selection of a High Speed Optically Triggered Sampling Circuit Based on a Positive-Intrinsic-Negative Photodiode)

ANEXO 3 (Bit Resolution Improvement of an Optically Sampled Time-Interleaved Analog-to-Digital Converter Based on data Averaging)

ANEXO 4 (Implementation of a 10.24 GS/s 12 Bit Optoelectronic Analog-to-Digital Converter Based on Polyphase Demultiplexing Architecture)

CAPÍTULO 1.

INTRODUCCIÓN

Este trabajo de tesis, se centra en el estudio de un circuito optoelectrónico de conmutación rápida. La finalidad de este circuito optoelectrónico es conmutar una señal analógica de voltaje; es decir permitir el paso o no de dicha señal hacia la salida del circuito. La conmutación es controlada por medio de luz aplicada al circuito, esta luz puede ser continua o pulsos de luz. El circuito consta de un fotodiodo en serie con un resistor de carga, la entrada de voltaje se aplica al cátodo del fotodiodo, el ánodo del mismo está en serie con el resistor de carga y la salida del circuito es el voltaje en este resistor. De manera específica, se realizó el estudio teórico y práctico del circuito. El análisis se dividió en tres partes; en la primera parte se estudió la selección del punto de operación para el fotodiodo y su relación con el rango lineal del voltaje de entrada, en la segunda parte se estudió la respuesta en frecuencia del circuito de conmutación con luz aplicada y sin luz aplicada a la parte sensitiva del fotodiodo, y en la tercera parte se estudió la respuesta transitoria del circuito al aplicársele como señal de activación de conmutación un tren de pulsos ópticos. La finalidad de esta tercera parte fue estudiar los tiempos de reacción del circuito. En cada uno de los tres estudios, se obtuvo un modelo matemático, se realizó la simulación del mismo y se implementaron experimentos para comparar los datos teóricos con los medidos.

1.1 JUSTIFICACIÓN

Los circuitos de conmutación de alta velocidad son una parte esencial en un gran número de aplicaciones tales como las comunicaciones satelitales, conmutadores de señales de radio frecuencia electrónicos y circuitos muestreadores para convertidores analógico-digitales. Estos circuitos de conmutación son tradicionalmente encapsulados en circuitos integrados o circuitos impresos electrónicos interconectados con circuitos osciladores electrónicos. Este tipo de encapsulamiento limita la capacidad de desempeño de los circuitos de conmutación debido a las capacitancias parasitas existentes en los circuitos que lo conforma incluyendo los osciladores electrónicos. Una alternativa actualmente en exploración para minimizar los efectos antes mencionados es utilizar osciladores no electrónicos; por ejemplo osciladores ópticos para activar el circuito de conmutación electrónico. En este trabajo se utiliza un haz de luz para controlar la activación de los circuitos de conmutación. Esta alternativa se ha seleccionado debido a que en la actualidad existen sistemas de generación de pulsos ópticos que permiten frecuencias de

repetición de pulsos más altas que las que se consiguen con osciladores electrónicos convencionales. Adicionalmente, se puede generar pulsos ópticos con muy bajo jitter temporal así como pulsos de luz con valor de periodo y ancho de pulso muy estable.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 OBJETIVO GENERAL.

El objetivo general de este trabajo de tesis es realizar el estudio teórico-práctico de un circuito optoelectrónico de conmutación rápida implementado con fotodiodos tipo PIN. Específicamente, desarrollar una técnica para la selección del punto de operación del circuito y estudiar su relación con el posible rango de excursión lineal del voltaje de entrada. Estudiar la respuesta en frecuencia del circuito de conmutación con luz aplicada al fotodiodo y sin luz aplicada. Estudiar de manera teórica y práctica la respuesta transitoria del circuito al aplicársele como señal de activación un tren de pulsos ópticos. En cada uno de los puntos anteriores, obtener un modelo matemático, realizar su simulación y comparar los resultados de la simulación con mediciones obtenidas de la implementación practica del circuito.

1.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.

Para el logro del objetivo general de este trabajo de tesis se plantean los siguientes objetivos específicos:

- Entender el funcionamiento del circuito optoelectrónico de conmutación rápida implementado con fotodiodos tipo PIN.
- Desarrollar el modelado del circuito optoelectrónico de conmutación.
- Obtener resultados teóricos con el modelo desarrollado.
- Desarrollar una técnica para la selección del punto de operación del circuito.
- Implementar prácticamente el circuito optoelectrónico de conmutación rápida.
- Obtener resultados prácticos del circuito implementado.
- Realizar un estudio comparativo de los resultados obtenidos de la simulación del circuito con los obtenidos de la implementación práctica.
- Realizar una prueba de distorsión por Intermodulación para estudiar cómo afecta el rango de excursión de la señal de entrada a la linealidad del circuito para valores fijos de frecuencia de la misma señal.

- Desarrollar un modelo para estudiar la respuesta en frecuencia del circuito de conmutación rápida a partir cuando exista luz aplicada al fotodiodo y cuando no exista luz aplicada.
- Obtener resultados teóricos de la respuesta en frecuencia del circuito utilizando los modelos desarrollados.
- Medir la respuesta en frecuencia del circuito de conmutación utilizando diferentes fotodiodos.
- Realizar un estudio comparativo de la respuesta en frecuencia obtenida de la simulación del circuito con la obtenida de la implementación práctica.
- Obtener resultados de teóricos de la respuesta transitoria del circuito utilizando los modelos desarrollados.
- Medir la respuesta transitoria del circuito de conmutación.
- Realizar un estudio comparativo de la respuesta transitoria obtenida de la simulación del circuito con la obtenida de la implementación práctica.

1.3 HIPÓTESIS

La hipótesis de este trabajo de tesis se establece de la siguiente manera; utilizando la teoría de análisis de circuitos electrónicos, técnicas de simulación de circuitos y procedimientos de solución de ecuaciones diferenciales lineales se puede desarrollar una metodología para seleccionar el punto de operación del circuito, determinar el posible rango de excursión lineal del voltaje de entrada, establecer el límite de la frecuencia en la señal de entrada para el adecuado funcionamiento del circuito para ambas condiciones de luz y establecer el mínimo ancho de pulso y máxima frecuencia de repetición de los pulsos ópticos para que el circuito responda correctamente.

CAPITULO 2.

DESARROLLO Y EXPERIMENTOS

2.1 Circuito de Conmutación Rápida con Activación óptica Basado en un dispositivo tipo PIN

La figura 1 muestra el circuito de conmutación rápida con activación óptica utilizado en este trabajo. Este circuito consiste de la conexión en serie de una fuente de corriente directa V_{bias} , una señal analógica V_{in} a conmutar, un fotodiodo tipo positivo-intrínseco-negativo (PIN) de alta velocidad de conmutación y un resistor de carga R_L . El fotodiodo tipo PIN es polarizado por V_{bias} al cual se le superpone la señal analógica V_{in} de entrada. La polarización le permite al fotodiodo PIN trabajar en un punto de operación en el cuarto cuadrante de su curva I-V donde la corriente eléctrica a través de este depende de la potencia óptica $P(t)$ aplicada. Cuando un pulso óptico con cierta potencia impacta la parte sensitiva del fotodiodo PIN este disminuye drásticamente su resistencia eléctrica permitiendo el paso de corriente a través de la resistencia de carga. Esto provoca que parte del voltaje de la señal analógica caiga en R_L . De manera contraria, en ausencia de radiación óptica en la parte sensitiva del fotodiodo PIN su resistencia permanece muy alta lo que inhibe que la señal analógica pase a la resistencia de carga.

Esta acción de variación de resistencia en el fotodiodo PIN permite a un tren de pulsos ópticos (provenientes de un emisor de luz láser pulsado) conmutar a la señal analógica de entrada a una frecuencia de conmutación igual a la frecuencia de repetición de los pulsos ópticos.

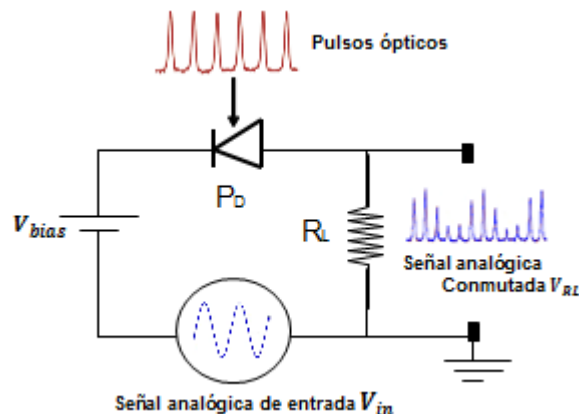


Figura 1. Circuito de conmutación con activación óptica basado en un fotodiodo PIN.

La ecuación 1 describe la corriente a través del fotodiodo tipo PIN

$$I_d = I_{sat}(e^{kV_d} - 1) - I_{ph} \quad (1)$$

la constante k está definida por $k = \frac{q}{nK_B T}$, donde q es la carga del electrón, K_B la constante de Boltzmann, T la temperatura en grados kelvin, n el coeficiente de emisión del fotodiodo y $I_{ph} = \mathcal{R}P$ es la corriente fotogenerada. En esta última expresión, P es la potencia óptica aplicada y \mathcal{R} es la responsividad del fotodiodo

Aplicando la ley de Kirchoff al circuito de la figura 1, es evidente que debe satisfacerse la ecuación 2.

$$\frac{V_{bias} + V_d}{R_L} = -I_{sat}(e^{kV_d} - 1) + I_{ph} \quad (2)$$

En esta ecuación la corriente fotogenerada tiene signo positivo debido a que circula en el mismo sentido que la corriente en la resistencia de carga. De manera experimental se puede obtener la potencia óptica aplicada, al armar el circuito con una R_L conocida, aplicando una fuente de voltaje variable y observando el valor de V_{bias} y V_{RL} cuando $V_d \approx 0v$, ya que en este valor $I_d \approx I_{ph}$. Por ejemplo, en un circuito implementado prácticamente se observó que la condición $V_d \approx 0v$ se obtuvo para una corriente $I_d \approx I_{ph} \approx 0.923mA$, con una luz láser emitida a una longitud de onda $\lambda = 650nm$ y una responsividad en el fotodiodo PIN de $\mathcal{R} \approx 0.4A/w$. De aquí se encontró una potencia óptica $P \approx 2.31mW$.

El parámetro n del fotodiodo también se puede encontrar a través de la ecuación 3, si de manera experimental, se realizan las mediciones de voltajes y corriente a través del circuito.

$$k = \frac{\ln\left|\frac{I_{ph} - I_d}{I_{sat}} + 1\right|}{V_d}, n = \frac{q}{kK_B T} \quad (3)$$

Adicionalmente, para un valor deseado de V_d se puede calcular también un valor para n .

2.2 Desarrollo de una técnica para la selección del punto de operación.

Forzando al fotodiodo de la figura 1 a operar en el cuarto cuadrante de su curva característica I-V permite que la potencia óptica aplicada controle al fotodiodo como un interruptor de conmutación, además permite que el voltaje en la resistencia de carga V_{RL} sea lineal con respecto a V_{bias} dentro de un rango de operación. Para que el fotodiodo permanezca operando en el

cuarto cuadrante se necesita que $V_d > 0$ y $I_d < 0$, es decir que los valores de V_d y I_d que determina el punto de operación no sobrepasen los límites del cuarto cuadrante de la curva I-V.

A continuación se explican cómo lograr estas condiciones para potencia óptica aplicada en el fotodiodo PIN y para ausencia de potencia óptica en el fotodiodo PIN.

Cuando existe potencia óptica aplicada ($P > 0, I_{ph} > 0$), se observa lo siguiente: con $V_{bias} = R_L I_{ph}$ se tiene un $V_d = 0$, una $I_d = I_{ph}$ y una $V_{RL} = R_L I_{ph}$. Sin embargo con $V_{bias} = \frac{-\ln|\frac{I_{ph}}{I_{sat}}+1|}{k}$ se tiene un $V_d = \frac{\ln|\frac{I_{ph}}{I_{sat}}+1|}{k}$ una $I_d = 0$ y un $V_{RL} = 0$. De aquí se puede concluir que:

$$0 < V_d < \frac{\ln|\frac{I_{ph}}{I_{sat}}+1|}{k} \quad (4)$$

$$\frac{-\ln|\frac{I_{ph}}{I_{sat}}+1|}{k} < V_{bias} < R_L I_{ph} \quad (5)$$

Sin embargo, cuando no hay potencia óptica aplicada en el fotodiodo PIN ($P = 0, I_{ph} = 0$) se desea que la corriente del fotodiodo este en saturación inversa. Para esto se necesita que, para un $V_{bias} = R_L I_{sat} + \frac{5}{k}$ se tenga un $V_d = -\frac{5}{k}$, una $I_d = I_{sat}$ y un $V_{RL} = R_L I_{sat}$.

Por lo tanto se debe usar un punto de operación que se encuentre entre $V_{bias} = R_L I_{sat} + \frac{5}{k}$ y $V_{bias} = I_{ph} R_L$ para que el fotodiodo PIN opere en el cuarto cuadrante y además para asegurar que I_d no llegue a saturación cuando $P > 0$ y se sature cuando $P = 0$; es decir

$$R_L I_{sat} + \frac{5}{k} < V_{bias} < R_L I_{ph} \quad (6)$$

En la figura 2 se observa un ejemplo de la curva I-V del fotodiodo PIN cuando se aplica potencia óptica y sin potencia óptica aplicada. En la figura 2 se observan el valor que tiene V_d , V_{bias} e I_d en los límites del cuarto cuadrante (con potencia óptica aplicada) y también el valor que tiene en el segundo cuadrante cuando la corriente está en saturación inversa (sin potencia óptica aplicada). En la figura 3 se observa un ejemplo del voltaje de salida V_{RL} contra voltaje de entrada V_{bias} del circuito de conmutación con y sin potencia óptica aplicada. En la figura 3 se observan los valores de V_d , V_{bias} e I_d en los límites de la región de los puntos de operación

disponibles, en dicha región se observa que existe una relación lineal entre la entrada y la salida cuando hay potencia óptica aplicada.

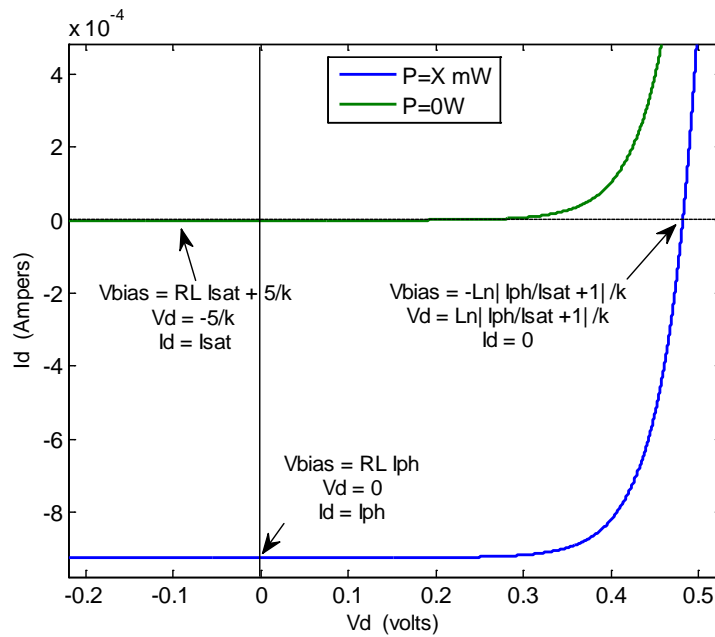


Figura 2. Curva I-V del fotodiodo con y sin potencia óptica aplicada.

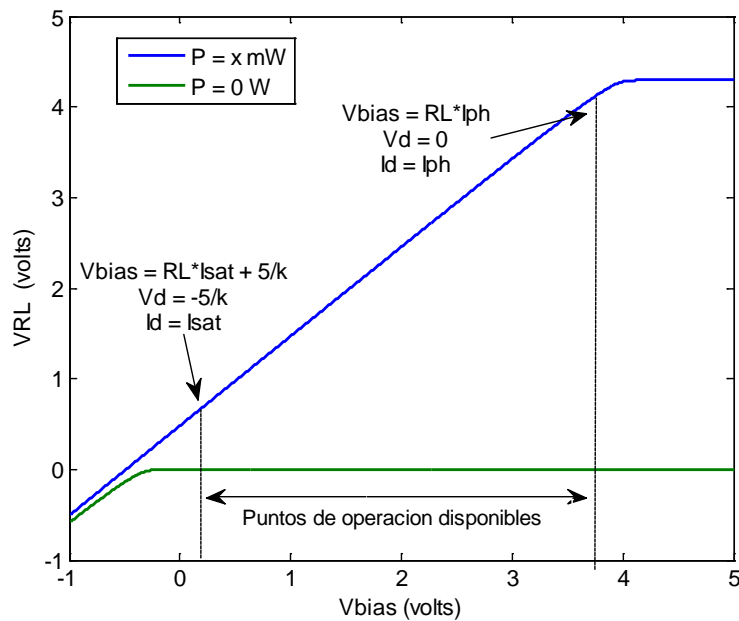


Figura 3. V_{RL} vs. V_{bias} con y sin potencia óptica aplicada

Por otro lado, con la ecuación 7, se puede obtener el valor de la resistencia de carga R_L requerido para establecer un determinado punto de operación (que a un cierto valor V_{bias} se cumpla un cierto valor V_d). Esta ecuación es obtenida a partir de la ecuación 2.

$$R_L = \frac{V_{bias} + V_d}{-I_{sat}(e^{kV_d} - 1) + I_{ph}} \quad (7)$$

2.2.1 Aproximación lineal

Debido a que el fotodiodo PIN es un dispositivo con respuesta no lineal (al igual que otros componentes electrónicos como diodos, transistores, etc.), para utilizarlo se requiere establecer un punto de operación, alrededor del cual, el fotodiodo se comporta de manera lineal, esto se logra ajustando un valor de corriente directa sobre el cual las variaciones de alterna se mantendrán restringidas en un rango donde la respuesta es casi lineal, a esto se le conoce como aproximación de pequeña señal.

Para la aproximación de pequeña señal se utilizan los primeros dos términos de la serie de $e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \dots$, en este caso $e^{kV_d} = 1 + kV_d$, esta aproximación es válida alrededor de un punto de operación siempre y cuando $kV_d \ll 1$, es decir que el valor de V_d varíe en un rango de $V_d \ll \frac{1}{k}$ alrededor de un punto de operación V_{do} . Sustituyendo los componentes de directa V_{biaso} y V_{do} en la ecuación 2 tenemos

$$V_{biaso} + V_{bias} + V_{do} + V_d = -I_{sat}(e^{kV_{do}}e^{kV_d} - 1)R_L + I_{ph}R_L \quad (8)$$

Usando la aproximación $e^{kV_d} = 1 + kV_d$, tenemos

$$V_{biaso} + V_{bias} + V_{do} + V_d = -I_{sat}(e^{kV_{do}}(1 + kV_d) - 1)R_L + I_{ph}R_L$$

$$V_{biaso} + V_{do} + V_{bias} + V_d = [-I_{sat}(e^{kV_{do}} - 1) + I_{ph}]R_L - I_{sat}e^{kV_{do}}kV_dR_L$$

dado que $V_{biaso} + V_{do} = [-I_{sat}(e^{kV_{do}} - 1) + I_{ph}]R_L$, entonces los componentes constantes se eliminan quedando:

$$V_{bias} + V_d = -I_{sat}e^{kV_{do}}kV_dR_L$$

Adicionalmente, como $V_{bias} + V_d = V_{RL}$ y $V_{RL} = -I_dR_L$ tenemos que

$$I_d = I_{sat}e^{kV_{do}}kV_d \quad (9)$$

Entonces se puede encontrar la resistencia de pequeña señal a partir de $R_d = \frac{V_d}{I_d}$, quedando

$$R_d = \frac{1}{kI_{sat}e^{kV_{do}}} \quad (10)$$

De esta ecuación se observa que la resistencia de pequeña señal depende del valor del punto de operación V_{do} . Utilizando esta aproximación para r_d tenemos que $V_{RL} = \frac{V_{bias}R_L}{R_d+R_L}$ y además como $V_d = V_{RL} - V_{bias}$ entonces $V_d = \frac{-V_{bias}R_d}{R_d+R_L}$.

