



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y
ELÉCTRICA

SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN



“Sistema electrónico de generación de pulsos eléctricos de 1 nanosegundo de duración para el control de diodos laser”

TESIS

Que para obtener el grado de
maestro en ciencias en ingeniería electrónica

PRESENTA:

Ing. José Luis Sandoval Garrido

Directores de Tesis:
Dr. Suren Stolik Isakina
Dr. José Manuel de la Rosa Vázquez

CDMX, Junio 2018

Resumen

En esta tesis se presenta el desarrollo de un sistema capaz de generar pulsos eléctricos en el orden de los nanosegundos para la polarización de una fuente de iluminación con diodos láser para el estudio de la fluorescencia resuelta en tiempo en tejidos biológicos. Este trabajo se basa en módulos encargados de ir transformando una onda senoidal principal de alta frecuencia en un pulso con duración de un nanosegundo y una tasa de repetición variable (781KHz-1.5MHz). El ancho del nanosegundo se genera mediante la incorporación de un módulo de multivibración. Este pulso se genera a través de dos disparadores externos que establecen su inicio y final. Estos disparos se realizan por medio del desfasamiento de una señal proveniente de un módulo de conteo cuya principal tarea es la de modificar la tasa de repetición de los pulsos. Esta modificación se hace en base a lo que el usuario a través de la interfaz gráfica le dictara al microcontrolador. El estrechamiento final del pulso es realizado mediante la incorporación de un módulo de comparación el cual en base a una señal de referencia proveniente de un conversor digital analógico modifica el ancho del pulso hasta la duración deseada.

En este trabajo se hace énfasis en las precauciones que se deben de tener en el diseño de los circuitos de alta frecuencia. Se presenta además uno de los métodos más utilizados y catalogado como semiprofesional para la transferencia de los circuitos en placas de cobre en aplicaciones de alta resolución como esta.

Abstract

In this thesis is presented the development of a system capable of generating electrical pulses in the nanoseconds order for the polarization of a laser light source for the study of time resolved fluorescence in biological tissues. This work was developed using modules responsible of the transformation of a high frequency sine wave into a nanosecond pulse at a variable repetition rate. The nanosecond pulse is generated by incorporating a multivibration module. This pulse could be created due to the development of two external triggers which set the start and the end of the pulse. These shots are created by shifting out of phase a signal coming from a counting module which main task is the modification of the pulse repetition rate. This adjustment is done with respect to what the user through the graphical interface dictated to the microcontroller. The final narrowing of the pulse is performed by incorporating a comparison module based on a reference signal. This signal comes from an analog to digital converter which define the pulse width up to the desired duration.

This work also shows the cautions that must be taken in the design of high frequency circuits. It presents too, one of the most widely used and cataloged as semi-professional method for circuit transfer in copper boards for high resolution applications such as this one.

Índice

| | |
|--|-------------------------------|
| RESUMEN | III |
| ABSTRACT | V |
| AGRADECIMIENTOS | ¡ERROR! MARCADOR NO DEFINIDO. |
| LISTADO DE FIGURAS | VII |
| LISTADO DE TABLAS | IX |
| ACRÓNIMOS | X |
| OBJETIVOS | XI |
| JUSTIFICACIÓN | XII |
| ORGANIZACIÓN DE LA TESIS | XIII |
| CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN | 2 |
| 1.1 Antecedentes..... | 5 |
| 1.2 Estado del arte | 7 |
| CAPÍTULO 2 MARCO TEÓRICO | 8 |
| 2.1 Tipos de señales | 8 |
| 2.2 Líneas de transmisión..... | 12 |
| 2.3 Acoplamiento de señales diferenciales..... | 13 |
| 2.4 Comportamiento de los elementos pasivos a altas frecuencias | 16 |
| 2.5 Técnicas de diseño de placas para aplicaciones de alta velocidad | 17 |
| 2.6 Oscilador..... | 28 |
| 2.7 Comparador | 32 |
| 2.8 Multivibrador | 34 |
| CAPÍTULO 3 DISEÑO DEL SISTEMA | 36 |
| 3.1 Módulo de Oscilación | 36 |
| 3.2 Módulo de Conteo | 42 |
| 3.3 Módulo de Multi-vibración | 48 |
| 3.4 Módulo de Comparación..... | 63 |
| 3.5 Módulo de Control digital..... | 65 |
| 3.7 Diseño de la fuente de alimentación | 72 |
| 3.8 Diseño de la placa..... | 74 |
| CAPÍTULO 4 RESULTADOS | 81 |
| CONCLUSIONES | 90 |
| REFERENCIAS | 91 |

Listado de Figuras

| | |
|---|----|
| Figura 1. 1 Módulo PCO-7810..... | 5 |
| Figura 1. 2 Pulsador MOSFET..... | 6 |
| Figura 1. 3 Arquitectura básica de un sistema MOPA [12]. | 7 |
| Figura 2. 1 Método de terminación en controladores CMOS. [13]..... | 9 |
| Figura 2. 2 Circuito ECL básico..... | 10 |
| Figura 2. 3 Transmisión de una señal a través de una línea con cargas en ambos extremos. | 12 |
| Figura 2. 4 Circuito de acoplamiento AC | 14 |
| Figura 2. 5 Parámetros de entrada y salida de los dispositivos | 14 |
| Figura 2. 6 Circuito de acoplamiento AC entre señales LVPECL | 15 |
| Figura 2. 7 Circuito de acoplamiento DC entre señales LVPECL | 16 |
| Figura 2. 8 Parámetros para calcular la impedancia característica de una pista..... | 18 |
| Figura 2. 9 Dimensiones a considerar en el cálculo de capacitancia en los planos..... | 20 |
| Figura 2. 10 Densidad de corriente a altas frecuencias. | 21 |
| Figura 2. 11 Flujo de corrientes en pistas de entrada de alta frecuencia. | 22 |
| Figura 2. 12 Flujo de corrientes en pistas de salida de alta frecuencia. | 22 |
| Figura 2. 13 Flujo de corriente de retorno con condensadores de derivación. | 23 |
| Figura 2. 14 Parámetros a considerar en el trazado de pistas diferenciales..... | 24 |
| Figura 2. 15 Diagrama de capacitancia parasita..... | 26 |
| Figura 2. 16 Flujo de calor en una placa con circuito impreso. | 28 |
| Figura 2. 17 Red de retroalimentación de un oscilador..... | 29 |
| Figura 2. 18 Circuito oscilador tipo Colpitts [23]. | 30 |
| Figura 2. 19 Modelo equivalente de un cristal de cuarzo [23]. | 30 |
| Figura 2. 20 Impedancia del cristal vs Frecuencia [24] | 31 |
| Figura 2. 21 Circuito de polarización de un comparador. | 33 |
| Figura 2. 22 Dispersión de una señal. | 33 |
| Figura 2. 23 Circuito de comparación con histéresis. | 34 |
| Figura 3. 1 Señal de salida obtenida del temporizador 555..... | 36 |
| Figura 3. 2 Diagrama de conexión para el temporizador 555. | 37 |
| Figura 3. 3 Diagrama de conexión de un circuito Colpitts..... | 37 |
| Figura 3. 4 Oscilación generada en el circuito Colpitts. | 38 |
| Figura 3. 5 Diagrama de conexión de circuito Colpitts con sintonizador. | 39 |
| Figura 3. 6 Componentes del oscilador. | 40 |
| Figura 3. 7 Circuito de acoplamiento AC. | 41 |
| Figura 3. 8 Circuito de acoplamiento AC entre señales HCMOS – LVPECL..... | 41 |
| Figura 3. 9 Interconexión de flip-flops para formar un contador. | 42 |
| Figura 3. 10 Contador síncrono..... | 42 |
| Figura 3. 11 Pines del contador..... | 43 |
| Figura 3. 12 Conexión de los pines de alimentación del contador..... | 44 |
| Figura 3. 13 Conexión de los puertos de control..... | 45 |
| Figura 3. 14 Conexión de los pines del puerto paralelo. | 46 |
| Figura 3. 15 Relación de entradas CLK y PE con respecto al pin de desbordamiento TC | 47 |
| Figura 3. 16 Representación convencional de un comparador..... | 48 |
| Figura 3. 17 Señal esperada en el comparador..... | 49 |

| | |
|--|----|
| Figura 3. 18 Salida del comparador con una señal en la entrada a 200MHz..... | 50 |
| Figura 3. 19 Señal de salida del comparador con una entrada a 200MHz. | 50 |
| Figura 3. 20 Función de transferencia de un comparador con histéresis..... | 51 |
| Figura 3. 21 Representación del tiempo de propagación. | 52 |
| Figura 3. 22 Representación del tiempo de propagación en función de la sobremarcha. | 52 |
| Figura 3. 23 Circuito multi-vibrador biestable..... | 53 |
| Figura 3. 24 Duración del estado inestable en un multi-vibrador en dependencia de RC..... | 55 |
| Figura 3. 25 Configuración de pines del multivibrador. | 56 |
| Figura 3. 26 Símbolo lógico del multivibrador | 57 |
| Figura 3. 27 Diagrama de tiempos del multivibrador | 58 |
| Figura 3. 28 Configuración del multivibrador..... | 59 |
| Figura 3. 29 Tiempo de propagación. | 60 |
| Figura 3. 30 Configuración de la compuerta inversora..... | 61 |
| Figura 3. 31 Configuración de la compuerta AND. | 62 |
| Figura 3. 32 Medición del desfase de la señal del contador..... | 62 |
| Figura 3. 33 Método de terminación de señales ECL por Thévenin..... | 63 |
| Figura 3. 34 Configuración del contador. | 64 |
| Figura 3. 35 Tablilla de desarrollo Arduino MEGA 2560 | 66 |
| Figura 3. 36 Configuración de los puertos de entrada del contador..... | 67 |
| Figura 3. 37 Configuración de los pines de control del contador..... | 67 |
| Figura 3. 38 Diagrama a bloques en LabView para el control de la tasa de repetición | 68 |
| Figura 3. 39 Diagrama de bloques en LabView para el control del contador..... | 69 |
| Figura 3. 40 Configuración del DAC..... | 70 |
| Figura 3. 41 Diagrama en Labview para controlar el comparador..... | 70 |
| Figura 3. 42 Circuito de amplificación de corriente para el comparador..... | 71 |
| Figura 3. 43 Configuración del regulador de voltaje a 3.3V..... | 72 |
| Figura 3. 44 Configuración del regulador de voltaje a 5V..... | 73 |
| Figura 3. 45 Configuración del regulador de voltaje variable..... | 73 |
| Figura 3. 46 Fuente de alimentación. | 74 |
| Figura 3. 47 Placa con 5mm de altura de dieléctrico. | 75 |
| Figura 3. 48 Circuito de prueba montado en la placa de 8mm de altura del dieléctrico. | 76 |
| Figura 3. 49 Circuito de comparación con vías redundantes..... | 76 |
| Figura 3. 50 Placa multicapa con tornillos fijadores..... | 77 |
| Figura 3. 51 Acetato impreso en negativo..... | 78 |
| Figura 3. 52 Placa con mascarilla antisoldante. | 79 |
| Figura 3. 53 Acetato con impresión en positivo..... | 80 |
| Figura 4. 1 Señal generada del oscilador..... | 81 |
| Figura 4. 2 Señal de desbordamiento del contador..... | 82 |
| Figura 4. 3 Desfasamiento del pulso de salida del contador. | 83 |
| Figura 4. 4 Desfasamiento del pulso del contador..... | 84 |
| Figura 4. 5 Pulso de salida del multivibrador. | 85 |
| Figura 4. 6 Pulso de salida del comparador a 781KHz. | 86 |
| Figura 4. 7 Pulso de salida del comparador a 1.5MHz. | 86 |
| Figura 4. 8 Placa principal..... | 87 |

| | |
|---|----|
| Figura 4. 9 Elementos del sistema..... | 88 |
| Figura 4. 10 Interfaz gráfica de usuario..... | 88 |
| Figura 4. 11 Vista frontal del sistema | 89 |
| Figura 4. 12 Vista trasera del sistema | 89 |
| Figura 4. 13 Vista interna del sistema. | 89 |

Listado de Tablas

| | |
|---|----|
| Tabla 2. 1 Rangos aproximados de voltaje de señales comunes | 8 |
| Tabla 2. 2 Velocidades de las familias lógicas. [13] | 11 |
| Tabla 3. 1 Tabla de verdad del contador. | 45 |
| Tabla 3. 2 Valores introducidos al puerto paralelo. | 46 |
| Tabla 3. 3 Duración del pulso de salida del multivibrador..... | 56 |
| Tabla 3. 4 Tabla de verdad del multivibrador | 57 |
| Tabla 3. 5 Tiempos de propagación CLR a Q..... | 58 |

Acrónimos

| | |
|-------------|---|
| KHz: | Kilohertzios |
| ns: | Nanosegundos |
| μ s: | Microsegundos |
| MOSFET: | Transistor semiconductor de efecto de campo metal-óxido |
| UV: | Ultravioleta |
| LED: | Diodo emisor de luz |
| B: | Coefficiente de amplificación |
| V_{in} : | Voltaje de entrada |
| V_{out} : | Voltaje de salida |
| LC: | Circuito Inductor - Condensador |
| RC: | Circuito Resistor - Condensador |

Objetivos

Objetivo general: Crear un sistema que sea capaz de emitir pulsos eléctricos del orden de 10^{-9} segundos de duración y 100mV de amplitud para la polarización de una fuente de irradiación con diodos láser, además del desarrollo de una interfaz de usuario para el control de la tasa de repetición (781KHz – 1.5MHz) de dichos pulsos por medio de una computadora personal.