Por otro lado, debido al divisor de voltaje que se crea entre el fotodiodo PIN y la resistencia de carga se puede definir un factor de atenuación $A = V_{bias} - V_{RL}$ que depende de la razón de resistencias $A = \frac{R_d}{R_d+R_L} \times 100\%$ y se refiere el porcentaje de la amplitud de voltaje de entrada que permanece en el voltaje de salida. Como se mencionó anteriormente para que la aproximación lineal sea válida se necesita que la variación de $V_d \ll \frac{1}{k}$. En este trabajo se consideró un factor de $1/(5k)$. La justificación de esta consideración se muestra en la tabla 1. También en la tabla 1 se observa el valor exacto de e^{kV_d} , así como los valores para la aproximación con 3 términos y con 2 términos. Se puede observar como la aproximación con 2 términos es buena para el valor $V_d = 1/(5k)$ donde tiene error alrededor de 1.8% con respecto al valor exacto

Tabla 1. Algunas aproximaciones a la función exponencial e^{kV_d} para varios valores de V_d

kV_d	e^{kV_d}	$1 + kV_d + (kV_d)^2/2$	$1 + kV_d$	V_d
0.05	1.0513	1.0513	1.05	
0.1	1.1052	1.1050	1.1	$1/(10k)$
0.15	1.1618	1.1613	1.15	
0.2	1.2214	1.22	1.2	$1/(5k)$
0.25	1.284	1.2813	1.25	$1/(4k)$
0.3	1.3499	1.345	1.3	
0.35	1.4191	1.4113	1.35	
0.4	1.4918	1.48	1.4	
0.45	1.5683	1.5513	1.45	
0.5	1.6487	1.625	1.5	$1/(2k)$

2.2.2 Diseño en base al rango lineal.

Utilizando como límite para la variación de amplitud el valor $V_d = 1/(5k)$ podemos estimar la variación permitida para V_{bias} alrededor de su punto de operación V_{biaso} con $V_{bias} = \frac{\frac{1}{5k}(R_d+R_L)}{R_d}$. Definiendo V_{pp} como el rango lineal permitido de V_{bias} y sustituyendo R_d tenemos

$$V_{pp} = \frac{1 + kR_L I_{sat} e^{kV_{do}}}{5k} \quad (11)$$

de aquí se puede despejar el valor para R_L

$$R_L = \frac{5kV_{pp} - 1}{kI_{sat} e^{kV_{do}}} \quad (12)$$

Además R_L debe cumplir con la ecuación (7), por lo que igualando (7) (12) resulta

$$\frac{5kV_{pp} - 1}{kI_{sat} e^{kV_{do}}} = \frac{V_{biaso} + V_{do}}{-I_{sat}(e^{kV_{do}} - 1) + I_{ph}}$$

$$V_{biaso} = \frac{(5kV_{pp} - 1)[-I_{sat}(e^{kV_{do}} - 1) + I_{ph}]}{kI_{sat} e^{kV_{do}}} - V_{do} \quad (13)$$

Como ya se mencionó en la sección anterior, se puede obtener de manera experimental el valor de I_{ph} y el valor de k para un valor específico de V_{do} ; utilizando la ecuación (13) se puede encontrar un V_{biaso} para un determinado rango lineal V_{pp} y con la ecuación (12) se obtiene el valor de R_L necesario para dicho V_{biaso} .

En las figuras 4 y 5 se pueden observar valores calculados de V_{biaso} y R_L para alcanzar cierto rango lineal V_{pp} para diferentes puntos de operación V_{do} . De la figura 4 se observa, que para alcanzar rangos lineales V_{pp} más grandes se necesita valores V_{biaso} más grandes, además para alcanzar un cierto rango lineal se nota que con valores mayores en V_{do} se necesita menos V_{biaso} que para valores menores en V_{do} . En la figura 5 se observa que para alcanzar mayores V_{pp} se necesitan valores más grandes de R_L , también se tiene que para valores mayores en V_{do} se necesita menos R_L para obtener un cierto rango lineal.

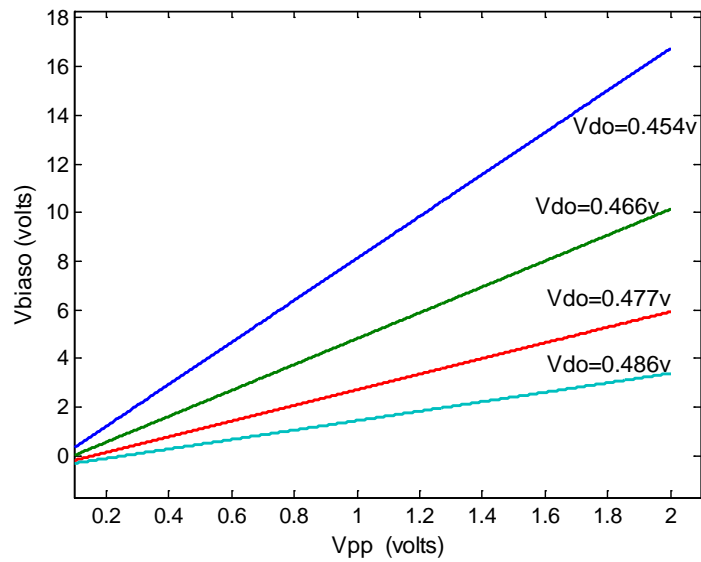


Figura 4. Valores calculados de V_{biaso} vs. V_{pp} para varios valores V_{do}

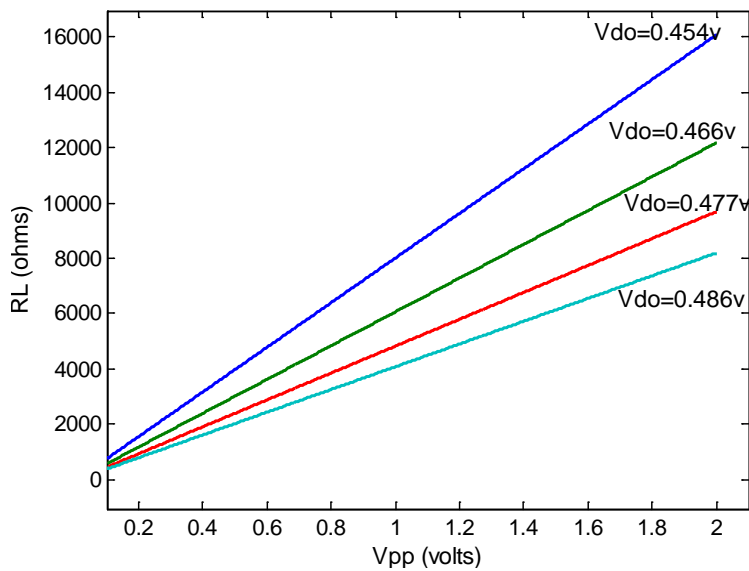


Figura 5. Valores calculados de R_L vs. V_{pp} para varios valores V_{do}

2.2.3 Solución numérica.

Con el fin de tener otro punto de comparación para la aproximación lineal (además de las mediciones prácticas), se utilizó un método numérico para resolver la ecuación del circuito muestreador (ecuación 2) en sus puntos de operación. En el método numérico utilizado, se reemplaza el fotodiodo por su equivalente de pequeña señal, un resistor R_d . Para tomar en cuenta el "offset" debido al voltaje del fotodiodo se utiliza una fuente de corriente en paralelo con R_d (figura 6). El método consta de los siguientes pasos:

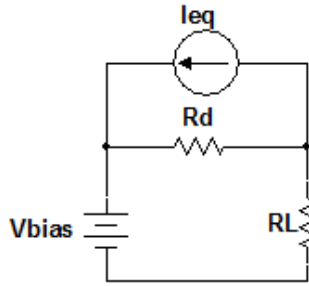


Figura 6. Valores calculados de R_L vs. V_{pp} para varios valores V_{do}

Paso 1: Se propone un valor de V_d

Paso 2. Se calcula la corriente con la ecuación $I_d = I_{sat}(e^{kV_d} - 1) - I_{ph}$

Paso 3. Se calcula $R_d = \frac{1}{kI_{sat}e^{kV_{do}}}$

Paso 4. Se calcula $I_{eq} = I_d - V_d/r_d$, (es el valor de la fuente de corriente para mantener la caída de voltaje original y la corriente del fotodiodo)

Paso 5. Se resuelve la ecuación lineal de este circuito equivalente

$$V_{RL} = \frac{V_{bias}R_L - I_{eq}R_LR_d}{R_d + R_L}$$

Paso 6. Se calcula $V_d = V_{RL} - V_{bias}$, este será el nuevo valor y se compara con el V_d del paso 1, si no son iguales los pasos del 2 al 5 se repiten hasta que el nuevo valor V_d sea muy cercano al anterior.

Este algoritmo se puede repetir para cada valor propuesto de V_{bias} de tal manera que se resuelve la ecuación 2 en función de V_{bias} para un cierto valor de R_L

2.2.4 ejemplos de aplicación.

A continuación se explicaran algunas mediciones que se hicieron para comprobar el modelo matemático presentado anteriormente. Para la implementación practica del circuito de la figura 1 se utilizó un fotodiodo PIN con una corriente inversa de saturación $I_{sat} = 20$ nA y una resposividad de $\mathcal{R} = 0.425$ A/W para longitud de onda de $\lambda=650$ nm. La figura 7 muestra mediciones de la curva I-V para una potencia óptica aplicada de 4 mW (cuarto cuadrante) y 0 mW usando la misma resistencia de carga R_L . En la figura 7 se observan los valores de V_d e I_d en los límites del cuarto cuadrante ($V_d = 0.515$ v, $I_d = 0$ A y $V_d = 0$ v, $I_d = 1.69$ mA). Como se explicó

anteriormente $I_{ph} \cong I_d$ para $V_d = 0$ así que $I_{ph} = 1.69$ mA, también se observa, que cuando no hay potencia óptica aplicada la corriente I_d se aproxima a la corriente de saturación inversa I_{sat} (segundo cuadrante).

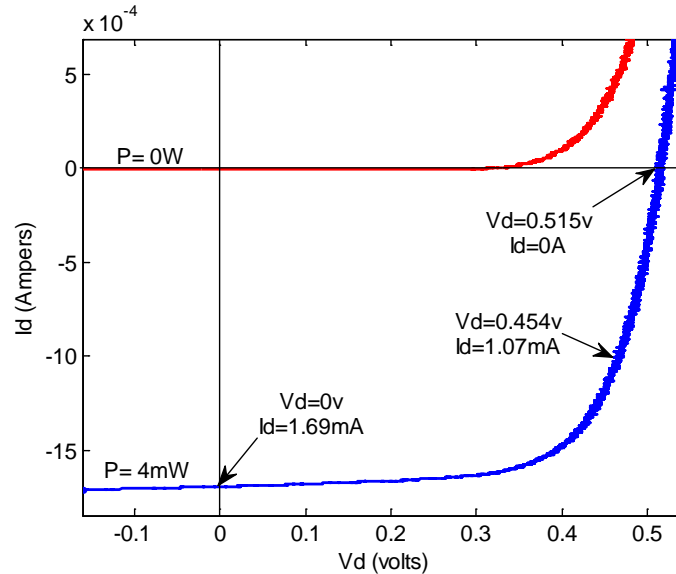


Figura 7. Curva I-V Medida para potencia óptica 4mW y 0mW

En la figura 8 se muestran mediciones del voltaje de salida V_{RL} contra el voltaje de entrada V_{bias} . Se puede observar que para potencia óptica aplicada se tiene una región donde existe una relación lineal entre V_{RL} y V_{bias} mientras que sin potencia óptica no hay respuesta lineal debido a la saturación inversa de la corriente del fotodiodo, en esta figura 8 se marca esta región donde se pueden escoger puntos de operación.

En la figura 7 se muestra la posición de un punto de operación seleccionado en $V_{do} = 0.454$ V con $I_{do} = 1.07$ mA. Para este punto, se calculó una constante $k = 22.672$, un coeficiente de emisión $n = 1.705$ y la resistencia de pequeña señal $R_d = 71.4 \Omega$. Utilizando este punto de operación en la figura 9 se muestran mediciones de voltaje de salida V_{RL} vs. voltaje de entrada V_{bias} para 6 diferentes rangos lineales V_{pp} . En esta figura 9 se muestra lo que se comentó anteriormente, que para alcanzar rangos lineales mayores se necesita mayores voltajes de polarización V_{biaso} y mayores valores de resistor de carga R_L , además se observa en que la parte lineal de las curvas mantiene la misma pendiente, esto es debido a que se utilizó el mismo punto de operación $V_{do} = 0.454$ V y por lo tanto el mismo valor de $R_d = 71.4 \Omega$.

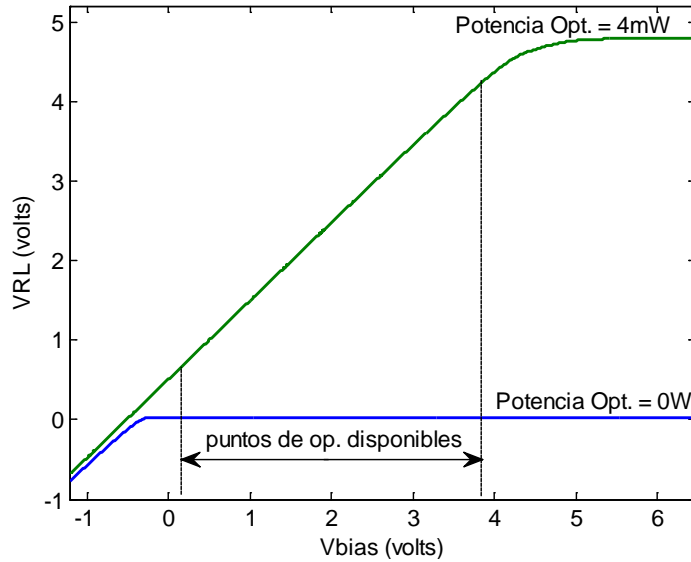


Figura 8. Mediciones de V_{RL} vs. V_{bias} para potencia óptica de 4 mW y 0 mW

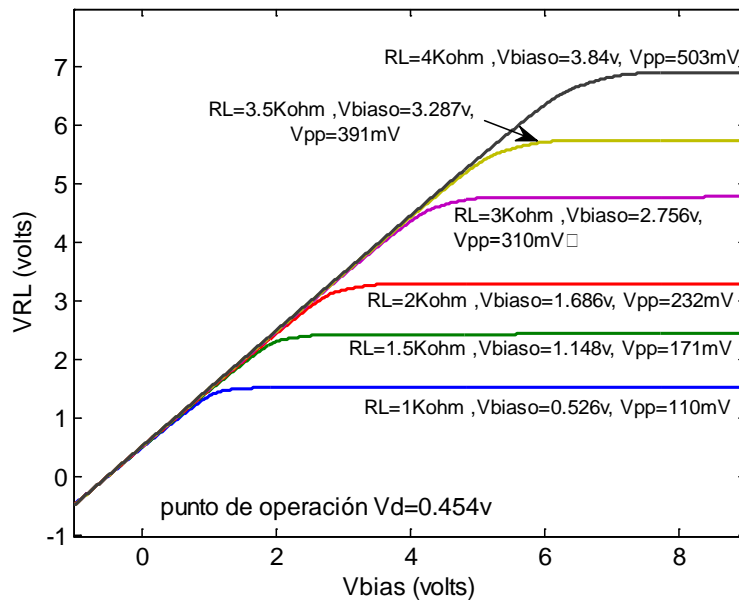


Figura 9. Mediciones de V_{RL} vs. V_{bias} con un $V_{do}=0.454$ V para varios valores de V_{pp} .

Para comparar la aproximación lineal y la solución numérica con mediciones experimentales, se utilizó el mismo $V_{do}=0.454$ V y se escogieron dos rangos lineales: $V_{pp} = 310$ mV y $V_{pp} = 503$ mV (dos casos de la figura 9). Se calcularon $V_{biaso}=2.756$ V y $R_L=3$ K Ω para el primer rango y $V_{biaso}=3.84$ V y $R_L=4$ K Ω para el segundo.