Objetivos particulares:

1. Diseñar y construir la fuente de alimentación para los circuitos.
2. Diseñar y construir los circuitos encargados de generar el pulso eléctrico.
3. Diseñar la interfaz de usuario para el control del ancho y tasa de repetición del pulso eléctrico.

Justificación

Cuando se realizan mediciones de fluorescencia estacionaria en tejidos biológicos, es común encontrar espectros similares entre diferentes fluoróforos. Esto complica la diferenciación de los componentes que fluorescen. La técnica de detección de la fluorescencia resuelta en tiempo permite obtener el tiempo de vida de la fluorescencia de las especies que componen la muestra. Este tiempo de vida es una variable independiente adicional, que permitirá perfeccionar los métodos de detección y prediagnóstico que se desarrollan en el grupo de instrumentación fotónica de la ESIME.

Organización de la tesis

El **capítulo 1** presenta una introducción general a la tecnología láser y su modo de funcionamiento pulsado. Se incluye, además, el estado del arte, los antecedentes y algunas de sus aplicaciones. La motivación y la contribución de esta tesis, se encuentra comprendida igualmente en este capítulo.

El **capítulo 2** proporciona el marco teórico de los dispositivos electrónicos utilizados en el desarrollo del sistema. Se incluye, además, una breve metodología utilizada para diseñar circuitos que operan a altas frecuencias.

El **capítulo 3** describe el diseño y la construcción de las diferentes fases que constituyen el sistema, además de exponer las lecciones aprendidas durante el proceso.

El **capítulo 4** presenta la caracterización del sistema y los resultados. Se exponen, además, las mejoras sugeridas para trabajos posteriores.

Capítulo 1

Introducción

El primer laser funcional fue presentado en 1960 y durante casi los últimos 60 años, esta tecnología se ha convertido en una industria de millones de dólares. En la actualidad, se pueden encontrar láseres en una cuantiosa cantidad dispositivos de uso cotidiano, desde las clásicas impresoras láser, pasando por los lectores de código de barras en los supermercados, hasta la exploración del espacio y las telecomunicaciones [1].

La luz producida por un láser tiene tres características especiales que no se encuentran en la luz de cualquier otra fuente: colimación, coherencia y monocromaticidad. La colimación es la propiedad que describe la capacidad de una fuente de luz de emitir rayos paralelos entre sí de tal manera que está luz no diverge al proyectarse y esto permite que los rayos sean coherentes. La coherencia se define como la propiedad de la luz en la cual, las oscilaciones del campo eléctrico que constituyen la onda electromagnética estén en fase las unas con las otras en el espacio y en el tiempo. La monocromaticidad denota que la luz de los rayos emitidos por el láser tienen una banda espectral muy estrecha de longitud de onda.

Existen diferentes medios materiales para la generación de luz láser, cada uno con sus ventajas y desventajas, sin embargo, hay un tipo de láser, el cual, es capaz de convertir una corriente eléctrica directamente a luz: el diodo laser. Este tipo de láser permite diseñar fuentes de luz situadas el intervalo que va desde el UV cercano hasta el infrarrojo lejano [2].

La radiación láser puede ser utilizada de varias formas: como onda continua, modulada o pulsada. En la operación de manera pulsada, se pueden conseguir picos mucho más altos de potencia debido a que la energía almacenada en el medio de amplificación del láser es liberada en una ráfaga.

El campo de la interacción láser pulsada de alta intensidad ha generado un creciente interés en la comunidad científica derivado de su utilidad en diversas áreas como lo son: el procesamiento de materiales y su manufactura, el estudio de las nanopartículas, la biomedicina y el análisis de fenómenos físicos como el esparcimiento de la luz en la materia y la fluorescencia de esta.

En las últimas décadas se ha generado un creciente interés por la utilidad que las técnicas de resolución en tiempo pueden proveer a los estudios biomédicos y de fluorescencia. Esto se puede ver reflejado en el incremento de los artículos, presentaciones magistrales e investigaciones al respecto. [3]

Una de las áreas en la que más avances se han obtenido es en la fluorescencia resuelta en tiempo. Esto se debe primordialmente, a que, al estudiar el comportamiento temporal de la fluorescencia en los tejidos, se cuenta con una variable independiente adicional, como lo es su tiempo de vida. Este tiempo provee un parámetro importante para la diferenciación de los fluoróforos presentes en diferentes tejidos.

Los avances de las técnicas de resolución en tiempo han sido reconocidos por largo tiempo, sin embargo, la complejidad y la poca disponibilidad de sistemas de medición en tiempos cada vez más cortos, han significado barreras para el amplio desarrollo de estas. Estos problemas han podido ser resueltos mediante la incorporación de fuentes y detectores de alta velocidad basados en la tecnología de las telecomunicaciones.

La fluorescencia está definida como la luz que es reemitida por un átomo o molécula, con una duración finita (típicamente $<10^{-8}$ s) después de haber absorbido fotones [4].

Las características de la fluorescencia, como lo son: su espectro, su rendimiento cuántico y su tiempo de vida, pueden ser afectados por cualquier proceso de estado excitado que involucre interacciones de la molécula excitada en su entorno cercano, de tal manera que puede proveer información acerca de la composición de ese microentorno.

El éxito de la fluorescencia como una herramienta de investigación en el estudio de la estructura y la dinámica de la materia o de sistemas vivos, surge de la alta sensibilidad que proveen las técnicas de fluorometría, la especificidad de las características de la fluorescencia debido al entorno de la molécula y la capacidad de proveer información espacial y temporal [5].

Como consecuencia de la fuerte influencia de los medios circundantes en la emisión de la fluorescencia, moléculas fluorescentes o fluoróforos son utilizados como sondas para la investigación de sistemas fisicoquímicos, bioquímicos y biológicos.

Otra de las áreas de investigación que utiliza la operación pulsada de la tecnología láser, es el estudio de las nanopartículas. Estas partículas poseen tamaños que pueden ir de unos pocos a cientos de nanómetros, han sido asignatura de una intensiva exploración alrededor del mundo. Esto se debe a las diferencias exhibidas comparadas con las de los demás metales. Cuando una partícula es más pequeña que la longitud de onda que le incide, la luz reflejada, es remplazada por luz esparcida, que es particularmente intensa a las frecuencias de resonancia de los electrones excitados de la partícula. Estas oscilaciones son conocidas como plasmones de superficie [6].

En cuanto a la manufactura, la tecnología láser ha sido de crucial importancia en la modernización de las técnicas de ablación, corte y perforación de los materiales. Los pulsos ultracortos laser proveen una forma ágil y precisa de procesar una vasta gama de materiales sin causar un calentamiento excesivo. Un rayo láser continuo enfocado directamente a una pieza de metal causara un aumento en la temperatura de esta, lo cual, puede causar una vaporización parcial y su adyacente fundición. Mediante la selección del tiempo de duración del pulso, la energía suministrada y la dirección del rayo, el material es calentado tan vertiginosamente que es instantáneamente vaporizado, evitando así imperfecciones en las piezas resultantes [7].

A pesar de la funcionalidad que tiene esta tecnología en la vida cotidiana, los métodos para pulsar los láseres continúan siendo predominantemente ópticos, de tal manera, que el costo de estos adquiere importancia al momento de planear una aplicación.

La principal aportación de esta tesis es la presentación de un sistema de generación de pulsos eléctricos para la polarización de fuentes de irradiación laser de operación puramente electrónica, portátil, de bajo costo, de fácil utilización y con interfaz a una computadora que puede ser utilizado tanto para fines de investigación como para las diferentes aplicaciones ilustradas en los párrafos anteriores.

1.1 Antecedentes

El primer antecedente que se tiene en el laboratorio de láseres de la ESIME Zacatenco es el desarrollo de un espectrofluorímetro con interfase a una computadora personal desarrollado por el doctor en ciencias Edgard Moreno García [8], en el cual se reporta un prototipo capaz de medir señales de fluorescencia inducida, tanto en estado estacionario como en el dominio del tiempo. Para resolver en el tiempo pulsos de fluorescencia, el prototipo utiliza una fuente de luz LED pulsada con una longitud de onda de 365nm y una potencia de 210mW. El prototipo fue capaz de resolver pulsos de fluorescencia con tiempos de subida de hasta 4 nanosegundos, reportando un error de 0.5%.

El módulo utilizado para la generación de los pulsos fue el PCO-7810, el cual es capaz en uno de dos métodos posibles de disparo: a) Externo, en el cual el ancho del pulso debe de estar entre 50 y 100 nanosegundos, b) mediante un oscilador interno variable desde 15Hz y hasta 200KHz.

El sistema incluyo un procesador digital de señales de alto rendimiento y un convertidor analógico – digital con un amplio ancho de banda. El procesador ejecuta un programa que aplica la técnica de muestreo en tiempo equivalente calculando así el promedio de n muestras [8]. El módulo utilizado en este sistema se muestra en la figura 1.1.



Figura 1. 1 Módulo PCO-7810

Otro de los antecedentes es el presentado por el Departamento de Ingeniería Eléctrica y de Computación de la universidad de Purdue en el cual se reporta la creación de un sistema capaz de emitir pulsos de iluminación basado en la tecnología MOSFET en el intervalo de los nanosegundos [9].

El sistema consta de 3 partes: 1) El bloque de potencia en donde el voltaje de la batería es convertido a un alto voltaje que se almacena para cuando de inicio la descarga. 2) El bloque de conmutación, en donde los pulsos de ns son aplicados a la compuerta del MOSFET. 3) El bloque de disparo en nanosegundos, en donde la corriente necesaria es transmitida a través de los transistores para la polarización de la fuente de iluminación.

El artículo reporta la generación de pulsos con duración variable desde los 20ns hasta los 20 μ s. La fuente de potencia utilizada fue una pila recargable de 9.6V de corriente directa. La tasa de repetición de los pulsos va desde uno hasta 6 KHz. En la figura 1.2 se puede observar el circuito realizado.



Figura 1. 2 Pulsador MOSFET.

1.2 Estado del arte

Actualmente se encuentra en desarrollo una nueva forma de generar pulsos laser con mejores características. Esto se debe a que se están aprovechando las virtudes que pueden ofrecer tanto la tecnología de la electrónica de alta velocidad como la óptica. Este novedoso desarrollo lleva el nombre de oscilador maestro - amplificador de potencia (MOPA) [10] por sus siglas en inglés y de refiere al acoplamiento de un láser principal y un amplificador óptico encargado de elevar la potencia de salida. Esta configuración puede observarse en la figura 1.3. Un caso especial es el MOFA, en donde el amplificador de potencia es un dispositivo de fibra óptica.

Con la utilización del MOPA en lugar de un láser ordinario, es más sencillo alcanzar el rendimiento deseado en términos de densidad espectral, longitud de onda, calidad del rayo y duración del pulso.

Sin embargo, también existen desventajas en el uso de esta tecnología. La principal de ellas es la complejidad que adquiere la configuración del sistema, además de que el ruido que resulta de la operación del láser tiende a ser mayor debido a que una fuente amplificada no puede alcanzar el nivel de ruido de disparo. El MOPA asimismo puede ser sensible a reflexiones que son amplificadas antes de entrar al laser principal.

Aunque una de las aplicaciones principales del MOPA es pulsar láseres, hay ocasiones en las que el amplificador actúa como una reserva de energía adicional. Si un pulso proveniente del láser extrae una fracción significativa de la energía de reserva, el efecto en la saturación de la ganancia puede llevar a la deformación temporal del pulso. En algunos casos la forma del pulso proveniente del láser es modificada con el propósito de obtener el pulso deseado después de la amplificación [11].

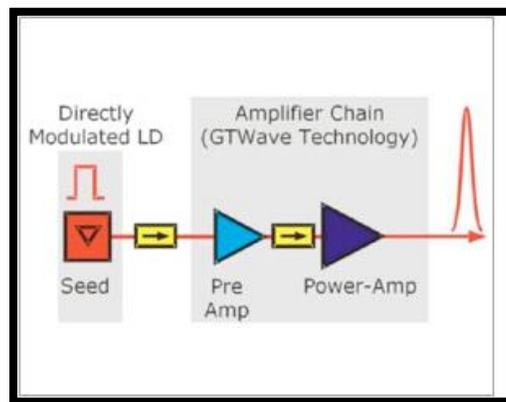


Figura 1. 3 Arquitectura básica de un sistema MOPA [12].

Capítulo 2

Marco Teórico

En este capítulo se describe brevemente la teoría de funcionamiento de los dispositivos electrónicos que se utilizaron en el sistema, así como, las técnicas y procedimientos necesarios para su funcionamiento óptimo en altas frecuencias.

2.1 Tipos de señales

Todos los osciladores y dispositivos de control de frecuencia cuentan con una gran variedad de tipos de señales a su salida, estos deben ser elegidos según la aplicación. La tabla 2.1 muestra los valores de voltaje de salida bajos y altos comúnmente utilizados. [13]

| Señal | Voltaje de salida nivel bajo (V) | Voltaje de salida nivel alto (V) |
|---------------|----------------------------------|----------------------------------|
| TTL | 0.4 | 2.4 |
| CMOS (5V) | 0.5 | 4.5 |
| PECL | 3.3 | 4.0 |
| LVPECL (3.3V) | 1.7 | 2.4 |
| LVDS | 1.0 | 1.4 |
| HCSL | 0 | 0.75 |

Tabla 2. 1 Rangos aproximados de voltaje de señales comunes

2.1.1 Tipos de señales de terminación única

2.1.1.1 Ondas senoidales

Las ondas senoidales representan el máximo nivel de pureza espectral que se pueden esperar a la salida de un oscilador. Por definición una onda senoidal contiene una sola frecuencia fundamental.

2.1.1.2 CMOS, HCMOS y LVCMOS

CMOS es un acrónimo de Semiconductor de Oxido Metálico Complementario por sus siglas en inglés. Las señales CMOS son distribuidas a través conexiones de 50 Ohm de impedancia, sin embargo, los receptores suelen tener una mayor impedancia de entrada. Esto produce un desacople de impedancias.

Las señales CMOS son apropiadas para aplicaciones de baja frecuencia (menores a 200MHz) y longitudes de conexión menores a un cuarto de la longitud de onda de la frecuencia máxima.

HCMOS se refiere a las señales CMOS de alta velocidad y LVCMOS a las señales con niveles de voltaje menores a los CMOS. En la figura 2.1 se muestra el método de terminación habitual utilizado en controladores CMOS.

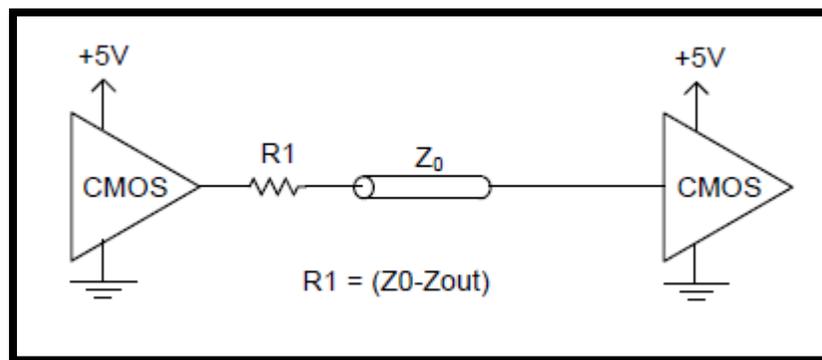


Figura 2. 1 Método de terminación en controladores CMOS. [13]

2.1.1.3 TTL

La lógica de transistor – transistor o más conocida como TTL, era la más comúnmente utilizada en los estándares de entrada y salida hace dos décadas. Las señales TTL operan con un voltaje de polarización de 3.3V y 5V y hasta hace algún tiempo tenían las velocidades de transmisión más altas, comparadas con las obtenidas en los dispositivos CMOS.

Los beneficios fundamentales de las señales CMOS y TTL es que cuentan con un bajo consumo de potencia, gran intervalo de niveles de voltaje de salida y un costo de implementación relativamente menor en silicio.

2.1.2 Tipos de señales diferenciales

Las técnicas de transmisión de señales únicas pueden ser susceptibles al ruido. Esto puede evitarse incrementando el voltaje, sin embargo, esto aumenta a su vez el consumo de energía y da como resultado tiempos de propagación más grandes debido al incremento de la amplitud de oscilación. La clave para reducir este tiempo en una familia lógica del tipo bipolar es previniendo la saturación de las compuertas de los transistores. Esta saturación puede ser eludida mediante el uso de una estructura diferente de control llamada: lógica de modo de corriente (CML) o lógica de emisor acoplado (ECL) por sus siglas en inglés [14].

Los dispositivos compatibles con señales diferenciales, además, se sobreponen a estas dificultades mediante la transmisión de señales complementarias para cada bit enviado. El receptor detecta las diferencias entre las dos señales y cualquier ruido común entre ambas es rechazado [13]. Las técnicas de transmisión diferencial están menos influenciadas por la atenuación de línea debido a su mayor inmunidad al ruido y debido a esto, son ideales para transmitir a velocidades de datos más altas sobre longitudes de línea más largas.

2.1.2.1 Lógica de emisor acoplado (ECL)

La tecnología ECL no produce una oscilación grande entre un nivel bajo de voltaje y uno alto. En lugar de eso, genera solo una pequeña fluctuación con valores menores a un volt, e internamente conmuta la corriente entre sus dos posibles salidas, dependiendo de su estado lógico.

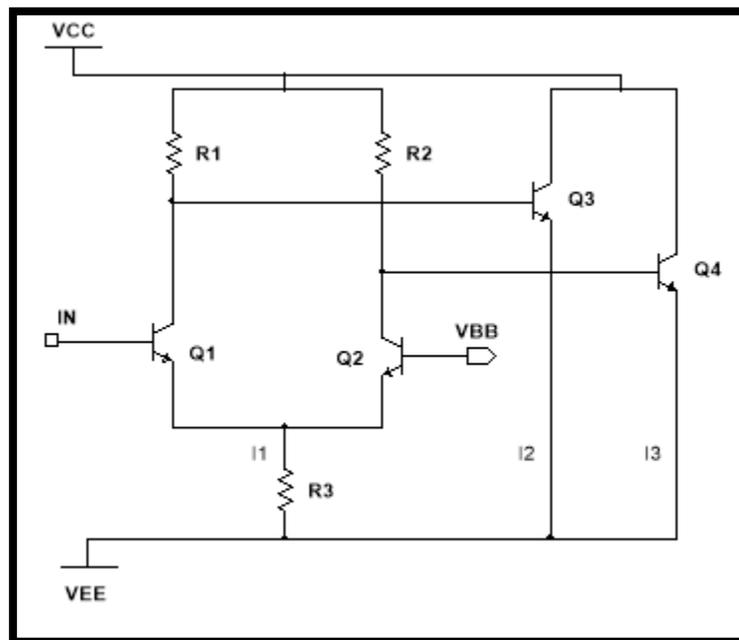


Figura 2. 2 Circuito ECL básico.

En la figura 2.2 se puede observar la estructura de un circuito ECL. Este consiste básicamente en una etapa inicial similar a la de un amplificador diferencial con la incorporación de una fuente de corriente. Cuenta además con una segunda etapa donde dos seguidores de voltaje suministran las señales de salida mediante fuentes de corriente separadas. El voltaje positivo (V_{cc}) es tierra. El voltaje negativo es V_{EE} .

Cuando el voltaje de entrada se encuentra en un nivel alto, el transistor $Q1$ estará activado, sin llegar a saturarse, el transistor $Q2$ por su parte estará apagado. Para conseguir los niveles de voltaje que permiten la polarización descrita, los resistores deben de ser elegidos cuidadosamente. De tal manera, el voltaje en la salida dos (OUT2) será elevado a 5V mediante R2. Es también evidente que el voltaje que estará atravesando R1, será mínimo con respecto al voltaje de alimentación, esto considerando el valor de R3 mucho mayor al de R1 y R2, lo que dará lugar a un nivel bajo en la salida uno.

Una de las razones para la utilización de la tecnología ECL sobre la TTL/CMOS es que la primera es capaz de transmitir información a muy alta velocidad y procesar señales de la misma manera. Sin embargo, debido a la alta tasa de utilización de los niveles comunes de voltaje de bajo consumo y limitada velocidad, la integración de sistemas que utilicen ambas señales adquiere una mayor complejidad. Comúnmente la traducción entre ambas tecnologías toma entre 6 y 7 nanosegundos.

2.1.2.2 Lógica de emisor acoplado positivo (PECL)

La PECL es la tecnología estandarizada ECL con un suministro de energía con potencial positivo. Este tipo de tecnología es comúnmente utilizada en circuitos de reloj de alta velocidad.

| Familia Lógica | Tiempos de subida y bajada típicos | Longitud máxima de línea abierta |
|----------------|------------------------------------|----------------------------------|
| 10KH | 1.0ns | 3" |
| ECLinPS | 400ps | 1" |
| FAST | 2.0ns | 6" |
| FACT | 1.5ns | 4" |

Tabla 2. 2 Velocidades de las familias lógicas. [13]

Mediante la utilización de dispositivos ECL con una alimentación positiva CMOS/TTL de 5V y utilizando las técnicas de terminación necesarias, la lógica ECL puede ser incorporada a diseños TTL/CMOS sin la necesidad de alimentaciones adicionales.

2.2 Líneas de transmisión

Conocer el comportamiento de las señales en una línea de transmisión es de vital importancia en el diseño de circuitos de alta velocidad. La figura 2.3 muestra un circuito básico de la interconexión de dos dispositivos mediante una línea de transmisión.

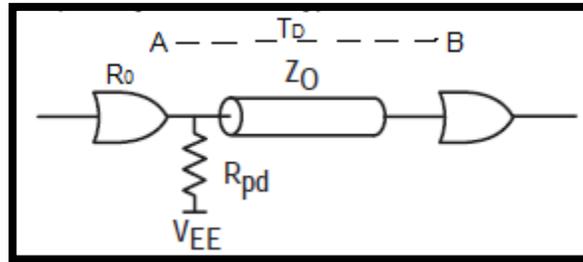


Figura 2. 3 Transmisión de una señal a través de una línea con cargas en ambos extremos.