En las figuras 10 y 11 se observan las mediciones reales de V_{RL} vs. V_{bias} comparadas con las aproximaciones lineales y soluciones numéricas. En estas figuras 10 y 11 se observa que en el punto de operación especificado V_{biaso} las 3 curvas coinciden y además aparentemente el rango de coincidencia es bastante mayor que el calculado como V_{pp} , esto se puede atribuir al criterio

utilizado para la variación máxima de amplitud en V_d , es decir $V_d = 1/(5k)$ es bastante conservador lo que nos brinda confianza en los cálculos realizados

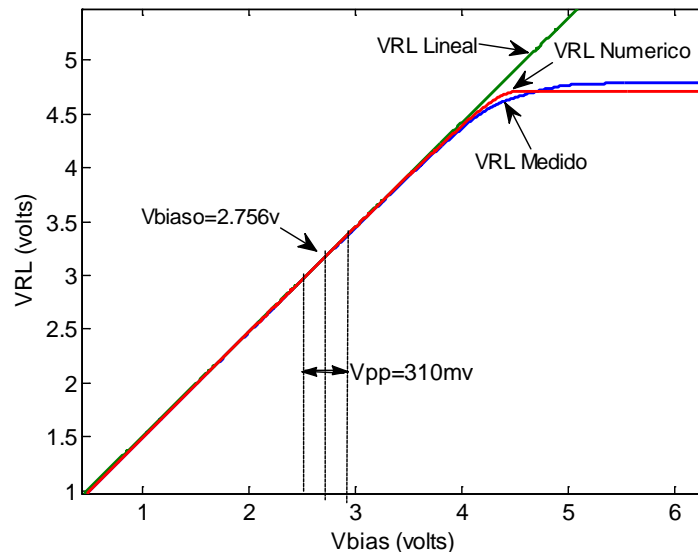


Figura 10. Medición, aproximación lineal y solución numérica para V_{RL} vs. V_{bias} para $V_{pp}=310$ mV usando $V_{biaso}=2.756$ V y $R_L=3$ k Ω

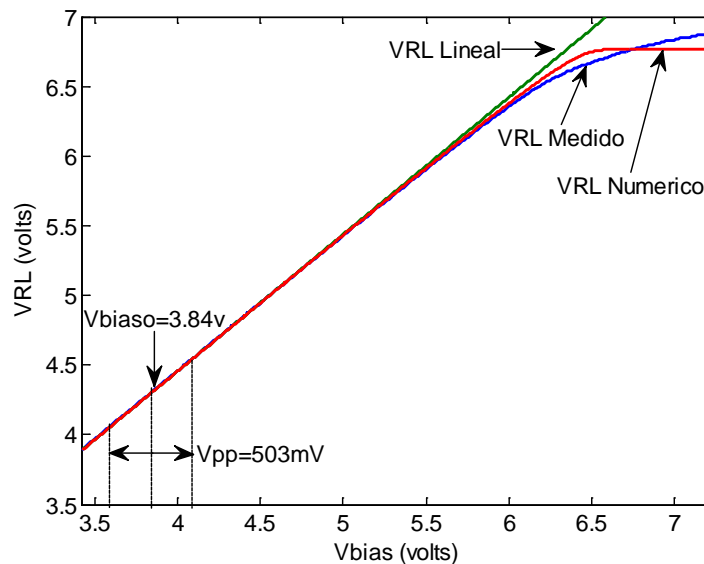


Figura 11. Medición, aproximación lineal y solución numérica para V_{RL} vs. V_{bias} para $V_{pp}=503$ mV usando $V_{biaso}=3.84$ V y $R_L=3$ k Ω

Para probar el desempeño del circuito y su linealidad se pueden realizar distintas pruebas, una de las más utilizadas es la de distorsión por intermodulación. Para realizar esta prueba se utilizó el punto de operación $V_{do}=0.454$ V y un rango lineal $V_{pp}=503$ mV, es decir con $V_{biaso}=3.84$ V y $R_L=4$ k Ω . Para caracterizar la distorsión por intermodulación se usa como entrada la suma de dos señales senoidales con la misma amplitud (misma potencia) y frecuencias cercanas entre

ellas, se usó una señal con frecuencia $f_1 = 1\text{ kHz}$ y la otra con $f_2 = 1.2\text{ kHz}$ (tonos fundamentales). A la potencia de salida a dichas frecuencias f_1 y f_2 les llamamos P_0 . La prueba consistió en aumentar la potencia de entrada (amplitud pico pico) y observar cómo se comportan las potencias de las intermodulaciones de segundo orden IMD_2 y de tercer orden IMD_3 . Dichas potencias se obtienen al medir las amplitudes de los tonos en las frecuencias $f_1 + f_2$ y $2f_1 - f_2$ a partir de la medición del espectro de la señal de salida. En base a dichas intermodulaciones se calculan los puntos de intercepción de salida de segundo orden OIP_2 y de tercer OIP_3 , usando las relaciones: $OIP_2 = 2P_0 - IMD_2$ y $OIP_3 = (P_0 - IMD_3)/2 + P_0$ respectivamente. En la figura 12 se muestra como las IMD_2 e IMD_3 permanecen en un valor pequeño y sin cambio en su amplitud para $V_{pp} < 1\text{ V}$ esto demuestra una distorsión mínima para el rango lineal calculado ($V_{pp} = 503\text{ mV}$), además se observa que se pueden obtener los valores máximos de OIP_2 y OIP_3 al ajustar el rango lineal V_{pp} entre 3 y 4 V, esto es benéfico porque se puede optimizar el desempeño de la linealidad del fotodiodo para cierto punto de operación seleccionado en cierto rango de frecuencia de entrada

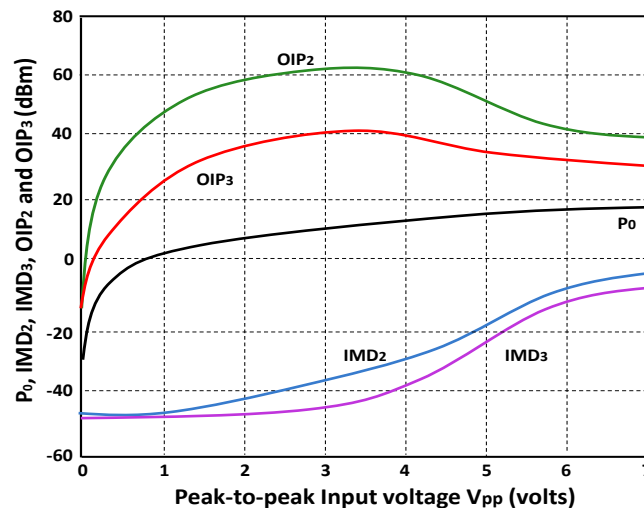


Figura 12. P_0 , IMD_2 , IMD_3 , OIP_2 , y OIP_3 versus V_{pp} para $V_{do} = 0.454\text{ V}$ con frecuencias de entrada de 1 kHz y 1.2 kHz

2.3 Desarrollo de una técnica para determinar la respuesta en frecuencia

2.3.1 Medición de la respuesta en frecuencia

Para obtener la respuesta en frecuencia se utilizó la conexión de dispositivos y equipos mostrados en la figura 13. Se establece un punto de operación en el circuito de conmutación a través del V_{bias} y R_L . Se aplica un voltaje con variación senoidal de amplitud pico-pico establecida según el rango lineal de operación deseado (procedimiento descrito en el apartado anterior).

Posteriormente, se mantiene constante la amplitud pico a pico de la señal senoidal y se hace un barrido en frecuencia. Es decir se va incrementando la frecuencia de la señal senoidal desde un valor inicial hasta un valor final. Este procedimiento se realiza para dos condiciones: el fotodiodo con luz aplicada y el fotodiodo sin luz aplicada.

Para aumentar el ancho de banda de las líneas de conexión entre circuitos y equipo, así como reducir interferencias, se construyó una placa de circuito impreso (PCB) para colocar el fotodiodo. Dicha placa cuenta con líneas de $50\ \Omega$ de impedancia y conectores de tipo SMA. Se utilizó un acoplador tipo "T" de polarización (Bias-T) para alimentar la señal senoidal y el voltaje de corriente directa al fotodiodo. De la misma manera, para medir la señal de salida del fotodiodo en la resistencia de carga R_L , sin afectar la operación del fotodiodo se utilizó otro Bias-T como interface entre el circuito de conmutación y el equipo de medición. Como generador de señal se utilizó un generador de señal vectorial SMU200A y como medidor se utilizó un analizador de espectro FSL6, los dos de la compañía Rohde-Schwarz, ambos con un ancho de banda de 6GHz. Como fuente emisora de luz se utilizó un generador de luz láser de haz continuo con longitud de onda de 980 nm. El fotodiodo se colocó en un receptáculo tipo SMA. La salida del generador de luz láser se conectó al fotodiodo por medio de una fibra óptica comercial con conector tipo SMA compatible con el receptáculo de montaje del fotodiodo.

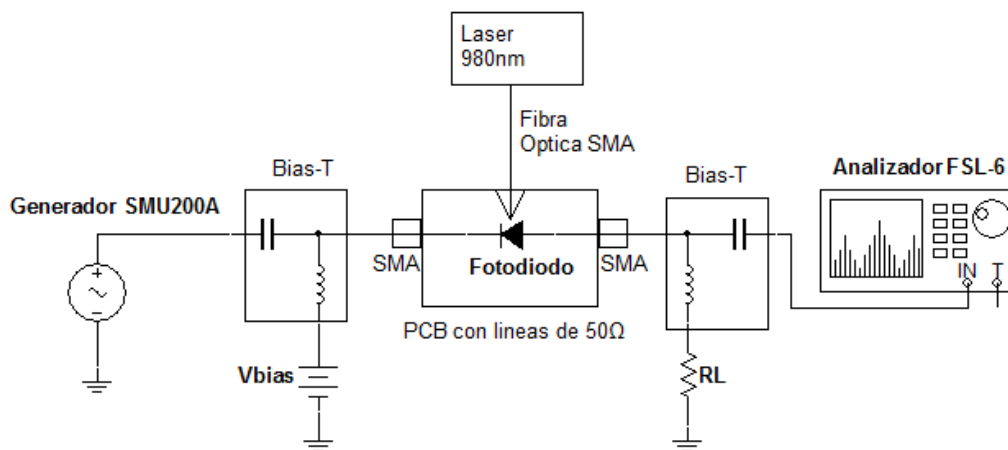


Figura 13. Configuración para obtener medición de la respuesta en frecuencia de los fotodiodos.

El procedimiento descrito previamente se ejecutó para tres fotodiodos distintos denotados como FD1, FD2 y FD3. Las características técnicas de los tres fotodiodos se muestran en la tabla 2. Se estableció un punto de operación común válido para los tres fotodiodos que ponen a operar a cada fotodiodos en el cuarto cuadrante de su correspondiente curva I-V. El

punto de operación está determinado por un $V_{bias} = 1$ V y $R_L = 1$ k Ω que establece un voltaje V_d positivo adecuado para obtener la resistencia de pequeña señal y el rango lineal de entrada para cada fotodiodo. En la tabla 3 se muestra los valores de voltaje directo medidos en cada fotodiodo y el V_d resultante. El rango lineal de voltaje de entrada para cada fotodiodo es mayor a las 500 mV_{pp}.

Tabla 2. Características técnicas de los fotodiodos utilizados

Fotodiodo	Corriente oscura I_{sat} (pA)	Rango de longitud de onda λ (nm)	Longitud de onda pico λ_p (nm)	Resposividad a λ_p \mathcal{R} (A/W)	Capacitancia de la union C_j (pF)
FD1 (PTD2A2211, AC Photonics)	100 (Típico) 5000 (Maximo)	500-1100	860	0.55	1.5 (Típico), 2.0(Máximo)
FD2 (FDS025, Thorlabs)	35 (Típico) 500 (Maximo)	400-1100	750	0.48	0.94 (Típico)
FD3 (FGA01, Thorlabs)	50 (Típico) 2000 (Maximo)	800-1700	1550	1.003	2 (Típico)

Tabla 3. Valores medidos de voltaje de directa en la fuente y en la RL

FD1	FD2	FD3
$V_{bias}=0.991$ V	$V_{bias}=0.992$ V	$V_{bias}=0.987$ V
$V_{RL}=1.345$ V	$V_{RL}=1.495$ V	$V_{RL}=1.661$ V
$V_d=0.354$ V	$V_d=0.503$ V	$V_d=0.674$ V

La figura 14 muestra la respuesta en frecuencia obtenida para los tres fotodiodos, con potencia óptica aplicada, utilizando el procedimiento descrito previamente. Debido a que el generador de señal vectorial SMU200A y el analizador de espectro FSL6 utilizan la unidad dBm, la cual se refiere a la razón de potencia de salida entre potencia de entrada en decibeles tomando como referencia una potencia de entrada de 1 mW con una impedancia de 50 Ω , se ajustó la señal senoidal de entrada a un valor de -2.04 dBm que es aproximadamente 500 mV_{pp}. Las curvas de respuesta en frecuencia de la figura 14 se observan en escala logarítmica desde 45 MHz a 4 GHz las cuales, una vez obtenidas, fueron filtradas para eliminar variaciones debidas a la medición así como compensadas con las pérdidas de la señal de entrada debidas a la placa y los cables (entre ellos los dos Bias-T que se utilizaron). Se observa de la figura 14 que la frecuencia de corte de los tres fotodiodos está ligeramente arriba de 1 GHz.

La figura 15 muestra la respuesta en frecuencia de los tres fotodiodos obtenida sin potencia óptica aplicada. En la figura 15 se observa que al aumentar la frecuencia de la señal de entrada el voltaje de salida de los tres fotodiodos aumenta. Cuando el fotodiodo no tiene

potencia óptica aplicada, debido al V_{bias} este se encuentran en polarización inversa (V_d negativo) lo cual cambia su punto de operación. Bajo esta condición, los fotodiodos se encuentran en saturación inversa.

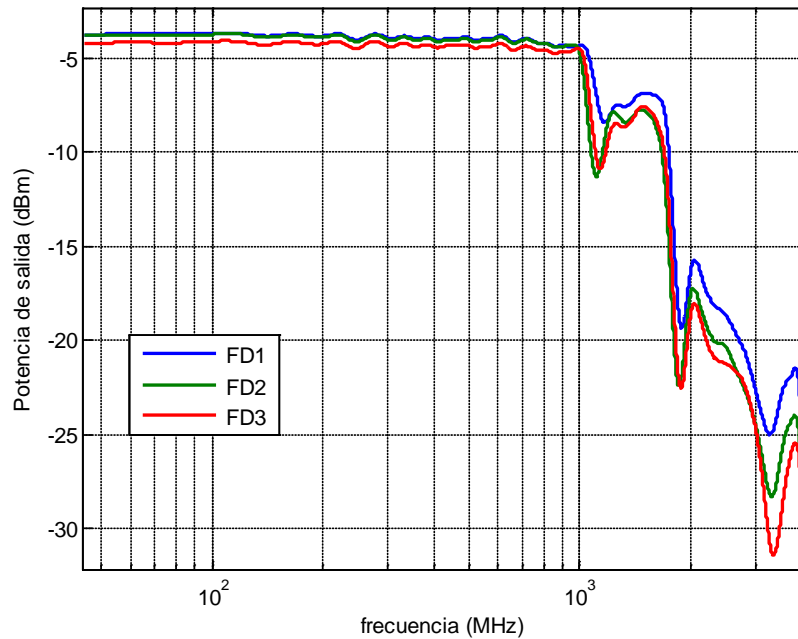


Figura 14. Potencia de salida vs. frecuencia para $V_{bias}=1V$, $R_L=1k\Omega$, fotodiodos FD1, FD2 y FD3 con Luz Aplicada

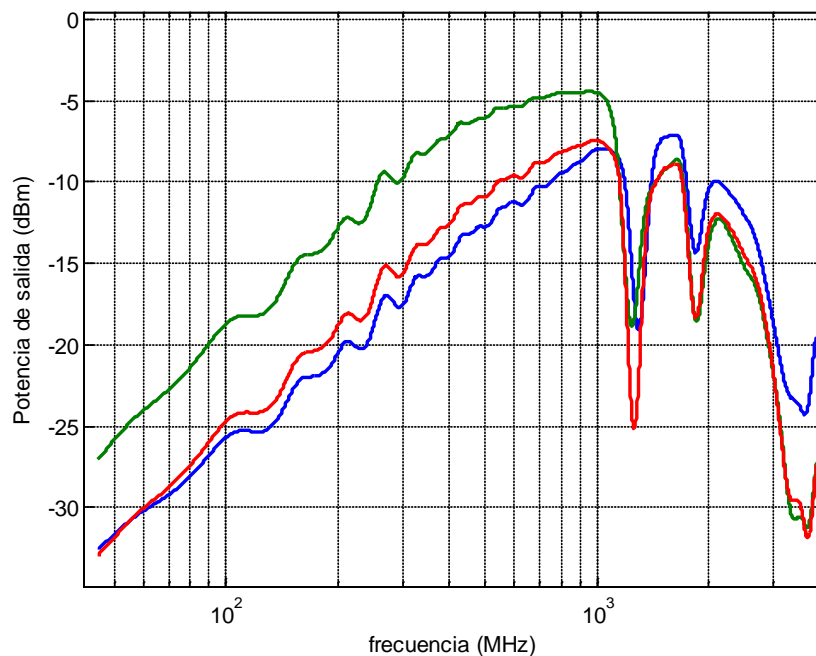


Figura 15. Potencia de salida vs. frecuencia con $V_{bias}=1V$, $R_L=1k\Omega$, Fotodiodos FD1, FD2 y FD3 sin luz aplicada

La figura 16 muestra la respuesta en frecuencia del fotodiodo FD1 con potencia óptica aplicada y sin potencia óptica aplicada. Se puede observar claramente el efecto pasa-bajas en la gráfica de repuesta para potencia óptica aplicada con una frecuencia de corte aproximadamente

de 1.103GHz (caída de 3dB). De la misma manera, se observa con claridad un comportamiento pasa-altas en la gráfica de respuesta sin potencia óptica aplicada.

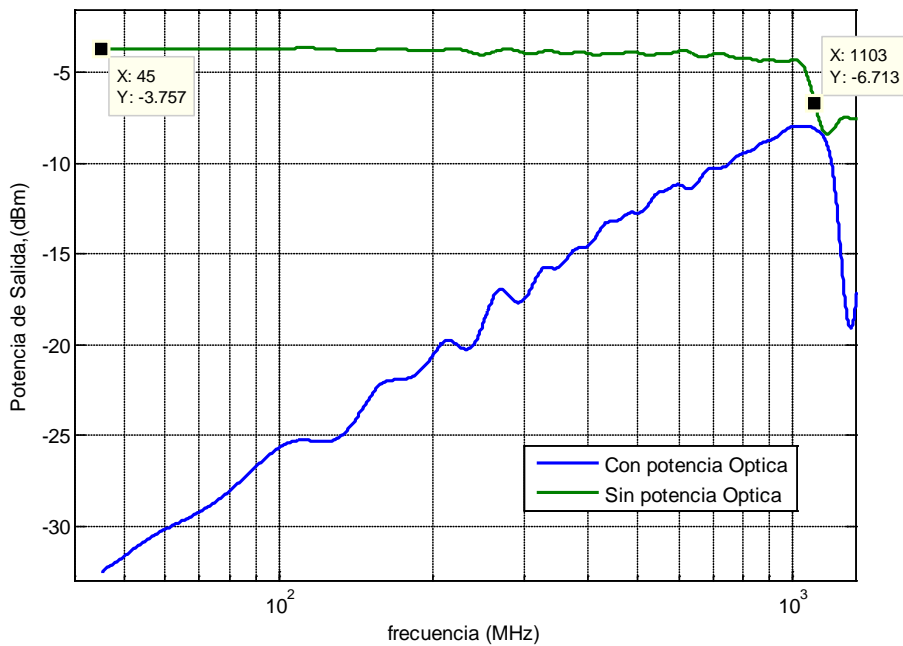


Figura 16. Potencia de salida vs. frecuencia Fotodiodo FD1, con $V_{bias} = 1V$ y $R_L = 1k\Omega$

2.3.2 Modelados para respuesta en frecuencia con luz y sin luz

Para modelar el comportamiento del circuito de conmutación con potencia óptica aplicada se utilizó el circuito de la figura 17. Este circuito utiliza la capacitancia de la unión y la resistencia de pequeña señal del fotodiodo. Con potencia óptica aplicada al fotodiodo la resistencia del fotodiodo R_d depende del punto de operación el cual está determinado por el voltaje de polarización V_{bias} y el resistor de carga R_L . La capacitancia del fotodiodo se calcula a partir de la frecuencia de corte medida.

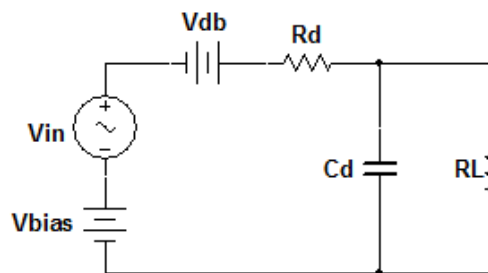


Figura 17 Circuito Equivalente para fotodiodo con luz aplicada

Debido a que V_{bias} y V_d representan el voltaje de operación de la fuente de corriente directa y el voltaje del fotodiodo, para obtener la respuesta en frecuencia se hacen cero las

fuentes de corriente directa quedando solo la señal de entrada V_{in} . Obteniendo la función de transferencia de este circuito (ecuación 14) queda una función de primer orden, la cual es la función característica de un filtro pasa-bajas.

$$\frac{V_{RL}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{1}{C_d R_d}}{s + \frac{R_d + R_L}{R_d R_L C_d}} \quad (14)$$

declarando $a = \frac{1}{C_d R_d}$ y $b = \frac{R_d + R_L}{R_d R_L C_d}$ obtenemos la siguiente función

$$\frac{V_{RL}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{a}{s + b} \quad (15)$$

La función de transferencia en la ecuación 15 puede expresarse como una de función de primer orden en forma estándar, es decir, $\frac{V_{RL}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{a}{b} \frac{b}{s + b}$ esto significa que en frecuencias bajas se tiene una atenuación de la señal dada por $a/b = \frac{R_L}{R_L + R_d}$. Sustituyendo la variable de Laplace como $s = j\omega$, donde $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular de la señal de entrada y obteniendo el valor absoluto tenemos $\left| \frac{V_{RL}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} \right| = \left| \frac{a}{b} \frac{b}{j\omega + b} \right|$, de aquí la frecuencia de corte es el valor donde la amplitud de salida cae 3 dB o tiene una atenuación de $1/\sqrt{2}$. Considerando una amplitud de entrada unitaria tenemos $\frac{a}{b\sqrt{2}} = \frac{a\sqrt{b^2}}{b\sqrt{\omega^2 + b^2}}$, despejando $\omega_c = \sqrt{2b^2 - b^2} = \sqrt{b^2}$ y sustituyendo b tenemos que $\omega_c = \frac{R_d + R_L}{R_d R_L C_d}$. De la medición de la respuesta en frecuencia se obtiene la frecuencia de corte aproximada, por lo tanto podemos despejar el valor de capacitancia $C_d = \frac{R_d + R_L}{R_d R_L \omega_c}$. Para una $f_c = 1.103$ GHz, $R_d = 99.41 \Omega$ y $R_L = 1$ k Ω , se obtiene una $C_d = 1.2912$ pF, con estos valores se pueden hacer una aproximación entre el valor medido y calculado, esto se muestra en la figura 18.