La oscilación del voltaje de salida en el punto A es una función de la fluctuación interna de voltaje del generador de la señal, de su impedancia de salida R_0 , y de la impedancia de la línea Z_0 , dada por la ecuación.

$$\Delta V_A = \Delta V_{INT} \left(\frac{Z_0}{R_0 + Z_0} \right) \quad (2.1)$$

Debido a que R_0 es pequeña comparada con Z_0 , la oscilación de salida será aproximadamente la misma que la de la entrada.

Esta señal se propaga por la línea de transmisión y es medida en el punto B un tiempo T_D después. El coeficiente de reflexión al final de la línea, ρ_L , es una función de la impedancia Z_0 y la impedancia de la carga R_L [15].

$$\rho_L = \frac{R_L - Z_0}{R_L + Z_0} \quad (2.2)$$

Como se puede notar, cuanto menor sea la diferencia entre los valores de R_L y Z_0 , menor será la reflexión en la carga. Transcurrido un tiempo $2T_D$, cualquier reflexión regresa a su punto de partida A, para ser nuevamente reflejada. La magnitud del coeficiente de reflexión en el punto A está dado por:

$$\rho_S = \frac{R_0 - Z_0}{R_0 + Z_0} \quad (2.3)$$

La señal continuará rebotando entre las dos terminales, siendo progresivamente atenuada por los coeficientes de reflexión y la resistencia de la línea.

Las señales también pueden ser transmitidas por medio de “líneas sin terminación” o también conocidas como “líneas abiertas”. Su comportamiento será el siguiente: en un momento inicial T_0 , una señal ECL es generada en el punto A, transcurrido un tiempo T_D , la señal arriba al punto B y es reflejada debido al coeficiente de reflexión al final de la línea ρ_L . Debido a que la impedancia de entrada del dispositivo al que se transmitirá la señal es demasiado alta con respecto a la impedancia de la línea Z_0 , se origina una reflexión positiva de elevada amplitud, dando como resultado, una señal que se excede de los niveles establecidos por el receptor. En el tiempo $2T_D$ la reflexión regresa al punto A y es reflejada nuevamente por el coeficiente de reflexión de la entrada ρ_S . Debido al pequeño valor de R_0 , la reflexión se genera en la dirección negativa, resultando en una señal en el punto B transcurrido un tiempo $3T_D$, que estará en la dirección contraria a la señal inicial. Esta señal en B y sus subsecuentes reflexiones producirán una señal que disminuirá la inmunidad del sistema al ruido y provocará la condición comúnmente conocida como campanileo o “ringing”.

2.3 Acoplamiento de señales diferenciales

Una de las características esenciales de todas las señales de voltaje, tanto alternas como directas, es la relación que guardan con su voltaje de modo común. A partir de este voltaje es que una señal oscila.

Las señales tienden a ser acopladas por diferentes razones, las más importantes son: evitar que el amplificador operacional detecte un nivel alto o bajo de manera permanente, además, de proveer al receptor con un mayor intervalo de detección mediante la sincronización de su voltaje medio de entrada y el voltaje de modo común de la señal.

Existen dos métodos de acoplamiento de señales diferenciales: el acoplamiento AC y el acoplamiento DC.

2.3.1 Acoplamiento AC

El acoplamiento AC es utilizado para cambiar el nivel del voltaje de modo común, cuando se interconectan diferentes niveles de este. En la figura 2.4 se puede observar un acoplamiento AC.

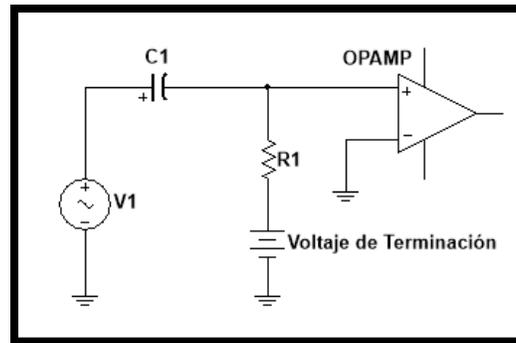


Figura 2. 4 Circuito de acoplamiento AC

El capacitor remueve la componente en DC de la señal (voltaje de modo común), mientras que la componente AC (oscilación), pasa sin obstáculos. El resistor conectado a el voltaje de terminación representa la estructura de polarización para definir un voltaje de modo común en la entrada no inversora del amplificador operacional.

En aplicaciones de alta velocidad, el acoplamiento AC es recomendado únicamente para señales balanceadas en DC. Este tipo de acoplamiento genera líneas de base a la deriva en transmisiones seriales que no se encuentren balanceadas [16].

Los niveles de voltaje más comúnmente utilizados en la industria de las telecomunicaciones son el LVDS, LVPECL, HCSTL y CML. Con la finalidad de comunicar estos diferentes niveles de voltajes entre sí, es necesario tomar en cuenta los valores de estos en las entradas y salidas de cada uno de los dispositivos. Los valores para tener en cuenta son: los voltajes de salida (V_{OH}) de estado alto y los de estado bajo (V_{OL}), los voltajes de entrada (V_{IH}) de estado alto y los de estado bajo (V_{IL}), además del voltaje de modo común (V_{CM}). En la figura 2.5 se muestran estos valores.

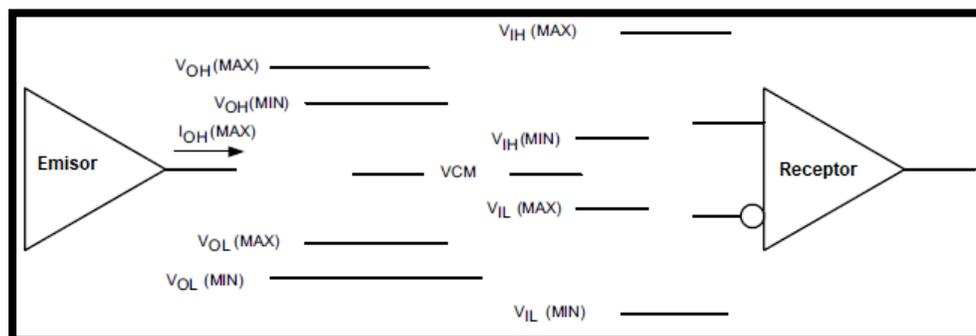


Figura 2. 5 Parámetros de entrada y salida de los dispositivos.

2.3.1.1 Acoplamiento AC entre señales LVPECL

La configuración más comúnmente utilizada para la realización de un acoplamiento AC entre señales LVPECL es mostrado en la figura 2.6. En este circuito, el resistor de 150Ω a la salida del dispositivo emisor, además de proveer un camino para la descarga de la corriente, es utilizado para polarizar esta salida a un voltaje de $V_{CC} = 1.3V$ en el nodo. La combinación de las resistencias de elevación y decaimiento posteriores presentan una terminación de 50Ω a la línea de transmisión y establecen el voltaje de modo común LVPECL de $2V$ en el nodo del receptor.

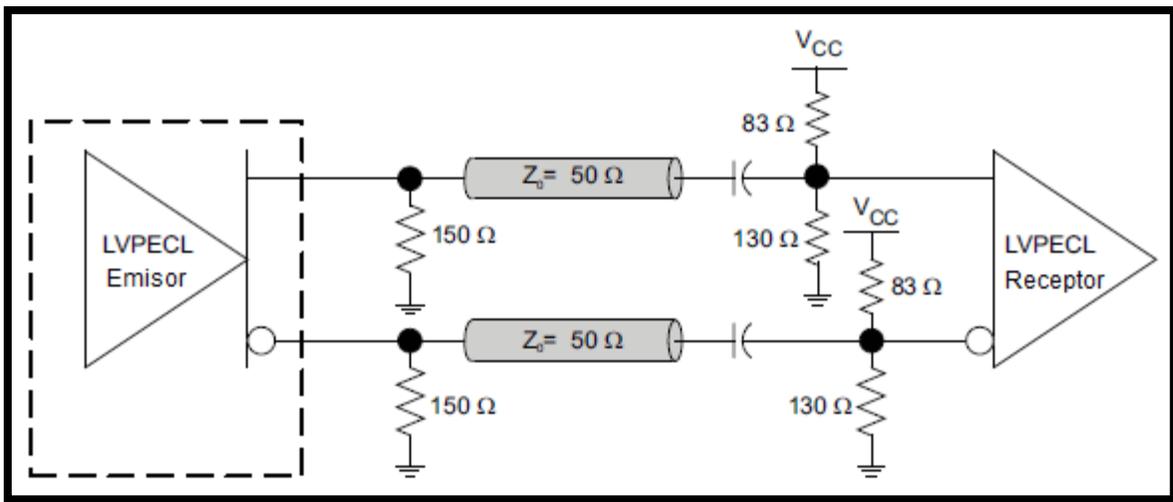


Figura 2. 6 Circuito de acoplamiento AC entre señales LVPECL

2.3.1.2 Acoplamiento DC entre señales LVPECL

El acoplamiento DC se utiliza en un sistema cuando hay una necesidad de ancho de banda grande, o cuando se utiliza una señal DC no balanceada. Ambas interfaces deben tener el mismo potencial a tierra. El acoplamiento de DC conecta directamente los componentes del emisor y receptor sin ningún capacitor de acoplamiento.

Entre las ventajas del acoplamiento DC se encuentran: la simplificación de diseño de la placa, además de que, se evita la generación de líneas de base a la deriva para señales no balanceadas. La desventaja de este tipo de acoplamiento es que requiere un diseño especial de su fuente de alimentación [17]. En la figura 2.7 se muestra la configuración básica de un acoplamiento DC entre señales LVPECL.

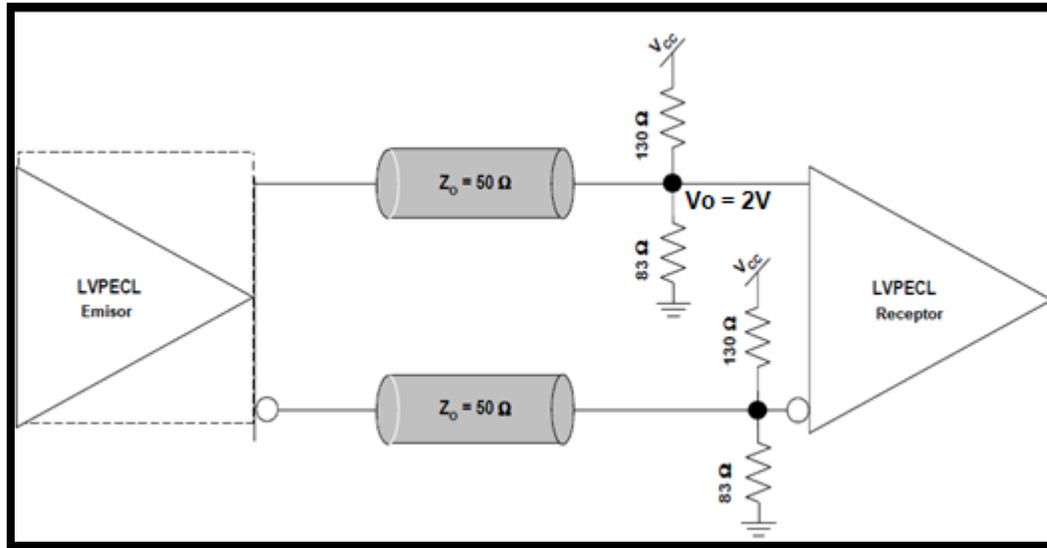


Figura 2. 7 Circuito de acoplamiento DC entre señales LVPECL.

Las señales PECL y LVPECL normalmente son terminadas a través de una impedancia de 50Ω a $V_{cc} = 2V$. La mayoría de los sistemas normalmente no tienen fuentes de alimentación duales de 3.3 V y 1.3 V, por lo tanto, es necesaria la utilización de métodos alternativos para terminar las señales de salida LVPECL. La más utilizada es la terminación por equivalencia de Thévenin. Como se muestra en la figura 2.7, la resistencia equivalente $83\Omega // 130\Omega$ proveerá un voltaje en el nodo igual a $V_0 = 2V$.