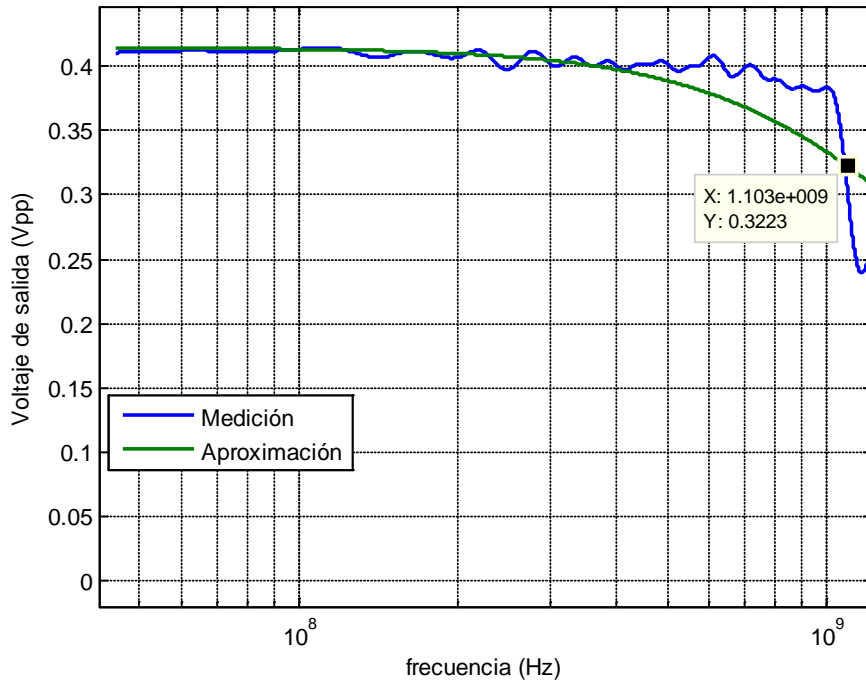


Figura 18. Voltaje de salida vs. frecuencia, Medición y aproximación con pasa-bajas

Para modelar la respuesta en frecuencia sin potencia óptica aplicada se utilizó el circuito equivalente de la figura 19 el cual tiene el comportamiento de un filtro pasa-altas. De la misma manera que el caso descrito previamente la fuente de voltaje de directa se hace cero y se obtiene la función de transferencia (ecuación 16).

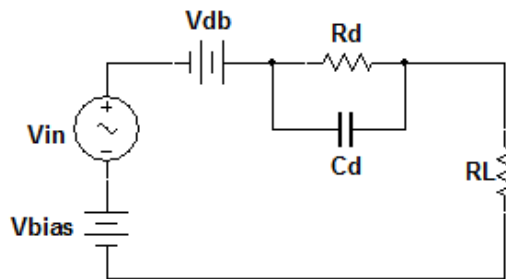


Figura 19. Circuito equivalente para el fotodiodo sin luz aplicada

$$\frac{V_{RL}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left(s + \frac{1}{C_d R_d}\right)}{s + \frac{R_d + R_L}{R_d R_L C_d}} \quad (16)$$

Declarando $a = \frac{1}{C_d R_d}$ y $b = \frac{R_d + R_L}{R_d R_L C_d}$ obtenemos la siguiente función

$$\frac{V_{RL}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s + a}{s + b} \quad (17)$$

Sustituyendo la variable de Laplace $s = j\omega$ obtenemos el valor absoluto como $\left| \frac{V_{RL}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} \right| = \left| \frac{j\omega + a}{j\omega + b} \right|$. En este caso se tomó el valor de frecuencia a la que se tiene un máximo de amplitud antes de llegar a la frecuencia de corte, recordando que se tendrá una amplitud máxima igual a la de la entrada para frecuencias altas después de la frecuencia de corte. Considerando una amplitud de entrada unitaria tenemos $\frac{1}{\sqrt{k}} = \frac{\sqrt{\omega^2 + a^2}}{\sqrt{\omega^2 + b^2}}$, donde $1/k$ representa la atenuación en la amplitud para una determinada frecuencia. Despejando dicha frecuencia como $\omega = \sqrt{\frac{b^2 - k^2 a^2}{k^2 - 1}}$, luego sustituyendo a y b tenemos que $\omega = \sqrt{\left(\frac{R_d + R_L}{R_d R_L C_d}\right)^2 - k \left(\frac{1}{C_d R_d}\right)^2 / (k^2 - 1)}$. De la medición de la respuesta en frecuencia se obtuvo la frecuencia y la amplitud máxima antes de la frecuencia de corte, por lo tanto podemos despejar el valor de capacitancia como $C_d = \sqrt{\frac{((R_d + R_L)/R_L)^2 - k^2}{(\omega R_d)^2 (k^2 - 1)}}$. Para una $f_c = 1.039$ GHz, sin potencia óptica aplicada $R_d = 144.936$ k Ω y $R_L = 1$ k Ω , se obtiene una $C_d = 0.10345$ pF. Con estos valores se pueden hacer una aproximación entre el valor medido y calculado, esto se muestra en la figura 20.

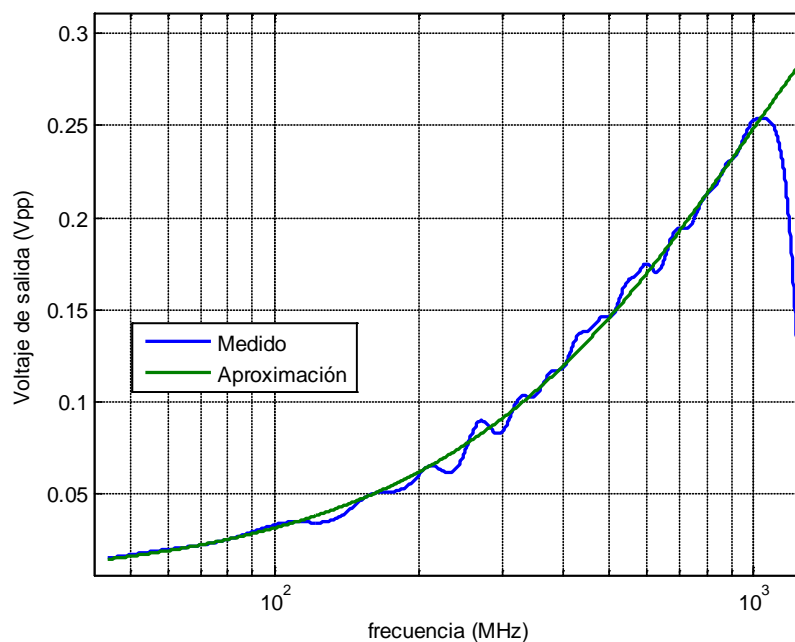


Figura 20. Voltaje de salida vs. frecuencia, medición y aproximación pasa-altas

2.3.3 Comparación de respuesta en frecuencia medida con la obtenida de los modelos con luz y sin luz aplicada

La figura 21 muestra una comparación de las curvas de respuesta en frecuencia medidas con las calculadas, de los circuitos equivalentes utilizados, para potencia óptica aplicada y sin potencia óptica aplicada. De la figura 21 se puede observar que las aproximaciones pasa-bajas para potencia óptica aplicada y pasa-altas sin potencia óptica aplicada son adecuadas para estudiar el comportamiento de la repuesta en frecuencia completa del circuito de conmutación.

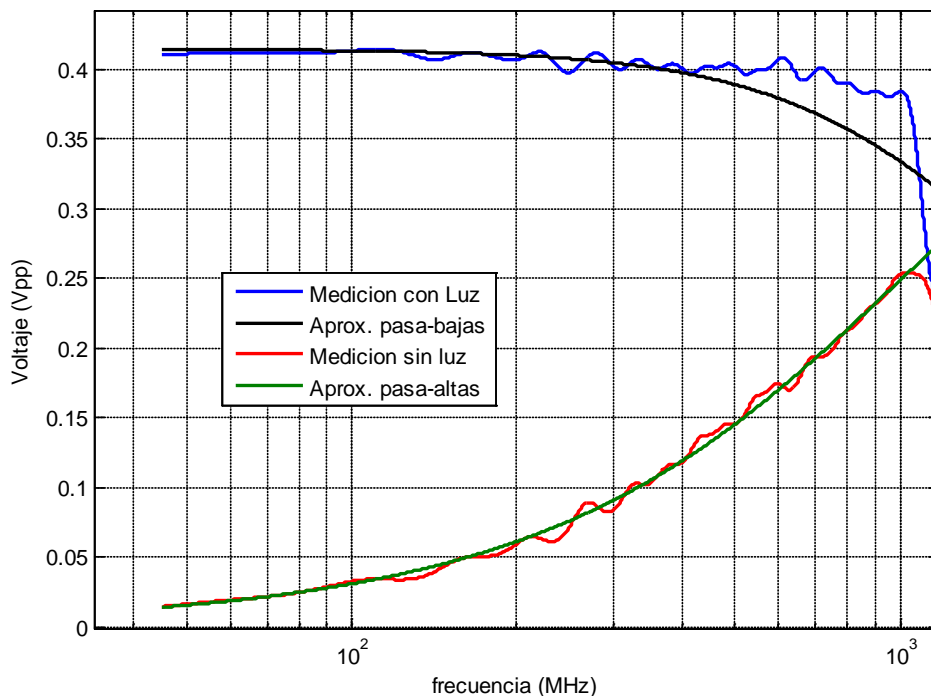


Figura 21 Voltaje de salida vs. frecuencia, medición y aproximación con y sin potencia óptica aplicada

Del análisis anterior se obtiene, que el estudio en frecuencia completo para el circuito de conmutación está dividido en dos funciones de transferencia: una para potencia óptica aplicada y la otra sin potencia óptica aplicada. Para el caso de potencia óptica aplicada se tiene la siguiente función de transferencia $\frac{V_{RL}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{a_{on}}{s+b_{on}}$ la cual representa un comportamiento pasa-bajas. Para el caso sin potencia óptica aplica se tiene la función de transferencia $\frac{V_{RL}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{(s+a_{of})}{s+b_{of}}$ la cual representa un comportamiento pasa-altas. Donde $a_{on} = \frac{1}{C_{don}R_{don}}$, $b_{on} = \frac{R_{don}+R_L}{R_{don}R_L C_{don}}$, $a_{of} = \frac{1}{C_{dof}R_{dof}}$ y $b_{of} = \frac{R_{dof}+R_L}{R_{dof}R_L C_{dof}}$. Los a_{on} y b_{on} se refieren a los parámetros del circuito cuando hay luz aplicada (pasa-bajas), los a_{of} y b_{of} son los parámetros sin luz aplicada (pasa-altas), se observa que los parámetros que cambian son R_d y C_d que se escriben como R_{don} , R_{dof} , C_{don} y C_{dof} , estos

son la resistencia de pequeña señal y capacitancia de la unión en condición de luz y sin luz. Utilizando las aproximaciones pasa-baja y pasa-altas se puede calcular la magnitud y el desfase que tendrá la señal V_{RL} con respecto al voltaje de entrada. Para el pasa-baja tenemos la magnitud

$$\text{y el ángulo de fase es } \frac{\sqrt{a_{on}^2}}{\sqrt{\omega^2 + b_{on}^2}} \angle \tan^{-1} \left(\frac{-\omega}{b_{on}} \right) \text{ y para el pasa-altas se tiene}$$

$$\frac{\sqrt{\omega^2 + a_{of}^2}}{\sqrt{\omega^2 + b_{of}^2}} \angle \tan^{-1} \left(\frac{\omega(b_{of} - a_{of})}{(a_{of}b_{of} + \omega^2)} \right).$$

Un aspecto sumamente importante en el circuito de conmutación, cuando se encuentra sin potencia óptica aplicada, es conocer el valor máximo en amplitud que alcanzara la señal salida al aumentar la frecuencia de la señal de entrada hasta la frecuencia de corte. Este valor máximo de amplitud determina si existirá un empalme con la amplitud del voltaje de salida del mismo circuito con potencia óptica aplicada. En las curvas de respuesta en frecuencia de la figura 21 se observa el valor de amplitud pico-pico de las señales sin tomar en cuenta los “offsets” (desplazamientos provocados por los niveles de voltaje de directa). La figura 22 muestra graficadas con respecto al tiempo las señales de entrada y salida considerando dichos “offsets”. Esta figura 22 muestra el ejemplo particular para una frecuencia de 500 MHz, de cómo se verían las amplitudes del Voltaje de entrada, el V_{RL} con y sin potencia óptica aplicada con sus respectivos “offsets”, el “offset” de la entrada es $V_{bias} = 0.991$ v, el “offset” de V_{RL} con potencia óptica es $V_{bias} + V_d = 0.991V + 0.354V = 1.345V$ y el “Offset” de V_{RL} sin potencia óptica que es 0v. Igualmente se puede observar en la figura 22 la separación que existe entre la señal V_{RL} con y sin potencia óptica aplicada.

La figura 23 muestra las curvas medidas de respuesta en frecuencia con y sin potencia óptica aplicada así como la separación entre ellas considerando los “offsets” previamente descritos. De la figura 23 se observa que la separación es mayor de un 1 Volt, incluso en la frecuencia de corte (la separación ésta en escala de Volts mientras que la respuesta en frecuencia en Volt pico-pico). Esta separación significa que en el circuito de conmutación no habrá empalme entre las señales V_{RL} cuando haya un cambio de encendido/apagado en la potencia óptica aplicada. Esta separación depende directamente del punto de operación seleccionado para el fotodiodo. Por lo que es importante notar la importancia de escoger un punto de operación adecuado. Si V_{bias} decrece también decrece la separación entre las señales en encendido y apagado.

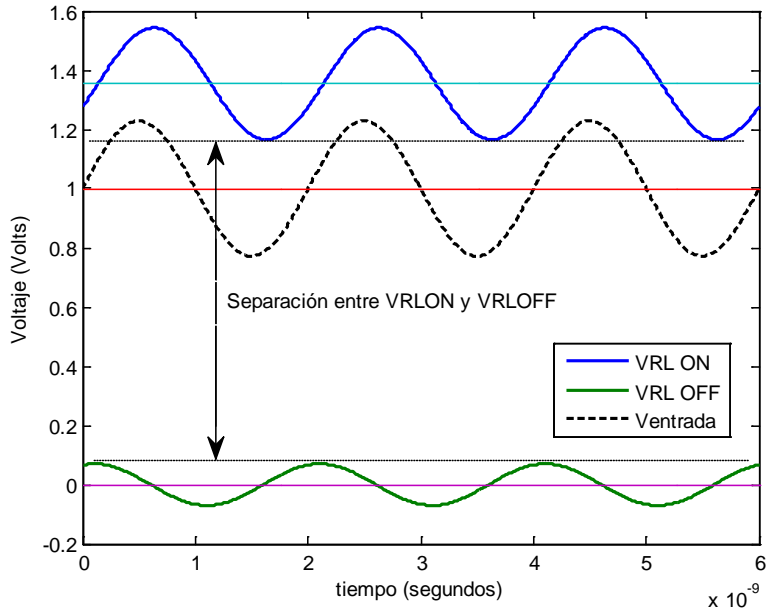


Figura 22. Voltaje de salida con Luz y sin luz aplicada y Voltaje de entrada, $f = 500 \text{ MHz}$, $V_{bias} = 0.991 \text{ V}$ y $V_d = 0.354 \text{ V}$

Utilizando las funciones de transferencia encontradas para las aproximaciones pasa-baja y pasa-alta se obtiene la ecuación 18. Con esta ecuación se puede calcular la separación entre las señales de salida con potencia y sin potencia óptica aplicada. La ecuación 18 muestra claramente la dependencia de la separación entre señales del valor que tome V_{bias} el cual define el punto de operación del fotodiodo.

$$sepa = V_{bias} + V_d - V_{ip} \left(\frac{\sqrt{a_{on}^2}}{\sqrt{\omega^2 + b_{on}^2}} + \frac{\sqrt{\omega^2 + a_{of}^2}}{\sqrt{\omega^2 + b_{of}^2}} \right) \quad (18)$$

En la ecuación 18, a_{on} y b_{on} se refieren a los parámetros del circuito cuando hay luz aplicada (pasa-bajas), los a_{of} y b_{of} son los parámetros sin luz aplicada (pasa-altas) y V_{ip} es el valor pico del voltaje de entrada. Utilizando esta ecuación se obtuvo la figura 24, donde se observa los valores medidos y valores de las aproximaciones. También se puede resolver la ecuación 18 numéricamente para ω y encontrar la separación para una frecuencia determinada.