2.4 Comportamiento de los elementos pasivos a altas frecuencias

El comportamiento de los elementos pasivos, dependiendo de la frecuencia de operación, es uno de los aspectos más importantes a tomar en cuenta cuando se trabaja con señales de alta frecuencia.

Entre los componentes pasivos se cuentan los resistores, condensadores e inductores. La teoría de corriente alterna establece que los últimos dos son reactivos y que sus relaciones entre voltaje y corriente varían con el valor de inductancia o capacitancia, además, de con la frecuencia.

En resistores, condensadores e inductores reales, sus dimensiones, las propiedades de los conductores y dieléctricos usados en su construcción influyen en su comportamiento eléctrico.

Un resistor cuenta con una inductancia asociada a su longitud y una capacitancia creada por las dos placas que actúan como electrodos de conexión. Del mismo modo, un condensador contiene una inductancia asociada con su longitud y una resistencia debido a las pérdidas en el dieléctrico que separa las placas. Un inductor incluirá además de la capacitancia entre sus terminales de conexión, una capacitancia adicional entre los conductores del devanado.

En una resistencia, la reactancia parásita más grande es la inductancia. La reactancia inductiva es cercana a cero a bajas frecuencias, sin embargo, esta, va aumentando linealmente con la frecuencia. En lugar de tratar de compensar esta reactancia, la mejor solución es la utilización de resistores con muy baja inductancia. Los resistores de baja inductancia son fabricados mediante procesos de resistencia a granel o con películas gruesas en lugar de las películas resistivas delgadas.

Los dos factores parásitos en un capacitor son las pérdidas por efectos y la inductancia serie. La resistencia afecta el factor de calidad Q , el cual es una función de la reactancia y la resistencia. La inductancia en serie crea una resonancia en las frecuencias donde la reactancia inductiva iguala a la reactancia capacitiva. La combinación de ambos efectos es denominada como Resistencia Efectiva Serie o ESR por sus siglas en inglés. Cuando se seleccionan condensadores para ser utilizados como acoplamiento o aplicaciones de derivación, es esencial conocer estos puntos resonantes.

Los inductores son más complejos debido a que cuentan tanto con capacitancia entre sus devanados como en sus terminales de conexión. Es importante hacer notar que el conductor que forma el devanado de un inductor tiene más pérdidas que el dieléctrico de un capacitor y debido a esto, los valores del factor de calidad son significativamente menores para este elemento [18].

2.5 Técnicas de diseño de placas para aplicaciones de alta velocidad

El diseño de circuitos para aplicaciones de alta velocidad en contraste con el diseño de estos para baja velocidad enfatiza el comportamiento de los elementos pasivos del circuito. Estos elementos pueden incluir los conductores, las placas de circuito impreso y el empaquetamiento mismo de los circuitos integrados. A bajas velocidades los elementos pasivos son solo parte física del empaquetamiento del producto. A altas velocidades estos elementos afectan directamente el rendimiento eléctrico del sistema.

Existen diferentes técnicas para mejorar el rendimiento de este tipo de circuitos. A continuación, se muestran las más importantes.

2.5.1 Pistas de conducción

La función básica de las pistas de conducción es la de interconectar un elemento con otro en un circuito. La forma de estas determina un aspecto muy importante de una PCB como lo es su inductancia, su capacitancia y en última instancia su impedancia característica. La resistencia generalmente es ignorada ya que la mayoría de los diseños no conducen corrientes mayores a unos cientos de miliamperes y los efectos son a menudo despreciables. [19]

La impedancia característica Z_0 es definida por la relación entre la inductancia y la capacitancia de la pista, así como, por las propiedades del dieléctrico del PCB. El FR-4 es probablemente el material de PCB más comúnmente utilizado por los fabricantes y tiene permeabilidades entre 4.0 a 5.0, sin embargo, la permeabilidad típica aceptada es 4.5.

En la figura 2.8 se pueden observar los parámetros más importantes en el cálculo de la impedancia característica de una pista.

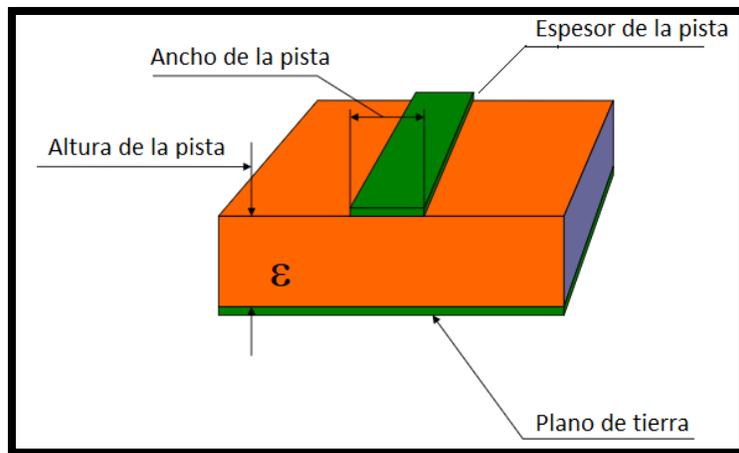


Figura 2. 8 Parámetros para calcular la impedancia característica de una pista.

La inductancia característica de las líneas se puede calcular mediante la ecuación 2.4: [20]

$$L(nH) \approx 2x \ln \left(\frac{5.98h}{0.8w + t} \right) \quad (2.4)$$

La capacitancia característica se calcula a su vez mediante 2.5:

$$C(pF) \approx \frac{0.264x (\epsilon_r + 1.41)}{\ln\left(\frac{5.98h}{0.8w + t}\right)} \quad (2.5)$$

Donde:

x = Longitud de la pista

w = Ancho de la pista

h = Altura de la pista

t = Espesor de la pista

ϵ_r = Permeabilidad del dieléctrico

Y su impedancia característica.

$$Z_0(\Omega) = 31.6 \sqrt{\frac{L(nH)}{C(pF)}} \quad (2.6)$$

Un parámetro importante relacionado con la impedancia de las líneas de transmisión es el tiempo de propagación máximo que la señal podrá alcanzar. Este valor puede ser calculado mediante la ecuación 2.7:

$$T_p(ps/cm) = 31.6 \sqrt{L(nH)C(pF)} \quad (2.7)$$

2.5.2 Planos de conducción

Los planos de conducción forman un excelente condensador de alta frecuencia y pueden ser utilizados para la derivación de señales de alta frecuencia en complemento con los condensadores tradicionales. En aplicaciones de alta frecuencia, el uso de un plano de tierra sólido es preferible sobre la utilización de planos cuadriculados formados por una capa no continua de cobre que sigue una geometría ajedrezada. Un plano de tierra sólido formado por una capa delgada continua de cobre, minimiza la inductancia, lo cual es una característica deseable para este tipo de señales, tanto analógicas como digitales.

La utilización de este tipo de planos de tierra, sin embargo, tiene que aplicarse con precaución ya que puede causar a su vez problemas de capacitancia en nodos sensibles del circuito. Un beneficio adicional del uso de planos sólidos de tierra es su capacidad de conducción térmica, la cual, puede contribuir a la disipación de calor en el sistema y así mantener los niveles térmicos de todos los dispositivos en sus niveles óptimos.

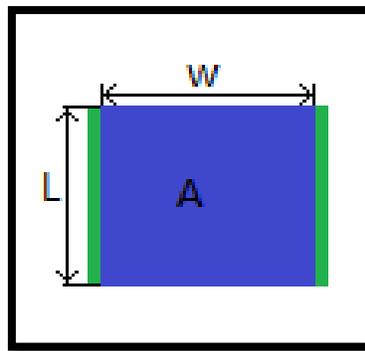


Figura 2. 9 Dimensiones a considerar en el cálculo de capacitancia en los planos.

La capacitancia total del plano puede ser calculada mediante la ecuación:

$$C(pF) = \frac{0.0886\epsilon_r A}{h} \quad (1.8)$$

2.5.3 Densidad de corriente

La densidad de corriente es la cantidad de electrones por unidad de área que fluyen a través de un conductor. Esto es especialmente importante cuando se observa el comportamiento de las corrientes de retorno. Como es conocido, para que una corriente fluya a través de un punto debe de existir obligatoriamente un camino de regreso.

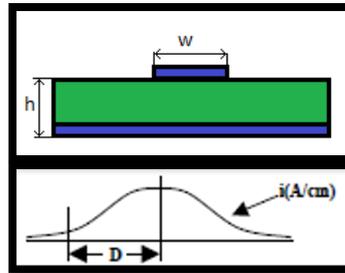


Figura 2. 10 Densidad de corriente a altas frecuencias.

La densidad de corriente de retorno en señales de alta velocidad es más alta cerca de las superficies conductoras (efecto pelicular).

2.5.4 Trazado de pistas de entrada de alta frecuencia

Debido al efecto pelicular, el área por donde circula la corriente se ve reducida sensiblemente.

Hay diferentes diseños que disminuyen la eficacia de conducción de señales de alta velocidad. En la figura 2.11, se pueden observar dos errores comunes en el diseño de placas. El primero es la colocación de pistas con longitudes mayores con respecto a las requeridas además de con curvas excesivas. Otro, es el rompimiento del plano de tierra, el cual ocurre cuando una pista del plano inferior cruza justamente debajo de la pista en el plano superior, cortando completamente el flujo de la corriente de retorno por el camino de menor impedancia. Esto causa que el plano de tierra que es utilizado a menudo como punto de referencia para otras partes del sistema, sea afectado por la alta densidad de corriente que busca un camino de retorno y cause ruido en el circuito, el cual se propagará a través de este mismo flujo de corriente.

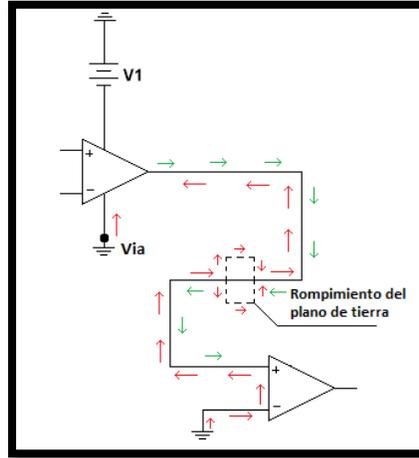


Figura 2. 11 Flujo de corrientes en pistas de entrada de alta frecuencia.

2.5.5 Trazado de pistas de salida de alta frecuencia

Al igual que en las señales de entrada, las corrientes de retorno en las señales de salida siguen el camino de menor inductancia. Un problema que comúnmente se pasa por alto es hacia dónde fluye la corriente una vez que alcanza la salida del emisor. Como se sabe, la corriente debe cerrar el bucle o de lo contrario no habrá flujo de corriente.

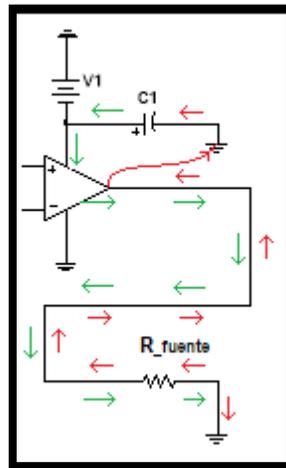


Figura 2. 12 Flujo de corrientes en pistas de salida de alta frecuencia.

La corriente de retorno fluye a través de los condensadores de derivación y de vuelta a las líneas de suministro de energía, como se observa en la figura 2.12. Los condensadores que se muestran son de derivación y forman parte del bucle, estos, además, tienen un impacto considerable en el rendimiento del sistema.

La colocación de estos elementos de derivación tiene que ser lo más cercana posible a las líneas de alimentación del circuito de tal manera que la inductancia que aparece en los pines del circuito integrado no reduzca el beneficio del uso de los condensadores.