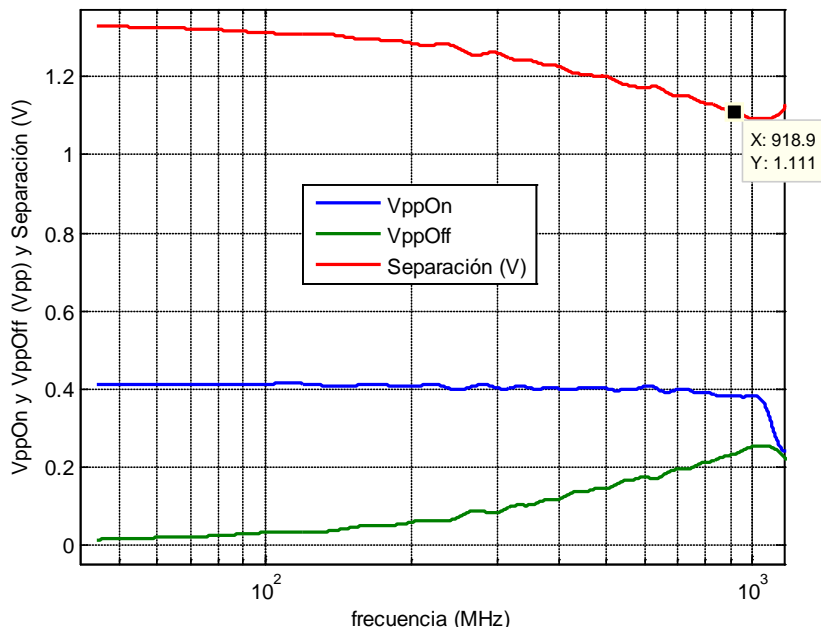


Fig. 23. Voltaje de salida en encendido y apagado (V_{pp}) y su separación (V) vs. Frecuencia

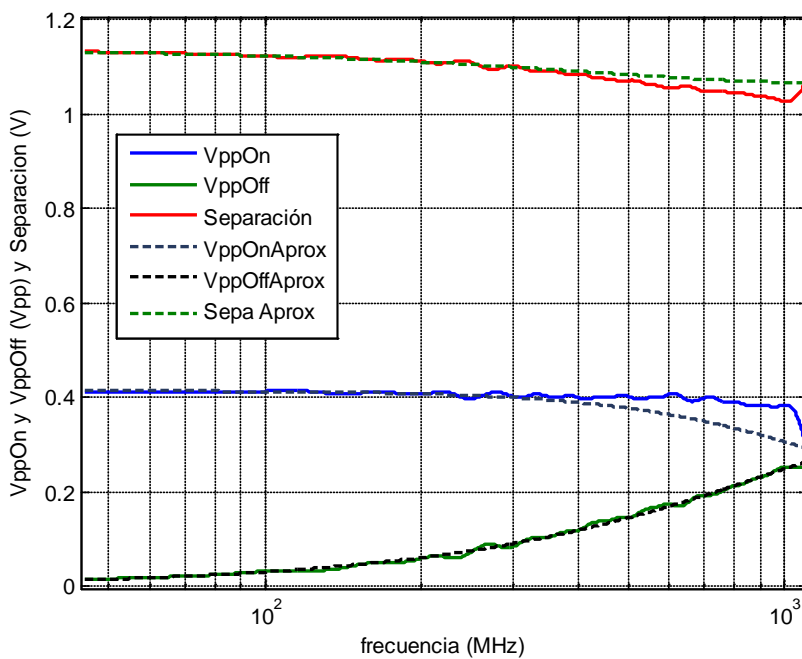


Figura 24. Voltaje de salida en encendido y apagado (V_{pp}) y su separación (V), mediciones y aproximaciones.

2.4 Análisis de la respuesta transitoria del circuito de conmutación.

2.4.1 Modelos para la simulación de la respuesta transitoria del circuito de conmutación.

Para simular la respuesta transitoria del circuito de conmutación, se utilizó el modelo del fotodiodo que considera su resistencia de pequeña señal R_d (aproximación lineal) y la

capacitancia de la unión C_d . El valor de R_d depende del punto de operación seleccionado y del nivel de potencia óptica $P(t)$ aplicada a la parte sensitiva del fotodiodo. Como se mencionó en la sección anterior, se utiliza un equivalente para el circuito de conmutación cuando hay luz aplicada al fotodiodo y otro equivalente cuando no hay luz aplicada al fotodiodo. La figura 25 muestra los dos equivalentes del circuito de conmutación.

Usando las leyes de Kirchhoff y Ohm se obtiene la ecuación diferencial de circuito, la cual es una ecuación diferencial de primer orden con coeficientes variables (debido a la variación de R_d y C_d). El punto de operación V_{bias} de la señal de entrada V_{in} y el voltaje del diodo en su punto de operación es $V_d = V_{db} - V_{Rd}$, donde V_{db} se calcula usando la ecuación $V_{db} = \frac{R_d}{R_L}(V_{bias} + V_d) + V_d$, y B se define como $B = V_{bias} + V_d$. Utilizando el equivalente del circuito (a) de la figura 25 cuando hay luz aplicada, se obtiene su ecuación diferencial quedando de la siguiente manera.

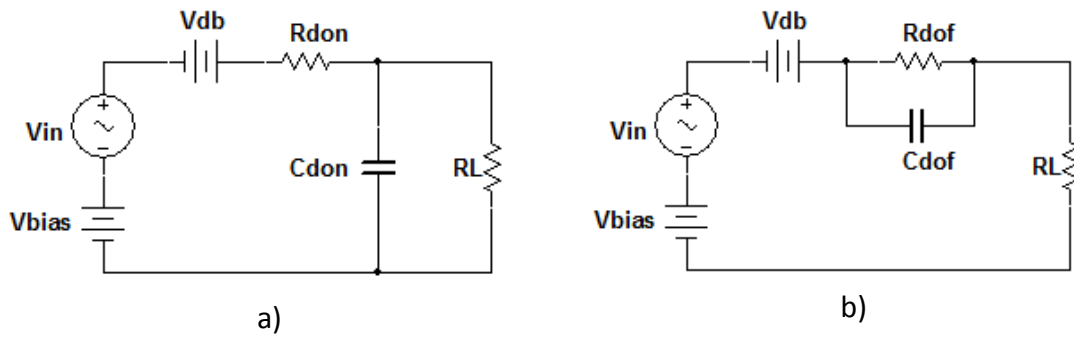


Figura 25. Circuito Equivalente para fotodiodo con luz aplicada a) y sin luz b)

$$\frac{V_{in}(t) + B - V_{RL}(t)}{R_{don}} = \frac{V_{RL}(t)}{R_L} + C_{don} \frac{dV_{RL}(t)}{dt} \quad (19)$$

Aplicando la transformada de Laplace en la ecuación 19 y despejando $V_{RL}(s)$ tenemos

$$V_{RL}(s) = \frac{\left(\frac{1}{C_d R_{don}}\right) V_{in}(s) + \frac{B}{C_{don} R_{don} s} + V_{RL}(0)}{s + \frac{R_{don} + R_L}{R_{don} R_L C_{don}}} \quad (20)$$

Recordando que $a_{on} = \frac{1}{C_{don} R_{don}}$ y $b_{on} = \frac{R_{don} + R_L}{R_{don} R_L C_{don}}$, la ecuación 20 queda

$$V_{RL}(s) = \frac{a_{on}V_{in}(s) + \frac{Ba_{on}}{s} + V_{RL}(0)}{s + b_{on}} \quad (21)$$

Modelando el voltaje de entrada como $V_{in}(t) = A\sin\omega t$, la ecuación 21 queda

$$V_{RL}(s) = \frac{a_{on} \frac{A\omega}{s^2 + \omega^2} + \frac{Ba_{on}}{s} + V_{RL}(0)}{s + b_{on}} \quad (22)$$

Utilizando el equivalente del circuito (b) de la figura 26 tenemos la ecuación diferencial

$$\frac{V_{RL}(t)}{R_L} = \frac{V_{in}(t) - V_{RL}(t) + B}{R_{dof}} + C_{dof} \frac{d(V_{in}(t) - V_{RL}(t) + B)}{dt} \quad (23)$$

Aplicando transformada de Laplace en la ecuación 23 y despejando $V_{RL}(s)$ tenemos

$$V_{RL}(s) = \frac{\left(s + \frac{1}{C_{dof}R_{dof}}\right)V_{in}(s) + \frac{B}{C_{dof}R_{dof}s} + V_{RL}(0) - V_{in}(0)}{s + \frac{R_{dof} + R_L}{R_{dof}R_L C_{dof}}} \quad (24)$$

Definiendo $a_{of} = \frac{1}{C_{dof}R_{dof}}$ y $b_{of} = \frac{R_{dof} + R_L}{R_{dof}R_L C_{dof}}$ la ecuación 24 queda como

$$V_{RL}(s) = \frac{(s + a_{of})V_{in}(s) + \frac{Ba_{of}}{s} + V_{RL}(0) - V_{in}(0)}{s + b_{of}} \quad (25)$$

Nuevamente, utilizando el voltaje de entrada como $V_{in}(t) = A\sin\omega t$, la ecuación 25 queda como

$$V_{RL}(s) = \frac{(s + a_{of}) \frac{A\omega}{s^2 + \omega^2} + \frac{Ba_{of}}{s} + V_{RL}(0) - V_{in}(0)}{s + b_{of}} \quad (26)$$

En este análisis se consideró que la potencia óptica aplicada es una función que tiene la forma de un tren de pulsos cuadrados, tal como se muestra en la figura 26, donde cada pulso tiene una amplitud X , un tiempo de duración t_0 y un periodo de repetición T . Analizando el primer pulso, la potencia óptica tiene dos valores de amplitud $P(t) = \begin{cases} X, & 0 \leq t \leq t_0 \\ 0, & t > t_0 \end{cases}$ por lo tanto utilizando la ecuación 22 y 26 para resolver para este pulso cuando tiene amplitud y cuando vale cero

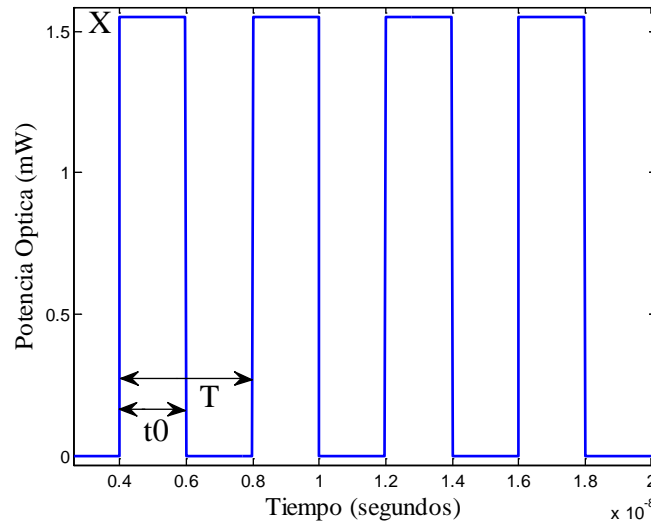


Figura 26. Potencia óptica como tren de pulsos cuadrados

En la figura 26 se observa que para $0 \leq t \leq t_0$ el valor de $P(t) = X$. Por lo que R_{don} tendrá un valor pequeño que se calcula considerando el nivel de potencia óptica y el punto de operación seleccionado. La relación utilizada para calcular R_{don} esta dada por $R_{don} = \frac{1}{kI_{sat}e^{kV_{do}}}$, de tal manera que los parámetros a_{on} y b_{on} tendrán un valor específico. Considerando esto la solución de la ecuación 22 queda

$$V_{RL}(t) = \frac{Aa_{on}}{b_{on}^2 + \omega^2} [b_{on} \text{sen}\omega t - \omega \text{cos}\omega t] + \frac{Ba_{on}}{b_{on}} + \left[\frac{\omega Aa_{on}}{b_{on}^2 + \omega^2} - \frac{Ba_{on}}{b_{on}} + V_{RL}(0) \right] e^{-b_{on}t} \quad (27)$$

Utilizando la identidad trigonométrica $q \text{sen}(x) + r \text{cos}(x) = \sqrt{q^2 + r^2} \text{sen}\left(x + \tan^{-1}\left(\frac{r}{q}\right)\right)$ la ecuación 27 se puede escribir como

$$V_{RL}(t) = \frac{Aa_{on}}{\sqrt{b_{on}^2 + \omega^2}} \text{sen} \left[\omega t + \tan^{-1} \left(\frac{-\omega}{b_{on}} \right) \right] + \frac{Ba_{on}}{b_{on}} + \left[\frac{\omega A a_{on}}{b_{on}^2 + \omega^2} - \frac{B a_{on}}{b_{on}} + V_{RL}(0) \right] e^{-b_{on}t} \quad (28)$$

De manera similar que en la descripción anterior, en la figura 26 se observa que para $t_0 < t < T$ el valor de $P(t) = 0$. Por lo que R_{dof} tendrá un valor de resistencia muy grande. En este caso para diferenciar los coeficientes del caso anterior utilizaremos $b_{of} = \frac{R_{dof} + R_L}{R_{dof} R_L C_{dof}}$ y $a_{of} = \frac{1}{C_{dof} R_{dof}}$, donde R_{dof} es el valor de R_d sin potencia óptica aplicada. Considerando esto la ecuación 26 queda

$$V_{RL}(t) = \frac{A}{b_{of}^2 + \omega^2} [(a_{of} b_{of} + \omega^2) \text{sen} \omega t - \omega (a_{of} - b_{of}) \text{cos} \omega t] + \frac{B a_{of}}{b_{of}} + \left[\frac{\omega A (a_{of} - b_{of})}{b_{of}^2 + \omega^2} - \frac{B a_{of}}{b_{of}} + V_{RL}(0) - V_{in}(0) \right] e^{-b_{of}(t-t_0)} \quad (29)$$

Utilizando la identidad trigonométrica mencionada anteriormente la ecuación 29 se puede escribir como

$$V_{RL}(t) = A \sqrt{\frac{a_{of}^2 + \omega^2}{b_{of}^2 + \omega^2}} \text{sen} \left[\omega t + \tan^{-1} \left(\frac{\omega (b_{of} - a_{of})}{a_{of} b_{of} + \omega^2} \right) \right] + \frac{B a_{of}}{b_{of}} + \left[\frac{\omega A (a_{of} - b_{of})}{b_{of}^2 + \omega^2} - \frac{B a_{of}}{b_{of}} + V_{RL}(0) - V_{in}(0) \right] e^{-b_{of}(t-t_0)} \quad (30)$$

De las ecuaciones 28 y 30 se puede observar que la amplitud de la señal de salida $V_{RL}(t)$ es dependiente de la frecuencia ω de la señal de entrada $V_{in}(t)$. Para el primer pulso de $P(t)$ la solución $V_{RL}(t)$ está dado por las ecuaciones 27 y 29, por facilidad se declara $k_{on} = \frac{A}{b_{on}^2 + \omega^2}$ y $k_{of} = \frac{A}{b_{of}^2 + \omega^2}$ y la solución se escribe como:

Para $0 \leq t \leq t_0$

$$V_{RL}(t) = k_{on} a_{on} [b_{on} \text{sen} \omega t - \omega \text{cos} \omega t] + \frac{B a_{on}}{b_{on}} + \left[k_{on} \omega a_{on} - \frac{B a_{on}}{b_{on}} + V_{RL}(0) \right] e^{-b_{on}t}$$

Para $t_0 < t < T$

$$V_{RL}(t) = k_{of}[(a_{of}b_{of} + \omega^2)sen\omega t - \omega(a_{of} - b_{of})cos\omega t] + \frac{Ba_{of}}{b_{of}} + \left[\omega k_{of}(a_{of} - b_{of}) - \frac{Ba_{of}}{b_{of}} + V_{RL}(0) - V_{in}(0) \right] e^{-b_{of}(t-t_0)}$$

Para obtener el valor inicial de V_{RL} de cada tramo se deben tomar en cuenta las condiciones de frontera cuando se cambia de un estado a otro, por ejemplo:

Para $t = t_0$ la ecuación 29 es igual a la ecuación 27

$$V_{RL}(t_0) = k_{on}a_{on}[b_{on}sen\omega t_0 - \omega cos\omega t_0] + \frac{Ba_{on}}{b_{on}} + \left[k_{on}\omega a_{on} - \frac{Ba_{on}}{b_{on}} + V_{RL}(0) \right] e^{-b_{on}t_0} - k_{of}[(a_{of}b_{of} + \omega^2)sen\omega t_0 - \omega(a_{of} - b_{of})cos\omega t_0] - \omega k_{of}(a_{of} - b_{of}) + V_{in}(t_0)$$

Para $t = T$, la ecuación 27 es igual a la ecuación 29

$$V_{RL}(T) = k_{of}[(a_{of}b_{of} + \omega^2)sen\omega T - \omega(a_{of} - b_{of})cos\omega T] + \frac{Ba_{of}}{b_{of}} - k_{on}\omega a_{on} - \left[\omega k_{of}(a_{of} - b_{of}) - \frac{Ba_{of}}{b_{of}} + V_{RL}(t_0) - V_{in}(t_0) \right] e^{-b_{of}(T-t_0)} - k_{on}a_{on}[b_{on}sen\omega T - \omega cos\omega T]$$

El procedimiento para encontrar la solución $V_{RL}(t)$ para el primer pulso de $P(t)$ se puede realizar para todos los pulsos tomando en cuenta que las condiciones iniciales se verán modificadas. Este procedimiento se codifico en Matlab y se encuentra en la sección 2.4.4.

Al estudiar las ecuaciones 27 y 29 se nota que el argumento del término exponencial negativo es b_{on} y b_{of} respectivamente, por lo tanto la constante de tiempo del circuito está dada por $T_{on} = 1/b_{on}$ y $T_{of} = 1/b_{of}$. Definiendo el tiempo de asentamiento como cinco veces la constante de tiempo ($t_s = 5T$) tenemos que se puede calcular el tiempo de asentamiento en el cambio de bajo a alto del pulso óptico (ecuación 27) y en el cambio de alto a bajo (ecuación 29). De aquí que el tiempo de asentamiento de subida es $t_{sub} = 5/b_{on}$ y el de bajada es $t_{baj} = 5/b_{of}$. En la figura 28 se muestra una ilustración de los tiempos de subida y de bajada, así como el ancho y periodo del pulso de luz (el pulso de luz solo se muestra como referencia).

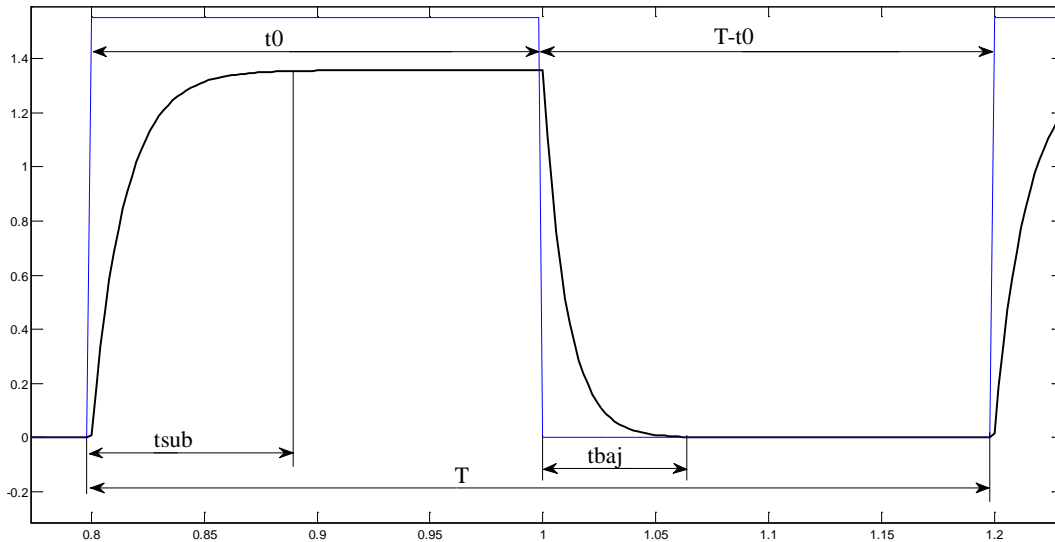


Figura 27. Ilustración de los tiempos de subida y bajada además del ancho y periodo de los pulsos ópticos

En la figura 27 se observa que el ancho del pulso t_0 debe ser mayor que el tiempo de subida t_{sub} , también se nota que $T - t_0$ debe ser mayor que el tiempo de bajada t_{baj} . Esto es $t_0 \geq t_{sub}$ y $(T - t_0) \geq t_{baj}$. Como la frecuencia de los pulsos es $f_p = 1/T$ entonces $(1/f_p - t_0) \geq t_{baj}$. Tomando el límite superior donde $t_0 = t_{sub}$ entonces la frecuencia máxima de repetición de los pulsos estará dada por:

$$f_{pmax} = \frac{1}{t_{sub} + t_{baj}} \quad (31)$$

La ecuación 31 es importante porque nos indica la forma en la que se puede definir el ancho y la frecuencia de los pulsos ópticos dependiendo de los tiempos de asentamiento de subida y de bajada. Además la frecuencia de la señal de entrada también puede depender de la frecuencia de los pulsos, según la aplicación, por ejemplo usando el circuito como muestreador, la frecuencia máxima de la entrada debe ser la mitad de la frecuencia de los pulsos (teorema de Nyquist).

2.4.2 Ejemplos de simulación de la respuesta transitoria del circuito de conmutación.

Para simular las ecuaciones y procedimiento descrito en el apartado anterior se elaboró un programa en Matlab (sección 2.4.4) el cual requiere como entrada los parámetros del circuito muestreador. Con los parámetros de entrada el programa realiza los cálculos y los ciclos necesarios para graficar la respuesta $V_{RL}(t)$ en base a la frecuencia y amplitud de la señal

senoidal de entrada $V_{in}(t)$ y la frecuencia y ancho de los pulsos ópticos. A continuación se muestran ejemplos de simulación.

Usando los datos de la sección de respuesta en frecuencia para el fotodiodo FD1, tenemos un $C_{don} = 1.5958$ pF, $R_{don} = 99.41\Omega$, $C_{dof} = 0.10345$ pF, $R_{dof} = 144.936k\Omega$, $R_L = 1k\Omega$, $V_{bias} = 0.991V$, $V_{don} = 0.354V$ y $V_{dof} = -0.9844V$ y una frecuencia de corte de 1.103GHz. Calculando los tiempos de asentamiento quedan como: $t_{sub} = 721.471ps$ y $t_{baj} = 513.705ps$. Esto significa que el ancho y frecuencia máximos de los pulsos serán $t_{0max} = 721.471ps$ y $f_{pmax} = 809.6MHz$. De estos resultados se observa que aunque la frecuencia de corte es de 1.103GHz la frecuencia máxima de repetición de los pulsos ópticos es menor, además dependiendo de la aplicación será la frecuencia máxima de la señal de entrada. Por ejemplo, si se desea utilizar el circuito como un muestreador la frecuencia de los pulsos debe ser mayor (por lo menos el doble) que la frecuencia de la señal de entrada. La figura 28 muestra la gráfica del voltaje de entrada y voltaje de salida del muestreador para los valores de $t_0 = 800ps$, $f_p = 800MHz$ y una frecuencia de la entrada $f = 80MHz$, obtenidos utilizando el programa desarrollado para la simulación.

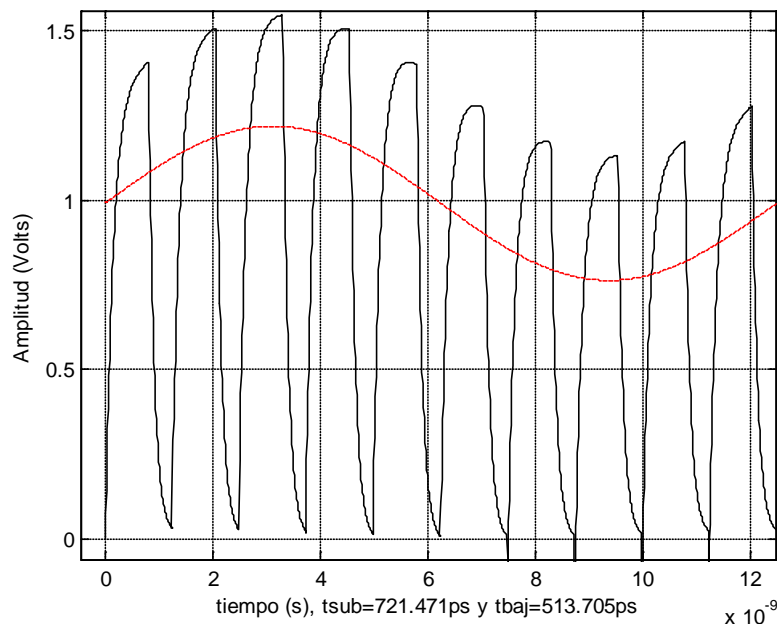


Fig. 28 Simulación Voltaje de entrada y Voltaje del muestreador para $f=80MHz$, $f_p=800MHz$ y $t_0=0.8ns$

La figura 29 muestra otra gráfica del voltaje de entrada y voltaje de salida del muestreador para los valores de $t_0 = 1ns$, $f_p = 500MHz$ y $f = 50MHz$, igualmente obtenidos utilizando el programa desarrollado para la simulación.

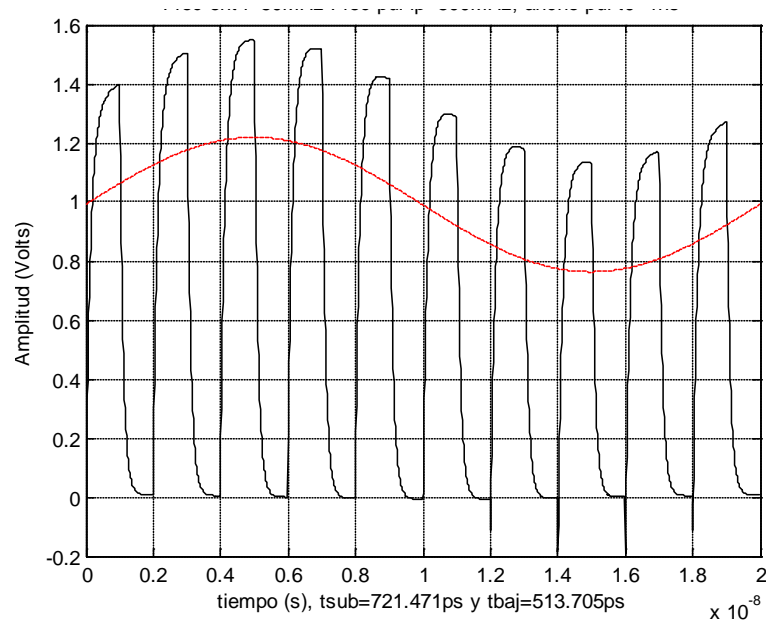


Figura 29. Simulación Voltaje de entrada y Voltaje del muestreador para $f=50\text{MHz}$, $f_p=500\text{MHz}$ y $t_0=1\text{ns}$

La figura 30 muestra los resultados de la simulación para una aplicación diferente del circuito de conmutación. En este ejemplo, se utilizó el circuito de conmutación como interruptor de paso lento. Se usó un ancho de pulso óptico más grande que en los ejemplos anteriores y una frecuencia de repetición de los pulsos ópticos más lenta que la frecuencia de la señal de entrada. Los valores de los parámetros utilizados fueron $t_0 = 15\text{ns}$, $f_p = 40\text{MHz}$ y $f = 800\text{MHz}$.

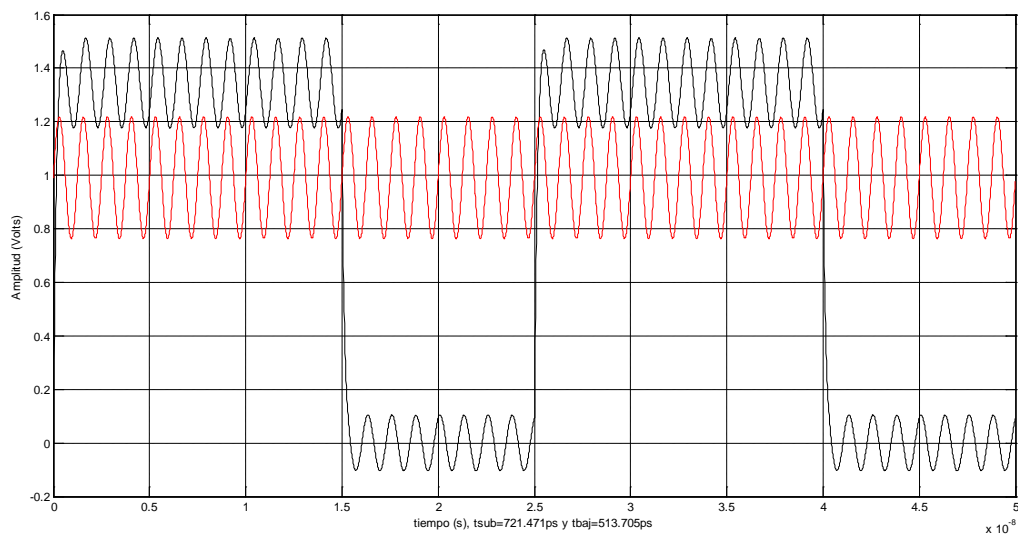


Fig.30 Simulación Voltaje de entrada y Voltaje del muestreador para $f=800\text{MHz}$, $f_p=40\text{MHz}$ y $t_0=15\text{ns}$.

2.4.3 Mediciones prácticas de la respuesta transitoria del circuito de conmutación.

Para realizar la respuesta transitoria del circuito de conmutación se realizó la conexión de equipos mostrados en la figura 31. Como dispositivo de prueba se utilizó el fotodiodo FD1 con receptáculo SMA para fibra óptica colocado en un PCB con conectores BNC, un generador de funciones para la generar la señal senoidal de entrada con amplitud V_{pp} y un offset V_{bias} , una tarjeta de adquisición de datos NIUSB6251 de National Instruments con frecuencia de muestreo de 1.25MHz. Para generar los pulsos ópticos se utilizó un diodo emisor de luz infrarroja (850 nm) controlado por la fuente DC2100 de Thorslab. La frecuencia máxima de generación de pulsos ópticos es de 10KHz. La fuente controladora permite cambiar el ancho del pulso hasta un 1% del periodo con un tiempo de levantamiento en los pulsos menor a $2.5\mu s$.

Como primer paso, antes de empezar la caracterización de la respuesta transitoria, con el fotodiodo iluminado con el LED de 850 nm se obtuvo su curva característica I-V. A partir de esta curva para un punto de operación $V_{bias}=1V$ y un $R_L=4k\Omega$ se calculó el valor de resistencia equivalente con luz $R_{don}=425\Omega$ y sin luz $R_{dof}=45.5K\Omega$, un punto de operación $V_d=0.4774V$ y un $V_{pp}=500mV$. En la figura 32 se muestra la medición de la señal de entrada V_{in} (en azul) y de la señal de salida del circuito V_{RL} (en verde), se aplicaron pulsos ópticos de frecuencia $f_p=10KHz$ con un ancho de 20% del periodo en este caso $t_0=20\mu s$, la señal senoidal de entrada con amplitud $V_{pp}=500mV$ y frecuencia de $f=500Hz$. En la figura 32 se observa que la envolvente de la señal de salida (señal pulsada) tiene amplitud (en voltaje) mayor a la de la señal de entrada, esto se debe a que la salida es la suma de la señal de entrada más el voltaje de DC que cae en el fotodiodo.

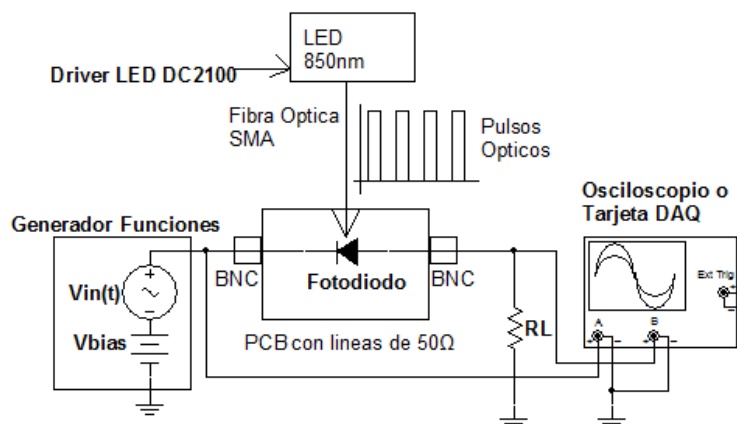


Fig. 31 Configuración de conexión de equipos para obtener la respuesta del circuito a pulsos ópticos

En la figura 33 se muestra el acercamiento a un pulso de la señal de salida de la figura 32, en este se puede observar el tiempo de subida y de bajada, tomando en cuenta que el ancho del

pulso es de $20\mu s$ y que la medición se hizo a una frecuencia de muestreo de $1.25MHz$ (periodo de muestreo de $800ns$), se obtuvieron mediciones aproximadas de $t_{sub}=4\mu s$ y un $t_{baj}=6\mu s$. De los tiempos medidos se puede calcular la capacitancia en estado de luz aplicada que resulta $C_{don}=2.0824nF$ y sin luz que da $C_{dof}=0.3242nF$. Utilizando los valores de resistencia y capacitancia equivalentes obtenidos de la medición se realizó la simulación del circuito. La figura 34 muestra los resultados de la simulación, al compararlos con los resultados de la figura 32 se puede observar la concordancia entre las dos lo que nos dice que el modelo planteado es correcto.

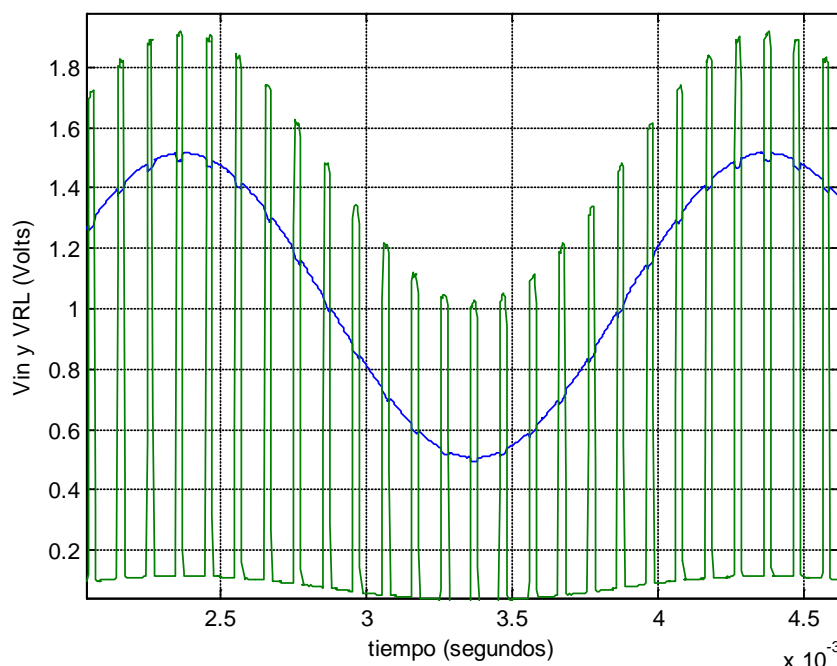


Figura 32 Medición de V_{in} y V_{RL} para pulsos ópticos con $f_p=10kHz$ y $t_0=20\mu s$ y entrada con $V_{pp}=500mV$ y $f=500Hz$

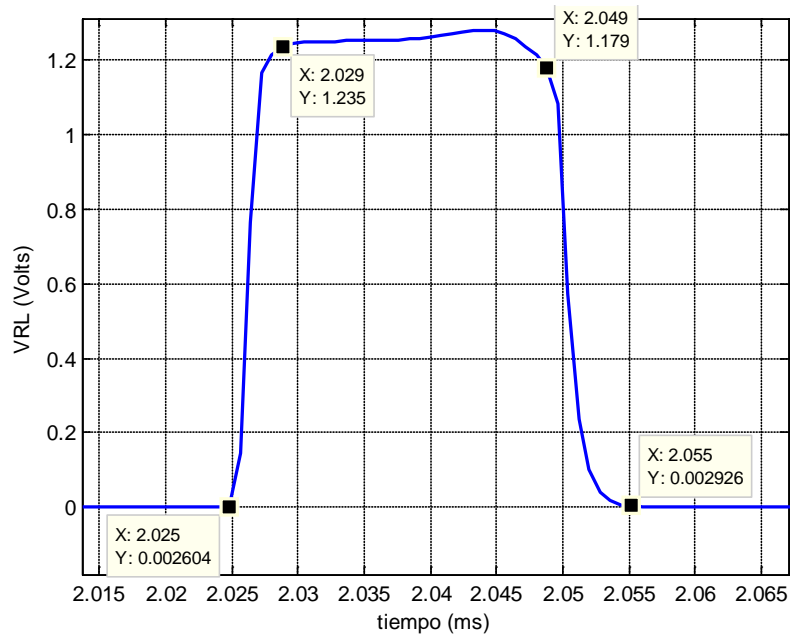


Figura 33. Acercamiento a uno de los pulsos de V_{RL} de la medición de la fig. 7

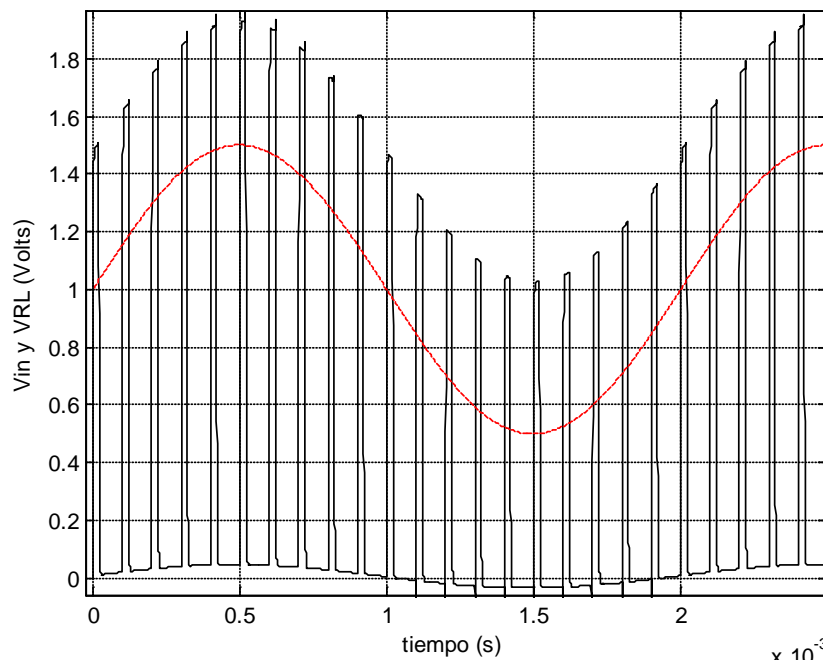


Figura 34. Simulación de V_{in} y V_{RL} para las condiciones de la fig. 8a

2.4.4 Programa de simulación de la respuesta transitoria del circuito de conmutación

Se presenta el programa hecho en Matlab para realizar la solución de la respuesta transitoria del circuito muestreador con Voltaje de entrada Senoidal y tren de pulsos cuadrados ópticos. El programa realiza las ecuaciones mencionadas en la sección 2.4.1 y además las gráficas de V_{RL} con respecto al tiempo

```

function [tsub,tbaj,t0,fp,T]=resp_pulsos_ez(t0,fp,np,Rd,Rd0,Rl,Cd,Cd0,f,A,Vd,
Vbias,Vd0,Pul)
%Modelo del muestreador con fotodiodo con resistor Rd y capacitor Cd
%[g,h]=resp_pulsos(t0,fp,np,Rd,Rd0,Rl,Cd,Cd0,f,A,Vd,Vbias,Vd0,Pul)
%Obtiene la gráfica de la salida del muestreador (VRL) con una entrada de
%tipo senoidal, tomando que los pulsos ópticos son tipo escalón
% np = número de pulsos
% Rd = Resistencia small signal en On
% Rd0 = Resistencia small signal en Off
% Rl = resistor de carga
% Cd = Capacitancia en On
% Cd0 = Capacitancia en Off
% f = frecuencia de la entrada
% t0 = ancho del pulso
% fp = frecuencia de los pulsos
% Vd, Vbias = Punto de operación Vdo y Vbiaso
% A = Amplitud de la seno de entrada
% Vd0 = valor de Vd con Vbiaso sin potencia óptica aplicada
% Pul = graficar pulsos ópticos (1), no graficarlos (0) (se dibujan como
% escalones unitarios

n=2*np % número de estados debido a los pulsos
x=0; % índice para variar t en los estados de los pulsos
y=1; % índice para variar t en los estados de los pulsos

%Parámetros del circuito con y sin potencia óptica
b=(Rl+Rd)/(Rd*Rl*Cd)
b0=(Rl+Rd0)/(Rd0*Rl*Cd0)
a=1/(Rd*Cd)
a0=1/(Rd0*Cd0)
%Periodo de la entrada VRF y su frec angular
Tf=1/f
w=2*pi*f
%Paso para simulación acorde al ancho de pulso óptico
inc=t0/100
%Periodo de los pulsos (como múltiplo entero de inc)
T=1/fp
z=T/inc
z=round(z)
T=z*inc

%Vdb=(Vd*(Rd+Rl)-Vbias*Rd)/(2*Rd+Rl)
Vdb=(Vbias+Vd)*Rd/Rl+Vd
Vdb0=(Vbias+Vd0)*Rd/Rl+Vd0
%Vdb0=0
B=Vbias+Vdb
B0=Vbias+Vdb0

%Definiendo constantes utilizadas en los coeficientes
k=(A)/((b)^2 +w^2)
k0=(A)/((b0)^2 +w^2)

%%Definición de las ecuaciones 9 y 10
VRL9=@(t,g,VRLt0) B*a/b+k*a*(b*sin(w*t)-w*cos(w*t))+(k*w*a-B*a/b+VRLt0)*exp(-
b*(t-g))
VRL10=@(t,g,VRLt0,VRFt0) B0*a0/b0+k0*((a0*b0+w^2)*sin(w*t)-w*(a0-
b0)*cos(w*t))+(k0*w*(a0-b0)+VRLt0-VRFt0-B0*a0/b0)*exp(-b0*(t-g))

%%
%g y h son variables auxiliares para determinar valor inicial y final de
%los vectores del tiempo de cada sección