Otro problema con este diseño es que la resistencia fuente está muy lejos del emisor. Esto puede causar problemas de estabilidad. Además, la línea de transmisión inicia típicamente en el lado de resistencia de la carga, es decir, que la sección comprendida desde el emisor hasta la resistencia de carga no estará actuando como una línea de transmisión con impedancia controlada, de tal manera que, este sistema será susceptible a presentar problemas de reflexión. [20]

2.5.6 Trazado de pistas de salida de alta frecuencia en amplificadores diferenciales

Debido a que las salidas de los emisores son diferenciales, debe existir un flujo de corriente diferencial de un controlador al otro. Los condensadores de derivación permiten que esto ocurra y deben de seguir los conceptos descritos previamente. La única diferencia es que, en esta configuración se requiere forzar a la corriente a fluir a través de un condensador de derivación conectado desde las líneas de alimentación positiva de un controlador hasta las líneas de alimentación negativa del otro como se muestra en la figura 2.13.

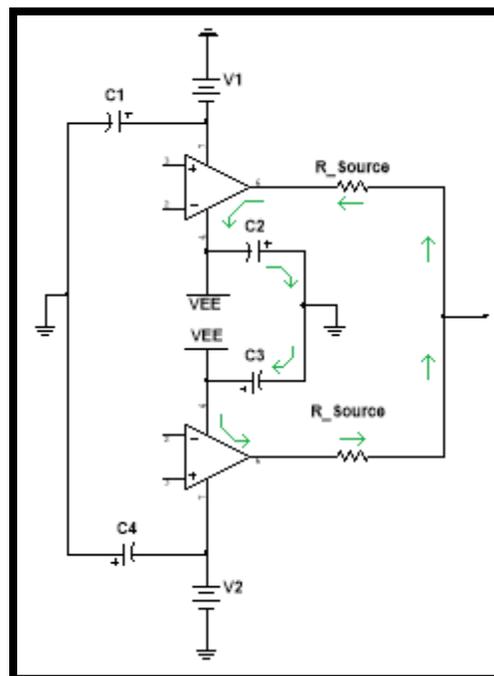


Figura 2. 13 Flujo de corriente de retorno con condensadores de derivación.

El uso de condensadores de derivación en el plano de tierra es necesario. Para asegurarse de que la corriente no fluya a tierra, estos tienen que ser colocados simétricamente entre sí y conectados a tierra en el punto medio de los condensadores. Combinado con el condensador a través de las líneas de suministro, esta configuración puede reducir los armónicos entre 6 y 12dB.

2.5.7 Trazado de pistas diferenciales

Cuando se diseñan pistas de conducción diferenciales, estas siempre deben enrutarse paralelas y muy cercanas entre sí. Esto mantiene cualquier ruido en el ambiente fuera de la señal mediante el rechazo por modo común. Si las pistas son enrutadas muy separadas, el ruido será introducido solo en un canal y la capacidad del sistema para rechazar el ruido será mínima.

Es importante además que las longitudes de ambas pistas sean mantenidas a la misma longitud, de lo contrario, las señales pueden llegar al receptor en diferentes momentos y causar problemas de sincronización y rendimiento. Esto es especialmente cierto para señales digitales de conmutación rápida y señales analógicas de alta velocidad. (> 1GHz).

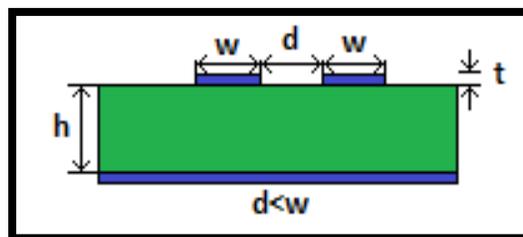


Figura 2. 14 Parámetros a considerar en el trazado de pistas diferenciales.

Al igual que las pistas de conducción sencilla, las pistas diferenciales también tienen una impedancia característica determinada por su inductancia y la capacitancia. Estas impedancias se ven afectadas de diferente manera con respecto a las líneas de transmisión sencillas. La impedancia de este tipo de líneas puede ser calculada por medio de la ecuación:

$$Z_0(\Omega) \approx \frac{60}{\sqrt{0.475\epsilon_r + 0.67}} \ln\left(\frac{4h}{0.67(0.8w + t)}\right) \quad (2. 9)$$

Las líneas de este tipo pueden, asimismo, ser afectadas por la interacción que se forma con la impedancia de la línea contigua.

$$Z_{diff}(\Omega) \approx 2 * Z_0 \left(1 - 0.48e^{\frac{0.96d}{h}} \right) \quad (2.10)$$

La adición de un plano de tierra localizado en la parte inferior de la placa es generalmente utilizado. El principal beneficio es la reducción de la radiación del campo magnético de la señal en la pista.

Si un plano de tierra adyacente es utilizado, es necesario mantener la distancia entre la pista y el plano de tierra equivalente al menos a dos veces el ancho de la pista para minimizar la capacitancia del plano, la cual, puede alterar la impedancia característica de la pista.

Debido a la existencia de capacitancia, una corriente fluirá entre la pista y el plano de tierra adyacente. Para minimizar el flujo de corriente que fluirá por el bucle, la conexión de vías entre ambos planos es indispensable.

2.5.8 Vías

Las vías se utilizan para simplificar el trazado de rutas alrededor de otros componentes o cuando existe una alta densidad de interconexiones. Las vías del mismo modo que las pistas de conducción tienen inductancia y capacitancia, En general estos elementos son ignorados ya que la longitud de las vías es despreciable con respecto a la de la pista, sin embargo, esto puede causar problemas si las señales son de muy alta frecuencia (> 100MHz) o tienen armónicos a altas frecuencias.

Como se sabe, la densidad de corriente de retorno será mayor justo debajo de la pista que transmite la señal. Si el flujo no tiene un camino establecido para el retorno de la corriente, esta encontrará otro camino que puede no ser el más eficiente para cerrar el bucle.

Para minimizar este problema, cada vez que se utilice una vía de señal, se debe de colocar otra de ellas, pero conectada a tierra. Esto permitirá que la corriente de retorno fluya cerca de la corriente de la señal. La señal en una vía fluye a través de un cilindro que teóricamente permitiría el flujo de corriente 360° alrededor de él. Si se utiliza una única vía a tierra para la corriente de retorno, la impedancia característica de la pista se verá ligeramente alterada y puede ocasionar problemas.

2.5.9 Técnicas para el diseño de placas a baja velocidad

Estas técnicas son consideradas como eficientes para frecuencias menores a 1MHz, sin embargo, pueden causar problemas cuando las frecuencias de operación superan los 10MHz.

Colocar planos de tierra en numerosos sitios es una buena opción debido a que reduce la inductancia y crea un capacitor de derivación, no obstante, colocados incorrectamente puede disminuir el rendimiento del sistema.

El uso de anillos de protección para fugas debe evitarse ya que la utilización de esta causa que aparezca una capacitancia adicional en las áreas sensibles de un amplificador y más notablemente en el nodo de la entrada inversora.

Otro de los escenarios a evitar es el uso de resistores de alto valor. Esto se debe a que, aunque pequeñas, capacitancias parásitas pueden aparecer y causar un polo o un cero a frecuencias típicas en los amplificadores de alta frecuencia, esto causando por obvias razones, problemas de estabilidad.

Por último, el minimizar la longitud de las pistas de conducción es preciso para evitar la generación de una inductancia mayor a la propia de la pista que a su vez puede ocasionar problemas de inestabilidad.

2.5.10 Capacitancia parásita

Tener capacitancia parásita es un requisito para crear una impedancia característica en una línea de transmisión. Sin embargo, la generación de una línea de transmisión no siempre es requerida en un circuito. Si una línea de transmisión no es requerida, esta capacitancia puede ser perjudicial para el sistema, ya que puede hacer más lenta la propagación de las señales. En la figura 2.15 se muestran las fuentes de capacitancia parásita en una placa impresa.

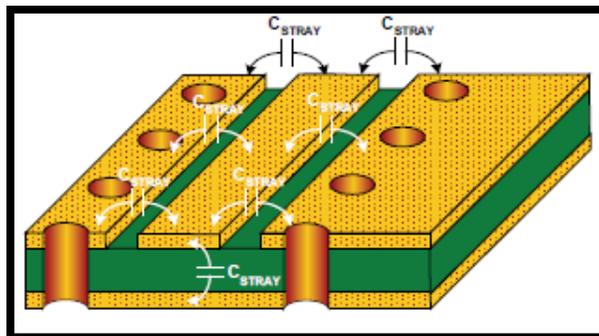


Figura 2. 15 Diagrama de capacitancia parásita.

Para minimizar la capacitancia parásita, es necesario separar el plano de tierra de la pista con la señal. Esto se puede conseguir mediante el aumento de la distancia contra la capa superior o la eliminación total del plano de tierra debajo de la pista. Es importante mencionar que los planos de alimentación de energía se comportan de la misma manera que los planos de tierra, de tal manera, que remover el plano de alimentación de energía es tan importante como remover el plano de tierra en las áreas sensibles. [21]

El nodo inversor de un amplificador operacional es uno de los lugares más sensibles donde el tener capacitancia parásita puede causar serios problemas. Como se ha mencionado, la capacitancia parásita es proclive a causar un cero en la función de transferencia. Si este cero interseca con la respuesta del amplificador en lazo abierto con una pendiente mayor a 40dB/década ocasionará una inestabilidad en el sistema y oscilaciones no deseables.

La manera más eficiente de lograr la estabilidad de un amplificador es reducir el punto de intersección entre la ganancia de ruido y la respuesta de lazo abierto a una curva decreciente de 20 dB / década o lo más cercana posible.

La capacitancia parásita en la salida del amplificador operacional de alta velocidad también puede causar inestabilidad. Esto es causado por el polo formado por la resistencia interna del amplificador y la carga capacitiva. Este arreglo RC hace que se produzca un cero en el lazo de retroalimentación del amplificador. Al igual que la capacitancia parásita en el nodo de entrada inversora, la estabilidad es dictada por la intersección de la ganancia de ruido del amplificador y la ganancia de lazo abierto.

La forma más sencilla de resolver este problema es aislar la carga capacitiva mediante la adición de una resistencia. Otra forma de hacer que el amplificador se estabilice es aumentar la ganancia del amplificador o aumentar la ganancia de ruido del amplificador, las cuales, a su vez, reducirán la tasa de decaimiento a 20 dB / década.

2.5.11 Control térmico

El control de la temperatura es también un parámetro de gran importancia en el diseño de sistemas. La generación de altas temperaturas en las juntas de los circuitos integrados puede reducir sensiblemente la confiabilidad a largo plazo y a menudo suelen ser la razón por la que el sistema falle.

El rendimiento de la pieza generalmente comienza a degradarse en temperaturas extremas, tanto frías como calientes. Las características térmicas de la pieza, la disipación de potencia de los componentes del circuito, su empaquetamiento y en última instancia, el diseño del PCB, son los parámetros que tienen que ser tomados en cuenta para evitar aumentos en la temperatura indeseados.

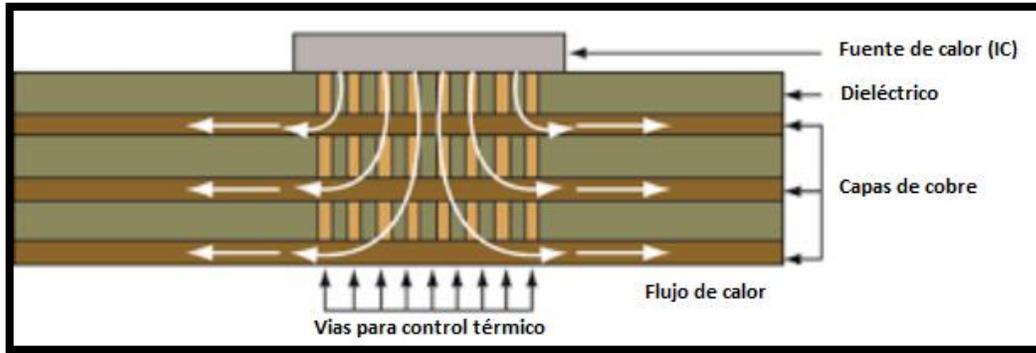


Figura 2. 16 Flujo de calor en una placa con circuito impreso.