```

```

g(1:n)=zeros;%
h(1:n)=zeros;%
%incrementos para los vectores
inc=t0/100;
g(1)=0;
%h(1)=t0;
h(1)=t0-inc;
VRLt0=0
VRFt0=A*sin(w*g(1))
%Para el muestreador la salida es el voltaje en el resistor de carga VRLt
t=[g(1):inc:h(1)] ;
VRLt=VRL9(t,g(1),VRLt0);

%Para dibujar el tren de pulsos
l=length(t);
P=ones(1,l);

for i=2:n

    if rem(i,2)== 0 %si i es par
        %g(i)=x*T+t0+inc;
        %x=x+1;
        %h(i)=x*T;
        g(i)=x*T+t0;
        x=x+1;
        h(i)=x*T-inc;

VRFt0=A*sin(w*g(i));
VRLt0=VRL9(g(i),g(i-1),VRLt0)-k0*((a0*b0+w^2)*sin(g(i))-w*(a0-b0)*cos(g(i)))-
w*k0*(a0-b0)+VRFt0

        %Salida muestreada
        t=[g(i):inc:h(i)];
        VRLt=[VRLt,VRL10(t,g(i),VRLt0,VRFt0)];

        %tren de pulsos
        l=length(t);
        P=[P,zeros(1,l)];

    elseif rem(i,2)== 1 % si i es impar
        %tt=y*T;
        %g(i)=tt+inc;
        %h(i)=tt+t0;
        %y=y+1;
        g(i)=y*T;
        h(i)=y*T+t0-inc;
        y=y+1;

VRLt0=VRL10(g(i),g(i-1),VRLt0,VRFt0)-k*a*(b*sin(g(i))-w*cos(g(i)))-k*w*a;
VRFt0=A*sin(w*g(i))
        %VRFt0=k*(a*b+w^2)*sin(w*g(i))+k*w*((a-b)*cos(w*g(i))+b-a);
        %Salida muestreada
        t=[g(i):inc:h(i)];
        VRLt=[VRLt,VRL9(t,g(i),VRLt0)];
        %tren de pulsos
        l=length(t);
        P=[P,ones(1,l)];

    end
end
end

```

```

%Magnitud de la salida viene dada por la ecuación 9a
m=sqrt(a^2/(b^2 +w^2))
O=atan(-w/b)
m0=sqrt((a0^2+w^2)/(b0^2 +w^2))
O0=atan(w*(b0-a0)/(a0*b0+w^2))

t=[0:inc:h(n)];

if Pul==1
    figure
    plot(t,VRLt,'k',t,A*sin(w*t)+Vbias,'r--',t,P*(A*m+Vbias+Vd))
else
    figure
    plot(t,VRLt,'k',t,A*sin(w*t)+Vbias,'r--',t,A*m*sin(w*t+O)+Vbias+Vd,'b--',t,A*m0*sin(w*t+O0),'g--')
end

%Constante de tiempo de subida
Tsub=1/b;
%Tiempo de asentamiento de subida
tsub=5*Tsub
%constante de tiempo de bajada
Tbaj=1/b0;
%Tiempo de asentamiento de bajada
tbaj=5*Tbaj
xlabel(sprintf('tiempo (s), tsub=%ggs y tbaj=%ggs',tsub/1e-12,tbaj/1e-12))
ylabel('Amplitud (Volts)')
title(sprintf('Frec-ent f=%gMHz Frec-pul fp=%gMHz, ancho-pul t0=%gns',f/1e6,fp/1e6,t0/1e-9))
grid

end

```

2.5 Metodología completa para diseñar el circuito de conmutación.

En este apartado se presenta la metodología completa para diseñar el circuito optoelectrónico de conmutación que permite establecer un rango V_{pp} de la señal de entrada V_{in} para un comportamiento lineal del circuito; establecer el límite de la frecuencia de V_{in} para el adecuado funcionamiento del circuito para ambas condiciones de luz y establecer el mínimo ancho de pulso t_0 y máxima frecuencia f_p de los pulsos ópticos para que el circuito responda correctamente. A continuación se presentan los pasos que se deben de seguir tanto de medición, cálculos y comparación de los modelos desarrollados para poder diseñar el circuito optoelectrónico de conmutación con fotodiodo. También se presenta un diagrama de flujo en la figura 35 para ayudar a entender mejor dicha metodología.

Metodología

- Medir la curva I-V del fotodiodo con luz aplicada y sin luz
- Escoger un V_d dentro del cuarto cuadrante de la curva I-V con luz aplicada

- Proponer un V_{pp} y calcular V_{bias} y R_L necesarias
- Si no se puede alcanzar el V_{pp} deseado y/o se considera que V_{bias} y/o R_L es demasiado alto, escoger un V_d mayor (dentro de lo permitido) y recalcular V_{bias} y R_L
- Si sí se alcanza el V_{pp} deseado con valores adecuados de V_{bias} y V_{RL} continuar
- Obtener aproximación lineal R_d para el V_d escogido en condición de luz
- Medir el R_d para el V_d escogido en condición sin luz aplicada
- Comparar la medición V_{bias} vs. V_{RL} con la aproximación lineal para verificar concordancia
- Medir la respuesta en frecuencia de V_{RL} con el V_{pp} propuesto o menor, con luz y sin luz aplicada
- Obtener la frecuencia de corte f_c en condición de luz aplicada y obtener la frecuencia f_{vm} que provoca el V_{RL} máximo sin luz aplicada antes de la f_c
- Calcular los valores de capacitancia equivalente C_{don} y C_{dof} a partir de f_c , f_{vm} , R_{don} , R_{dof} y R_L para la aproximación pasa-bajas y pasa-altas
- Comparar la respuesta en frecuencia medida con la aproximación pasa-bajas y pasa-altas para verificar concordancia
- Verificar el voltaje entre V_{RL} en ON (con luz) y en Off (sin luz) para ver si existe traslape con respecto a la frecuencia
- Calcular los tiempos t_{sub} , t_{baj} , el ancho mínimo t_0 y frecuencia máxima de los pulsos f_p a partir de los C_{don} , C_{dof} , R_{don} , R_{dof} y R_L .
- Medir respuesta transitoria con los pulsos ópticos aplicados y comparar con el programa de simulación de la respuesta transitoria

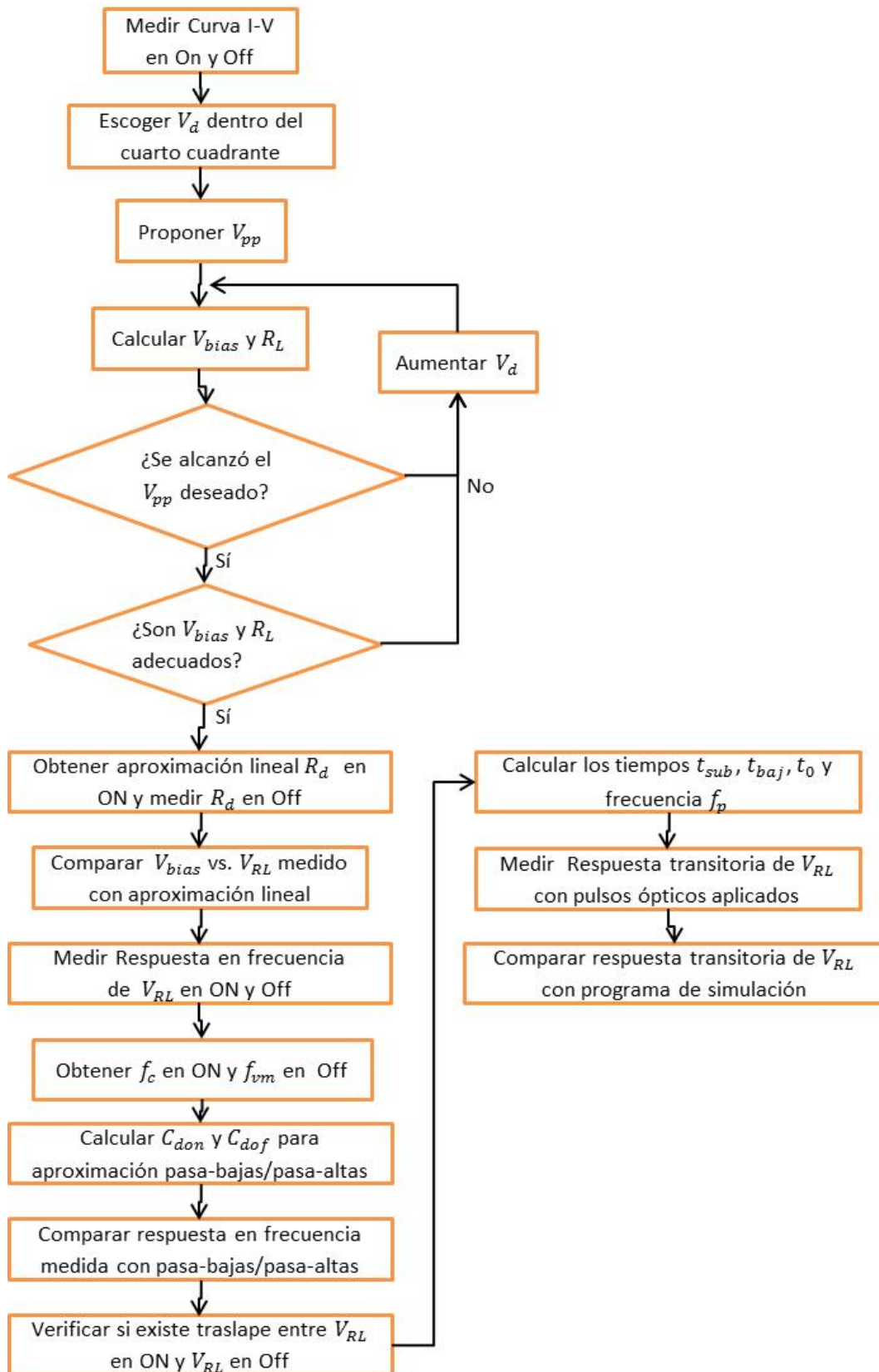


Figura 35. Diagrama flujo de la metodología desarrollada para diseñar el circuito de conmutación rápida implementado con fotodiodo tipo PIN

CAPÍTULO 3.

PRESENTACIÓN DE LAS PUBLICACIONES REALIZADAS

Los métodos, resultados y conclusiones de los diferentes artículos científicos publicados en este trabajo, pueden ser consultados en los anexos correspondientes. En el anexo uno se encuentra el artículo titulado *“Linear operation range for an optically triggered switch base on a p-i-n photodiode”* publicado en la revista internacional *“Photonics Technology Letters”* editada por el Instituto internacional de Ingenieros en Eléctrica y Electrónica (IEEE). En el anexo dos se encuentra el artículo titulado *“Frequency spurious aversion by minimal reverse bias selection of a high-speed optically triggered sampling circuit based on a positive–intrinsic–negative Photodiode”* publicado en la revista internacional *“Applied Optics”* editada por la Sociedad Americana de Óptica (OSA). En el anexo tres se encuentra el artículo titulado *“Bit-Resolution Improvement of an Optically Sampled Time-Interleaved Analog-to-Digital Converter Based on Data Averaging”* publicado en la revista internacional *“Transactions on Instrumentation and Measurment”* editada por el Instituto internacional de Ingenieros en Eléctrica y Electrónica (IEEE). En el anexo cuatro se encuentra el artículo titulado *“Implementation of a 10.24 GS/s 12 bit optoelectronics analog-to-digital converter base don polyphase demultiplexing architecture”* publicado en la revista internacional *“Journal of applied research and technology”* editada por la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM). En este tercer capítulo se presenta cada uno de ellos y se resumen las contribuciones más importantes.

3.1 LINEAR OPERATION RANGE FOR AN OPTICALLY TRIGGERED SWITCH BASED ON A P-I-N PHOTODIODE

Rango lineal de operación para un conmutador activado ópticamente basado en un fotodiodo p-i-n.

La respuesta no lineal de los fotodiodos tipo p-i-n (PIN-PD), siempre ha sido una preocupación para los diseñadores de circuitos de conmutadores basados en estos dispositivos. Esta preocupación es justificada dado que la respuesta no lineal puede significativamente comprometer el desempeño de los sistemas basados en estos conmutadores. Un reto importante para los diseñadores es la selección de un rango lineal de operación apropiado de la curva I-V del

PIN-PD, de tal manera que se reduzcan los efectos no lineales. En este artículo, se deriva un conjunto de ecuaciones para determinar un punto de operación en el cuarto cuadrante de la curva I-V. El punto de operación determinado establece un rango lineal de excursión para la señal de voltaje de entrada. Resultados teóricos obtenidos utilizando aproximación lineal y simulaciones son comparados con mediciones prácticas obtenidas de un circuito de conmutación implementado con un PIN-PD comercial.

3.2 FREQUENCY SPURIOUS AVERAION BY MINIMAL REVERSE BIAS SELECTION OF A HIGH-SPEED OPTICALLY TRIGGERED SAMPLING CIRCUIT BASED ON A POSITIVE-INTRINSIC-NEGATIVE PHOTODIODE

Selección de un voltaje mínimo inverso para evitar espurios de frecuencia en un circuito de muestreo de alta frecuencia con activación óptica basado en un fotodiodo político-intrínseco-negativo.

En este trabajo se presenta un procedimiento para seleccionar el voltaje mínimo de polarización inversa, para evitar espurios en el dominio de la frecuencia, en un circuito de muestreo de alta velocidad de conmutación activado ópticamente. El circuito de muestreo activado ópticamente se basa en un fotodiodo tipo PIN. De la misma manera en este trabajo se deriva un conjunto de ecuaciones para calcular la corriente que pasa través del fotodiodo PIN en función de la potencia óptica aplicada. Resultados teóricos son comparados con mediciones experimentales obtenidas de un circuito mostrador de 3 giga muestras por segundo (GS/s) y uno de 20 GS/s implementados con fotodiodos tipo PIN comerciales. Reducciones en la señal a ruido sin distorsión de 37.28 y 6.29 dBs, así como un incremento en el rango dinámico libre de espurios de 31 a 19 dBs en las señales muestreadas, son evitados con la selección del voltaje mínimo inverso.

3.3 BIT-RESOLUTION IMPROVEMENT OF AN OPTICALLY SAMPLED TIME-INTERLEAVED ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER BASED ON A DATA AVERAGING

Mejoramiento de la resolución en bits de un convertidor analógico-digital con muestreo óptico y tiempo intersecuenciado basado en promediado de datos.

En este trabajo, presentamos un método experimental que utiliza promediado de datos, para demostrar una mejora en la resolución de un convertidor analógico-digital (ADC) con muestreo óptico de tiempo intersecuenciado. Implementamos dos experimentos para sobre muestrear cuatro veces el ancho de banda de un señal analógica de entrada usando un arreglo multicanal de tiempo intersecuenciado. La tasa de muestreo para los dos experimentos fue de 2.08 giga muestras por segundo. En el primer experimento, la señal muestreada ópticamente es demultiplexada en cuatro canales, cada canal digitaliza su correspondiente señal con un solo ADC, posteriormente se obtiene la representación digital de la señal de entrada a partir de la agregación (multiplexado) de la salida de los cuatro canales. En el segundo experimento, la señal muestreada ópticamente es demultiplexada en cuatro canales, cada canal digitalizada su correspondiente señal con cuatro ADC simultáneamente y promedia las cuatro muestras digitales de cada canal, posteriormente se obtiene la representación digital de la señal de entrada a partir de la agregación (multiplexado) de la salida de los cuatro canales. Una señal de ruido blanco de 20 dBs fue agregada a la señal de entrada para probar los arreglos ADC implementados. Una mejora en la señal a ruido sin distorsión de 55.58 a 61.44 dBs se obtuvo con el promediado. De la misma manera una mejora en el número de bits efectivos de 8.94 a 9.91 también fue logrado con el promediado.

3.4 IMPLEMENTATION OF A 10.24 GS/s 12 BIT OPTOELECTRONICS ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER BASED ON POLYPHASE DEMULTIPLEXING ARCHITECTURE

Implementación de un convertidor analógico-digital opto electrónico de 10.24 GS/s 12 bit basado en un arquitectura de demultiplexación polifásica

En este artículo presentamos la implementación practica de una arquitectura de muestreo y demultiplexacion polifásica de alta velocidad para convertidores analógico-digitales

optoelectrónicos (OADCs). La arquitectura consiste de un circuito decimador/divisor en ocho de una sola etapa. Para lograrlo, circuitos muestreadores con activación óptica son conectados en cascada para muestrear la señal analógica de entrada y posteriormente demultiplexar/canalizar diferentes muestras reduciendo el requerimiento de velocidad de los circuitos electrónicos de cuantización. La arquitectura mantiene la señal analógica en forma eléctrica durante todo su procesamiento eliminando procesos de conversión de señal eléctrica a óptica y de óptica a eléctrica. Experimentalmente demostramos una arquitectura OADC con una tasa de muestreo de 10.24 giga muestras por segundo (GS/s) con 12 bits de resolución compuesta por circuitos de muestreo activados ópticamente y cuantizadores electrónicos comerciales. Mediciones realizadas en el sistema OADC implementado arrojaron una resolución efectiva (ENOB) de 10,3 bits, un rango dinámico libre de espurios (SFDR) de -32 dBs y una señal a ruido con distorsión (SNDR) de 63,7 dB.

CAPÍTULO 4.

RESPONSABILIDADES DE CADA AUTOR EN LAS PUBLICACIONES REALIZADAS

Para la obtención de los resultados obtenidos en este trabajo de tesis, así como la elaboración de los artículos publicados, se contó con la colaboración de otros investigadores. Los artículos científicos elaborados fueron sometidos a procesos de revisión arbitrada ante los comités de evaluación y edición de las revistas correspondientes. En esta sección se presentan para cada artículo generado el nombre de los autores participantes y las contribuciones realizadas por cada uno de ellos:

4.1 PUBLICACIÓN #1: “Linear operation range for an optically triggered switch base on a p-i-n photodiode”

Revista: Photonics Technology Letters

Editorial: IEEE, Institute of Electrical and Electronics Engineers

IEEE (E-ISSN: 1041-1135)

AUTOR	RESPONSABILIDAD
Iván Olaf Hernández Fuentes	Planteamiento, diseño y simulación de los modelos matemáticos. Implementación practica de los circuitos de prueba. Obtención de resultados y redacción del artículo.
Carlos Villa Angulo	Director de tesis, asesoría en el planteamiento de los modelos matemáticos del circuito de conmutación. Asesoría en la implementación de los circuitos prácticos. Revisión del contenido de la publicación.
Rafael Villa Angulo	Revisión del planteamiento de los modelos de simulación por computadora. Asesoría en el manejo de las diferentes técnicas de análisis

	así como revisión de análisis de información.
Eric Donkor	Revisión de los modelos matemáticos y de los resultados obtenidos. Revisión de la redacción y traducción del artículo.

4.2 PUBLICACIÓN #2: “Frequency spurious aversion by minimal reverse bias selection of a high-speed optically triggered sampling circuit based on a positive–intrinsic–negative Photodiode”

Revista: Applied Optics

Editorial: OSA, Optical Society of America

SPIE (E-ISSN: 2155-3165)

AUTOR	RESPONSABILIDAD
Iván Olaf Hernández Fuentes	Planteamiento, diseño y simulación de los modelos matemáticos. Implementación practica de los circuitos de prueba. Obtención de resultados y redacción del artículo.
Carlos Villa Angulo	Director de tesis, asesoría en el planteamiento de los modelos matemáticos del circuito de conmutación. Asesoría en la implementación de los circuitos prácticos. Revisión del contenido de la publicación.
Rafael Villa Angulo	Revisión del planteamiento de los modelos de simulación por computadora. Asesoría en el manejo de las diferentes técnicas de análisis así como revisión de análisis de información.
Eric Donkor	Revisión de los modelos matemáticos y de los resultados obtenidos. Revisión de la redacción y traducción del artículo.

4.3 PUBLICACIÓN #3: “Bit-Resolution Improvement of an Optically Sampled Time-Interleaved Analog-to-Digital Converter Based on Data Averaging”

Revista: Transactions on Instrumentation and Measurement

Editorial: IEEE, Institute of Electrical and Electronics Engineers

IEEE (E-ISSN: 1557-9662)

AUTOR	RESPONSABILIDAD
Iván Olaf Hernández Fuentes	Planteamiento, diseño y simulación de los modelos matemáticos. Implementación practica de los circuitos de prueba. Obtención de resultados y redacción del artículo.
Carlos Villa Angulo	Director de tesis, asesoría en el planteamiento de los modelos matemáticos del circuito de conmutación. Asesoría en la implementación de los circuitos prácticos. Revisión del contenido de la publicación.
Rafael Villa Angulo	Revisión del planteamiento de los modelos de simulación por computadora. Asesoría en el manejo de las diferentes técnicas de análisis así como revisión de análisis de información.
Eric Donkor	Revisión de los modelos matemáticos y de los resultados obtenidos. Revisión de la redacción y traducción del artículo.

4.4 PUBLICACIÓN #3: “Implementation of a 10.24 GS/s 12 bit optoelectronics analog-to-digital converter base on polyphase demultiplexing architecture”

Revista: Journal of Applied Research and Technology

Editorial: UNAM, Universidad Nacional Autónoma de México

IEEE (E-ISSN: 1665-6423)

AUTOR	RESPONSABILIDAD
Iván Olaf Hernández Fuentes	Planteamiento, diseño y simulación de los

	modelos matemáticos. Implementación practica de los circuitos de prueba. Obtención de resultados y redacción del artículo.
Carlos Villa Angulo	Director de tesis, asesoría en el planteamiento de los modelos matemáticos del circuito de conmutación. Asesoría en la implementación de los circuitos prácticos. Revisión del contenido de la publicación.
Rafael Villa Angulo	Revisión del planteamiento de los modelos de simulación por computadora. Asesoría en el manejo de las diferentes técnicas de análisis así como revisión de análisis de información.
Eric Donkor	Revisión de los modelos matemáticos y de los resultados obtenidos. Revisión de la redacción y traducción del artículo.

CAPÍTULO 5.

CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

En este trabajo de tesis, se desarrolló una metodología completa para diseñar un circuito optoelectrónico de conmutación que permita establecer un rango V_{pp} en la señal de entrada V_{in} que garantice el comportamiento lineal del circuito. Adicionalmente la metodología permite establecer el límite de la frecuencia de la señal de entrada V_{in} en ambas condiciones de luz (con y sin luz aplicada al fotodiodo) así como el mínimo ancho de pulso y máxima frecuencia de repetición de los pulsos ópticos para que el circuito responda correctamente.

Se comprobó que para aumentar el V_{pp} se necesita aumentar V_{bias} y R_L , además, que para alcanzar un rango V_{pp} particular seleccionando un V_d más alto se necesitan valores menores en V_{bias} y R_L que los requeridos para un valor de V_d menor. Adicionalmente, se demostró que el modelo teórico desarrollado para simular la respuesta en frecuencia arroja resultados que concuerdan con las mediciones prácticas, por lo menos hasta la frecuencia de corte, de tal forma que sirve para calcular el límite de frecuencia para la señal de entrada y también permite calcular la amplitud alcanzada en la salida V_{RL} con y sin luz aplicada ambos en función de la frecuencia. Lo anterior permite conocer la diferencia en voltaje que existe entre el V_{RL} en estado de encendido y en estado de apagado. Esto es importante ya que no debe de existir traslape entre estos.

Se desarrolló un modelo para obtener los tiempos de reacción del circuito en V_{RL} cuando hay cambio en el pulso de luz de nivel bajo a alto y viceversa cuando cambia de estado de alto a bajo. A partir de los tiempos de subida y de bajada se define cual es el mínimo ancho de pulso y máxima frecuencia de repetición de los pulsos ópticos para el correcto funcionamiento del circuito. Se desarrolló un programa de simulación para graficar la respuesta de V_{RL} a dichos pulsos ópticos con respecto al tiempo y se comprobó que concuerda con la medición.

Es importante destacar que existe un compromiso entre el valor deseado de rango V_{pp} , la frecuencia de corte y los tiempos de subida y bajada. Para aumentar V_{pp} se puede aumentar R_L pero esto alentarán los tiempos de subida y bajada lo que provoca que aumente el mínimo ancho de pulso aceptable y disminuya la frecuencia máxima de los pulsos ópticos que se pueden aplicar al circuito. Además al aumentar la R_L también se disminuye la frecuencia de corte en condición de luz aplicada lo que disminuye el límite de frecuencia de la señal de entrada V_{in} que puede aceptar el circuito.

Como trabajo en futuro se pretende obtener los parámetros de dispersión (Parámetros S) del circuito optoelectrónico de conmutación para realizar modelos de simulación más aproximados con los cuales se puedan calcular capacitancias parasitas más exactas, valores adicionales como ángulo de fase de la respuesta en frecuencia, coeficientes de reflexión y transmisión así como las impedancias de entrada y salida del circuito.

Otro trabajo futuro es extender el análisis para desarrollar una metodología de diseño para obtener el rango lineal de entrada, respuesta en frecuencia y respuesta transitoria pero ahora considerando la conexión en cascada de varios circuitos de conmutación optoelectrónicos y explorar su aplicación en circuitos más complejos tales como conmutadores de multicanal, muestreadores de convertidores de analógico a digital, entre otros.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] P. Vinetti. (2012, Sept.). Photonic feedback control for radar antennas. Presented at advances in radar and remote sensing (TyWRRS). Available: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6381105>
- [2] G. C. Valley, "Photonic analog-to-digital converters," *Opt. Express*, vol. 15, no. 5, pp. 1955-1982, 2007.
- [3] K.-T. Tu, *et al.*, "Silicon RF-photonics filter and down-converter," *J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 20, pp. 3019–3028, Oct. 15, 2010.
- [4] Y. Fu, *et al.*, "Characterizing and modeling nonlinear intermodulation distortions in modified uni-traveling carrier photodiodes," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 47, no.10, pp. 1312-1319, 2012.
- [5] C. Villa, *et al.*, "Frequency spurious aversion by minimal reverse bias selection of a high-speed optically triggered sampling circuit based on a positive-intrinsic-negative photodiode," *Appl. Opt.*, vol. 51, no. 22, pp. 5412- 5418, 2012.
- [6] V. J. Urick, *et al.*, "Wideband analog photonic links: some performance limits and considerations for multi-octave implementation," *In Proc. SPIE 8259, RF and Millimeter-Wave Photonics II*, Feb. 2012, pp. 825904.
- [7] M. N. Draa, *et al.*, "Comparison of photodiode nonlinearity measurement systems," *Opt. Express*, vol. 19, no. 13, pp. 12635-12645, 2011.
- [8] A. S. Hastings, *et al.*, "Minimizing photodiode nonlinearities by compensating voltage-dependent responsivity effects," *J. Lightw. Technol.* vol. 28, no. 22, pp. 3329-3333, Nov. 15, 2010.
- [9] P. S. Devgan, *et al.*, "Cancellation of photodiode-induced second harmonic distortion using single side band modulation from dual parallel Mach-Zehnder," *Opt. Express*, vol. 20, no. 24, pp. 27163-27173, 2012.
- [10] S. Oda and A. Maruta, "A novel quantization scheme by slicing super-continuum spectrum for all-optical analog-to-digital conversion," *IEEE Photon. Technol. Lett.* 17, 465–467 (2005).
- [11] K. Ikeda, J. Abdul, S. Namiki, and K. Kitayama, "Optical quantization and coding for ultrafast A/D conversion using nonlinear fiber-optic switches based on Sagnac Interferometer," *Opt. Express* 13, 4296–4302 (2005).
- [12] C. Villa, P. Kumavor, and E. Donkor, "Demonstration of a selfsynchronized polyphase sampling and demultiplexing scheme for radio-frequency analog signals," *IEEE Photon. Technol. Lett.* 20, 452–454 (2008).

- [13] C. Villa, P. Kumavor, and E. Donkor, "Optoelectronics encoder for a 12 bits 1.28-GSPS analog-to-digital converter," *IEEE Photon. Technol. Lett.* 21, 1238–1240 (2009).
- [14] L. Jia-Ming, *Photonic Devices* (Cambridge, 2005).
- [15] J. Roux, J. Delord, and J. Coutaz, "RF frequency response of photoconductive samplers," *IEEE J. Quantum Electron.* 47, 223–229 (2011).
- [16] G. Hiller and R. Caverly, "The reverse bias requirement for PIN diodes in high power switches and phase shifters," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.* 3, 1321–1324 (1990).
- [17] M. Caulton, A. Rosen, P. J. Stabile, and A. Gombar, "P-I-N diodes for low-frequency high power switching applications," *IEEE Trans. Micro. Theory Tech.* 30, 875–882 (1982).
- [18] R. H. Caverly and G. Hiller, "Establishing the minimum reverse bias for a p-i-n diode in a high-power switch," *IEEE Trans. Micro. Theory Tech.* 38, 1938–1943 (1990).
- [19] W. Black and D. Hodges, "Time interleaved converter array," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SSC-15, no. 6, pp. 1022–1029, Dec. 1980.
- [20] J. Pham and A. C. Carusone, "A time-interleaved $\Delta\Sigma$ -ADC architecture clocked at the Nyquist rate," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 55, no. 9, pp. 858–862, Sep. 2008.
- [21] Y. Han and B. Jalali, "Photonic time-stretched analog-to-digital converter: Fundamental concepts and practical considerations," *J. Lightw. Technol.*, vol. 21, no. 12, pp. 3085–3103, Dec. 2003.
- [22] A. Zanchi and C. Samori, "Analysis and characterization of the effect of clock jitter in A/D converter of subsampling," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 55, no. 9, pp. 522–534, Mar. 2008.
- [23] M. Kozak, M. Karaman, and I. Kale, "Efficient architectures for time interleaved oversampling delta-sigma converters," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 47, no. 8, pp. 858–862, Aug. 2000.
- [24] K. Kaviani, O. Oralkan, P. Khuri-Yakub, and B. A. Wooley, "A multichannel pipeline analog-to-digital converter for an integrated 3-D ultrasound imaging system," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 7, pp. 1266–1270, Jul. 2003.
- [25] P. Juodawlkis, J. C. Twichell, G. E. Betts, J. J. Hargreaves, R. D. Younger, J. L. Wasserman, F. J. O'Donnell, K. G. Ray, and R. C. Williamson, "Optically sampled analog-to-digital converters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 10, pp. 1840–1853, Oct. 2001.

- [26] D Camarero, K. Ben Kalaia, J.-F. Naviner, and P. Loumeau, "Mixed-signal clock-skew calibration technique for time interleaved ADC," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 55, no. 11, pp. 3676–3687, Dec. 2008.
- [27] J. Elbornsson, F. Gustafsson, and J.-E. Eklund, "Blind adaptive equalization of mismatch error in a time interleaved a/d converter system," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 51, no. 1, pp. 151–158, Jan. 2004.
- [28] J. Stigwall and S. Galt, "Demonstration and analysis of a 40-Gigasample/s interferometric analog-to-digital converter," *J. Lightw. Technol.*, vol. 21, no. 3, pp. 1247–1256, Mar. 2006.
- [29] J. C. Candy and G. C. Temes, *Oversampling Methods for A/D and D/A Conversion*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1992, pp. 1–29.
- [30] V. W. S. Chan, "Optical space communications," *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 6, no. 6, pp. 959–975, Nov./Dec. 2000.
- [31] L. Chin-Teng, "Single-channel speech enhancement in variable noise level environment," *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. A, Syst., Humans*, vol. 33, no. 1, pp. 137–143, Jan. 2003.
- [32] R. H. Walden, "Analog-to-digital conversion in the 21st century," presented at the IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. (MTT IMS WMK), Honolulu, HI, Jun., 2007.
- [33] N. Kurosawa, H. Kobayashi, K. Maruyama, H. Sugawara, and K. Kobayashi, "Explicit analysis of channel mismatch effects in time interleaved ADC system," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 48, no. 3, pp. 261–271, Mar. 2001.
- [34] A. Oppenheim and R. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1999.
- [35] S. H. Zhao and S. C. Chan, "Design and multiplierless realization of digital synthesis filters for hybrid-filter-bank A/D converters," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 56, no. 10, pp. 2221–2233, Oct. 2009.
- [36] Y. Ching, Y.-X. Zou, J.W. Lee, and S.-C. Chan, "Time-interleaved analog-to-digital-converter compensation using multichannel filters," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 56, no. 10, pp. 2234–2247, Oct. 2009.
- [37] V. Kerzerho, V. Fresnaud, D. Dallet, S. Bernard, and L. Bossuet, "Fast digital post-processing technique for integral nonlinearity correction of analog-to-digital converters: Validation on a 12-bit folding-andinterpolating analog-to-digital converter," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 60, no. 3, pp. 768–775, Mar. 2011.

- [38] Y. Yang, A. Motafakker-Fard, and B. Jalali, "Linearization of ADCs via digital post processing," in *Proc. IEEE ISCAS*, May 2011, pp. 989–992.
- [39] W. Qingwei, H. Zhang, M. Yao, and W. Zhou, "All-optical analog-to-digital conversion using inherent multiwavelength phase shift in LiNbO₃ phase modulator," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 20, no. 12, pp. 1036–1038, Jun. 2008.
- [40] C. Villa-Angulo, et. al, "Bit-Resolution Improvement of an Optically Sampled Time-Interleaved Analog-to-Digital Converter Based on Data Averaging", *IEEE trans. In Inst. & Meas.*, Vol. 61, No. 4, pp. 1099-1104, 2012.
- [41] E. Donkor, et. al., "A 2.5 Gb/s flash all-optical analog-to-digital converter" *IEEE LEOS Annu. Meeting Proc.* Vol. 1, pp 204-205, 2000.
- [42] M. Johansson, B. Lofving, S. Hard, L. Thylen, M. Mokhtari, "Study of an ultrafast analog-to-digital converter scheme based on diffractive optics", *Applied Optics*, vol. 39, pp 2881-2887, 2000.
- [43] J. U. Kang, R. D. Esma, "Demonstration of time interleaved photonic four-channel WDM sampler for hybrid analogue-digital converter", *Electron letter*, vol. 35, pp 60, 1999.
- [44] T. Konishi, K. Tanimura, K. Asao, Y. Aoshita, Y. Ichioka, "All-optical analog-to-digital converter by use of self-frequency shifting in fiber and pulseshaping technique", *Journal of Opt. Soc.* Vol 19, pp.2817-2823, 2002.
- [45] C. Xu., X. Liu, "Photonic analog-to-digital converter using soliton self-frequency shifts and interleaving spectral filters", *Optics Letter*, vol. 28, pp. 986-988, 2003.
- [46] M. Currie, "Optical quantization of microwave signals via distributed phase modulation", *IEEE Journal of Lightwave Technol.*, vol. 23, pp. 327-833, 2005.
- [47] H. Sakata, "Photonic analog-to-digital conversion by use of nonlinear Fabry Perot resonators", *Apply Optics*, vol. 40, pp. 240-248, 2001.
- [48] E. F. Pinzón-Escobar and G. E. Sandoval-Romero, "Experimental Results of the Superluminescent Fiber Laser Sources for Fiber Optic Sensors", *Journal of Applied Research and Technology (JART)*, Vol. 10, No. 1, pp. 20-27, 2012.
- [49] A. Arvizu-Mondragón, et. al., "Optical Communication Receiver Based on a Switched – Quadrature Costas Loop", *Journal of Applied Research and Technology (JART)*, Vol. 9, No. 3, pp. 443-455, 2011.
- [50] J. Rodriguez, et. al, "Application of nonlinear compensation to limit input dynamic range in analog optical fiber links", *Journal of Applied Research and Technology (JART)*, Vol. 8, No. 2, pp. 211-226, 2010.

- [51] C. Kouloumentas, et. al., "Repetition Rate Multiplication of Pseudorandom Bit Sequences", *IEEE Phot. Tech. Let.*, Vol. 21, pp. 456-458, 2009.
- [52] E. Donkor, "All-Optical high speed analog to digital conversion of optically sampled signals", *SPIE Proc. Vol 4042*, pp.61-65, 2000.
- [53] B. L. Shoop, "Photonic Analog-to-Digital Conversion" 2001, Springer.

ANEXO 1

(Linear operation range for an optically triggered switch base on a p-i-n photodiode)

ANEXO 2

(Frequency spurious aversion by minimal reverse bias selection of a high-speed optically triggered sampling circuit based on a positive–intrinsic–negative Photodiode)

ANEXO 3

(Bit-Resolution Improvement of an Optically Sampled Time-Interleaved Analog-to-Digital Converter Based on Data Averaging)

ANEXO 4

(Implementation of a 10.24 GS/s 12 bit optoelectronics analog-to-digital converter based on polyphase demultiplexing architecture)