Utilizar diferentes planos de cobre en la PCB para la conducción térmica es una excelente manera de eliminar el calor de un IC. El uso de almohadillas térmicas permite la disipación de calor 3 veces mejor que las que no cuentan con ella.

Un punto importante que tomar en cuenta en la manufactura, es la soldadura. Una mala soldadura entre el dispositivo y la almohadilla, y/o de esta al PCB, dará lugar a un aumento de la resistencia térmica y causará el aumento de la temperatura de la unión. [22]

2.6 Oscilador

Un circuito oscilador es aquel capaz de convertir una entrada de corriente directa, en una salida de corriente alterna, la cual puede contener una gran diversidad de frecuencias y formas de onda diferentes.

Un oscilador es básicamente un amplificador con retroalimentación positiva que genera una frecuencia de salida sin necesidad de utilizar la señal de entrada, es decir, es auto sostenible. Este tipo de circuitos se sobreponen a las pérdidas generadas en su circuito resonador. Estas pérdidas pueden ser debidas a la reactancia capacitiva, inductiva o ambas. La ganancia del amplificador en el circuito debe de ser igual o mayor a las pérdidas, esto para que las oscilaciones comiencen y se mantengan aun con las perdidas reactivas. La figura 2.17 muestra la red de retroalimentación necesaria para la construcción de un oscilador.

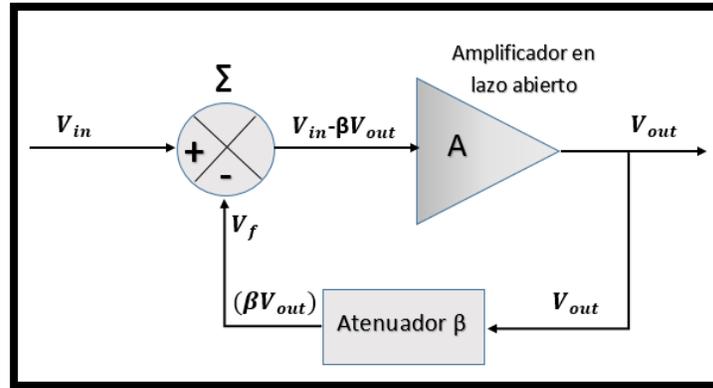


Figura 2. 17 Red de retroalimentación de un oscilador

La frecuencia de los osciladores LC es controlada mediante un circuito resonante capacitivo o inductivo. Los osciladores son clasificados en 2 tipos: osciladores sinusoidales y no sinusoidales. El sistema descrito en esta tesis utiliza un oscilador sinusoidal.

Cuando un voltaje de una misma amplitud, pero una frecuencia variable, es aplicado a un circuito compuesto de un inductor, un capacitor y un resistor, la reactancia generada tanto en la red del capacitor y el resistor como en la del inductor y el resistor, modificará la fase de la señal. Este ángulo de desfase estará definido por la ecuación 2.11.

$$\tan \phi = -\frac{1}{\omega RC} \quad (2.11)$$

A altas frecuencias, la reactancia del capacitor es muy pequeña, teniendo así, un comportamiento similar al de un corto circuito, mientras que la reactancia del inductor será muy alta, comportándose entonces, como un circuito abierto. Entre estos dos extremos la combinación del capacitor y el inductor produce un circuito resonante que tendrá, por tanto, una frecuencia de resonancia (f_r), en la cual tanto la reactancia capacitiva como la inductiva se nulificarán entre ellas, y dejarán solamente la resistencia real del circuito como oposición al flujo de corriente. Esto significará, además, que la corriente permanecerá en fase con el voltaje. En la figura 2.18 se puede observar la configuración de un circuito oscilador del tipo Colpitts.

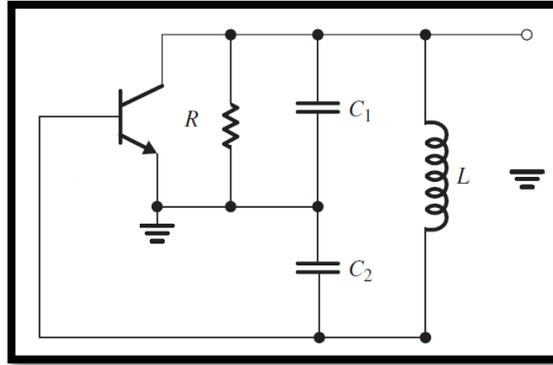


Figura 2. 18 Circuito oscilador tipo Colpitts [23].

Los circuitos osciladores que utilizan elementos activos, como transistores o amplificadores operacionales en conjunción con circuitos resonantes tales como los LC o cristales piezoeléctricos, se encuentran en un intervalo que va de los 100kHz hasta los cientos de gigahertz.

Este tipo de osciladores presentan un factor de calidad más alto que los del tipo RC, permitiendo así una menor pérdida de energía entre oscilaciones, sin embargo, debido a la utilización del principio de resonancia mecánica, estos solo operan a una frecuencia.

Existe una gran diversidad de tipos de cristales que pueden ser utilizados como seleccionadores de frecuencia, sin embargo, el más empleado en los circuitos electrónicos, es el de mineral de cuarzo debido a su gran fuerza mecánica. El tamaño y grosor de una pieza de cuarzo es cuidadosamente controlada debido a su fuerte relación con su frecuencia fundamental de oscilación.

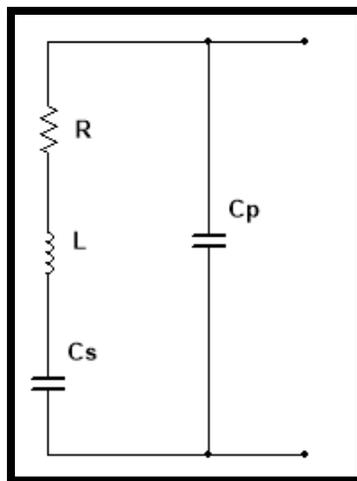


Figura 2. 19 Modelo equivalente de un cristal de cuarzo [23].

En la figura 2.19 se muestra el modelo de circuito equivalente de un cristal de Cuarzo, el cual consta de un circuito RLC serie que representa las vibraciones mecánicas del cristal, en paralelo con la capacitancia C_p que simboliza las conexiones eléctricas del cristal. La impedancia equivalente de un cristal tiene una resonancia serie donde C_s resuena con la inductancia L , a la frecuencia fundamental del cristal. Por tanto, esta frecuencia es llamada frecuencia serie del cristal. Existe además una segunda frecuencia generada cuando L y C_s resuenan con el capacitor en paralelo C_p , llamada frecuencia en paralelo.

En la figura 2.20 se puede observar que, a una frecuencia dada, la interacción entre el capacitor y el inductor crea un circuito resonante serie, reduciendo la impedancia del cristal al mínimo y equivalente al valor del resistor en serie. A frecuencias más bajas que la del cristal, la reactancia es capacitiva y por tanto el cristal tiene un comportamiento similar al de un capacitor.

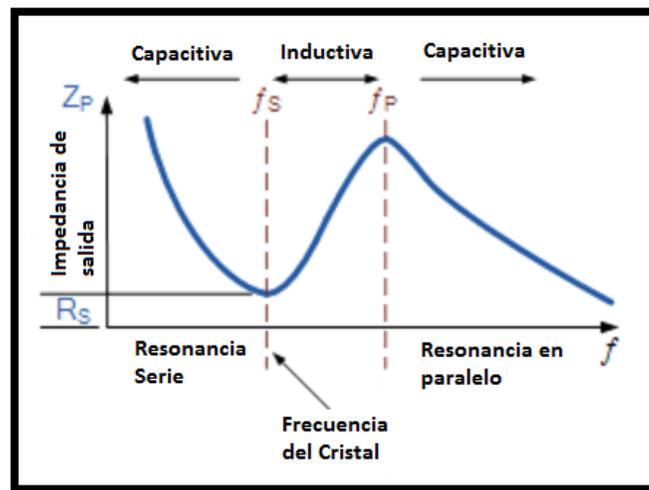


Figura 2. 20 Impedancia del cristal vs Frecuencia [24]

Conforme la frecuencia aumenta a un valor mayor que el de la frecuencia de resonancia, el cristal se comportara como un inductor hasta alcanzar el valor de la frecuencia en paralelo. En este punto, la interacción entre el inductor y el capacitor en paralelo crea un circuito tanque LC y la impedancia entre las terminales del cristal alcanza su valor máximo. Dado que el cristal es capaz de operar tanto en su frecuencia serie como en la paralela, pero no en ambas, el cristal tiene que ser sintonizado.

Las fórmulas para obtener la frecuencia de resonancia serie y paralelo del cristal son:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (2.12)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \left(\frac{C_p C_s}{C_p + C_s}\right)}} \quad (2.13)$$

Aunque un cristal provee una oscilación estable, mientras mayor sea la frecuencia fundamental del mismo, más compleja será su fabricación. Los cristales con frecuencias fundamentales mayores a 35MHz como en el caso de esta aplicación, tienden a ser muy caros y frágiles.

Una alternativa a este inconveniente es sintonizar el cristal a un armónico mayor al fundamental. Los circuitos que son capaces de proveer armónicos nones (3er, 5to, etc.), lo hacen utilizando su frecuencia de resonancia serie [24].

2.7 Comparador

Un comparador es similar en construcción a un amplificador operacional. Tiene dos entradas, una inversora y una no inversora, además de una salida. Está diseñado específicamente para comparar los voltajes entre sus dos entradas. Opera de forma no lineal y en configuración de lazo abierto, proporcionando una tensión de salida lógica de dos estados. Estos dos estados representan el signo de la diferencia entre las tensiones de las dos entradas, incluidos los efectos de la tensión de compensación de entrada del comparador.

La salida del comparador será un "1" lógico si la señal de entrada en el pin no inversor excede a la del pin inversor y un "0" lógico para el caso opuesto. Un comparador se usa normalmente en aplicaciones donde las señales son variables y requieren ser comparadas contra un voltaje de referencia. En la figura 2.21 se muestra el circuito de polarización de un comparador.

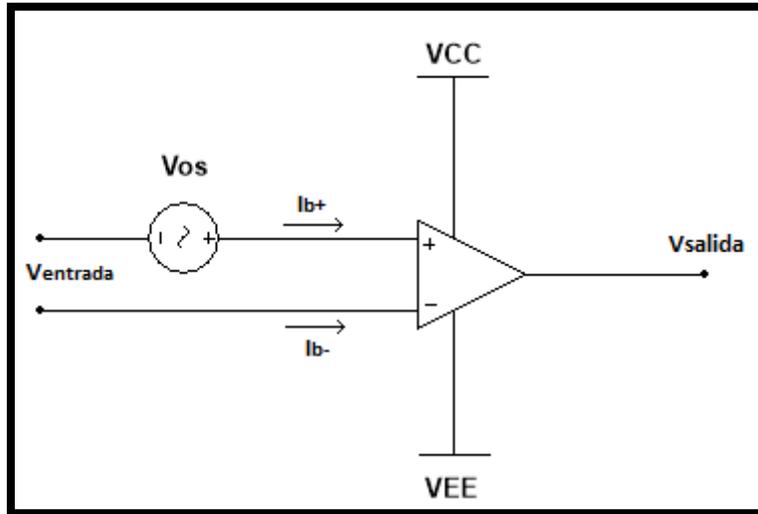


Figura 2. 21 Circuito de polarización de un comparador.

La especificación clave de un comparador es el tiempo de propagación. Este se define como el tiempo requerido para que la salida alcance el 50% de su valor después de que la señal de entrada diferencial cruza el voltaje de compensación [25].

El tiempo de propagación en los comparadores disminuye un poco conforme el voltaje de entrada sobrepasa los rangos de entrada. Esta variación vista como una función del voltaje de entrada es llamada dispersión y se puede apreciar en la figura 2.22.

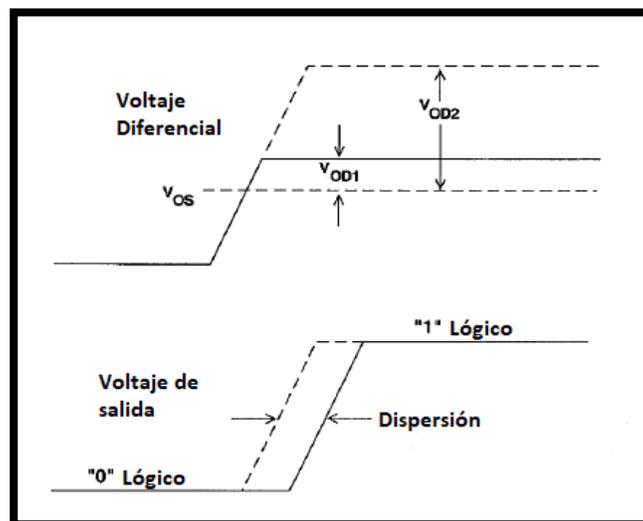


Figura 2. 22 Dispersión de una señal.

La adición de histéresis, definida como la aplicación de una pequeña cantidad de retroalimentación positiva a la función de transferencia del comparador, suele ser útil en un entorno ruidoso o cuando no se desea que el comparador este alternando continuamente entre estados cuando la señal de entrada está cercana al umbral de conmutación. Esto sucede comúnmente cuando se compara una entrada que cambia relativamente lento. La función de transferencia de un comparador con histéresis se muestra en la figura 2.23.

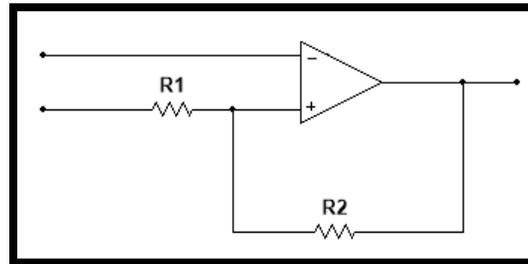


Figura 2. 23 Circuito de comparación con histéresis.

$$Histéresis = \frac{V_s R1}{R1 + R2} \quad (1. 14)$$

2.8 Multivibrador

Los multivibradores son circuitos electrónicos que generan ondas cuadradas o rectangulares; son también llamados osciladores no lineales o generadores de funciones. Estos son construidos mediante el uso de circuitos lógicos secuenciales y su conformación consta básicamente de un circuito con dos amplificadores dispuestos en una configuración de retroalimentación regenerativa.

Los multivibradores oscilan entre un nivel alto y uno bajo, produciendo una salida continua.

Los circuitos lógicos secuenciales que usan una señal de reloj para sincronización son dependientes de la frecuencia y el ancho del pulso para activar su función de conmutación. Estos circuitos también pueden cambiar su estado dependiendo del flanco en que se encuentren.

Existen tres tipos de multivibradores: estables, monoestables y biestables.

2.8.1 Multivibrador Astable

Los multivibradores astables son los más comúnmente utilizados. Este tipo de multivibradores no tiene un estado estable, sino que se mantienen continuamente conmutando entre su estado alto y su estado bajo. Esta continua conmutación produce una onda de salida continua y estable, que la hace ideal para aplicaciones de pulsos de reloj y sincronización.

El ciclo de tiempo está determinado por su constante RC, de tal manera que, la frecuencia de salida puede ser modificada mediante la variación de los valores de resistencia y capacitancia en el circuito.

2.8.2 Multivibrador Monoestable

Los circuitos monoestables o generadores de pulso de un tiro son utilizados generalmente para convertir pulsos cortos en unos más anchos ideales para aplicaciones de sincronización. Los multivibradores monoestables generan un pulso de salida único, este puede ser de un estado alto o bajo. Este tipo de circuito requiere de un disparador externo para poder operar.

El disparador ocasiona que la salida del multivibrador cambie de estado y permanezca así hasta el final del periodo de tiempo determinado por la constante de tiempo integrada por el capacitor y el resistor. Una vez transcurrido este tiempo, automáticamente vuelve a su estado original. Un circuito monoestable solo tiene un estado estable.

2.8.3 Multivibrador Biestable

Los circuitos biestables son circuitos capaces de mantener dos estados estables. Este tipo de multivibradores pasan de un estado a otro solo mediante la interacción de un disparador externo. Este tipo de circuitos son utilizados ampliamente y son comúnmente conocidos como flip-flops SR.

Capítulo 3

Diseño del sistema

El diseño del sistema se basó principalmente en el uso de circuitos de alta frecuencia para la generación del pulso en nanosegundos deseado. Durante el desarrollo, diferentes métodos para llegar al objetivo fueron ensayados. Algunos de estos experimentos son expuestos para referencia del lector acerca de las ventajas y desventajas de cada uno de ellos.

3.1 Módulo de Oscilación

El módulo de oscilación es uno de los más significativos del sistema. Las oscilaciones que son generadas en este subcircuito son conducidas a través de los módulos restantes para obtener la señal deseada. Durante el proceso, se fueron afinando los parámetros esenciales a tomar en cuenta para generar una señal saliente con la capacidad de ser transformada en fases posteriores del sistema sin causar problemas de distorsión.

El primer ensayo de este módulo fue mediante la incorporación de un circuito astable, como lo es el temporizador 555. Este circuito es capaz de generar una forma de onda cuadrada continua con una frecuencia definida por los elementos pasivos que conforman su configuración. Según su hoja de datos, este circuito integrado puede generar una señal con una frecuencia máxima de 1MHz, con niveles de voltaje TTL. [26]

Mediante la implementación física del circuito, se obtuvo una señal con una frecuencia máxima de 887.3 KHz. En esta señal se observa un leve desfase cada que el valor de la capacitancia es disminuido en pro del aumento de la frecuencia. Otro de los inconvenientes observados es que la frecuencia no es estable y se generan sobretiros en los flancos de la señal como se observa en la figura 3.2.

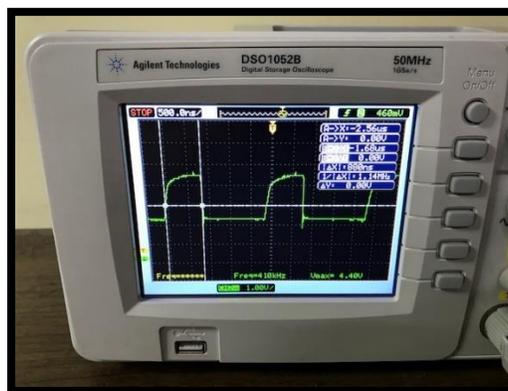


Figura 3. 1 Señal de salida obtenida del temporizador 555.

Con respecto a los niveles de voltaje observados, estos se mantienen dentro de los rangos TTL. Es importante mencionar que el circuito fue realizado con resistores de carbón y una placa de circuito impreso con una sola capa de conducción. En la figura 3.3 se muestra la configuración del circuito temporizador 555.

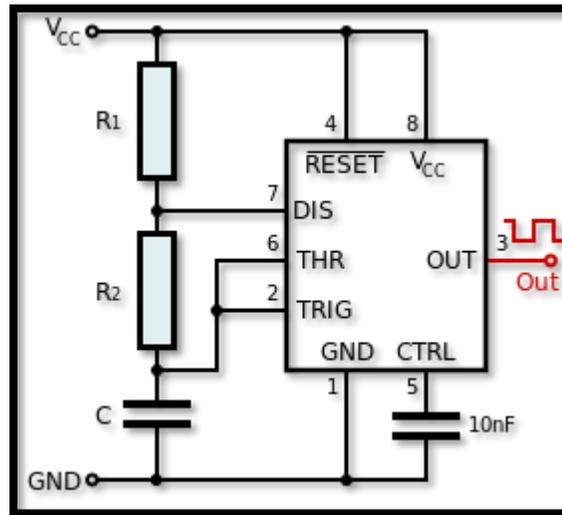


Figura 3. 2 Diagrama de conexión para el temporizador 555.

Se diseñó un circuito oscilador tipo Colpitts, con un cristal de cuarzo para la estabilización de la frecuencia de salida. Este circuito fue calibrado para obtener el máximo rendimiento del cristal. El circuito utilizado se muestra en la figura 3.4.

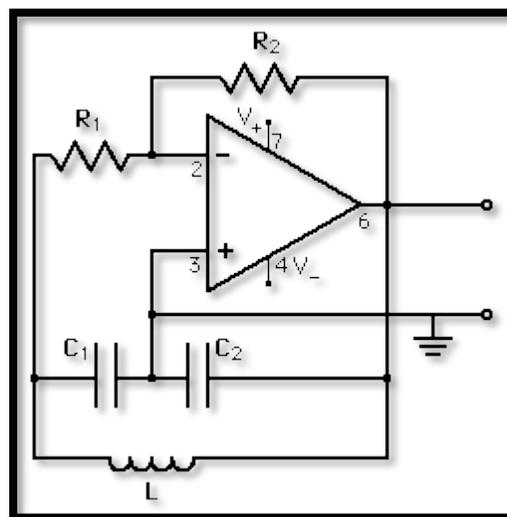


Figura 3. 3 Diagrama de conexión de un circuito Colpitts.

Como se puede observar, se utilizó un amplificador operacional como método de amplificación de la señal de salida debido a su alta impedancia de entrada. En este circuito el cristal de cuarzo es representado como una inductancia debido a que, en conjunción con los capacitores de carga, la señal es desfasada de manera similar al desfase generado en un arreglo LC. La razón de la utilización de un cristal y no de un inductor, es la capacidad del cuarzo de mantener la estabilidad de su frecuencia con una variación menor a las tres partes por millón. La muy alta impedancia de salida del cristal en conjunción con la alta impedancia en la entrada del amplificador operacional, generan un divisor de voltaje en la entrada de este último, que es claramente detectado por el amplificador.

El circuito se montó en una placa con una sola capa de conducción. Es importante mencionar que se utilizaron capacitores cerámicos debido a su baja capacitancia y a su buen comportamiento en altas frecuencia.

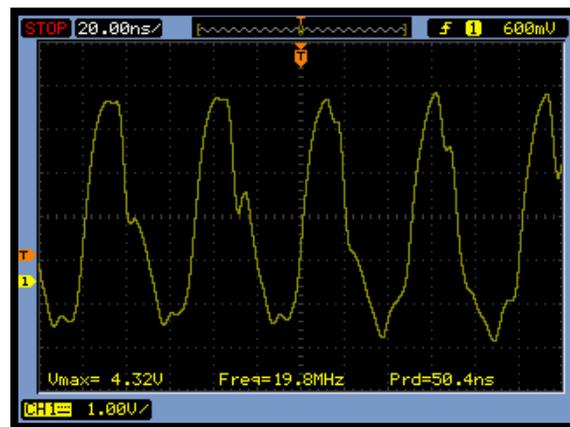


Figura 3. 4 Oscilación generada en el circuito Colpitts.

La figura 3.4 muestra la señal de salida del circuito, la cual posee una frecuencia estable en 19.8 MHz, sin embargo, se observaban caídas repentinas de los niveles voltaje debido a la interferencia de la señal de salida con las señales presentes en el laboratorio. Otro de los problemas observados es que la frecuencia del cristal sufre modificaciones si algún componente del circuito es perturbado mecánicamente.

Adicional a estos inconvenientes también se observó durante los diferentes experimentos realizados que conforme la frecuencia deseada crece, la estabilidad de las ondas de salida disminuye.

Es importante mencionar que la frecuencia máxima obtenida utilizando componentes pasivos como generadores de desfase en los circuitos osciladores, es de 105MHz, esto, mediante la sintonización del cristal en su tercer armónico. El circuito utilizado se muestra en la figura 3.6.

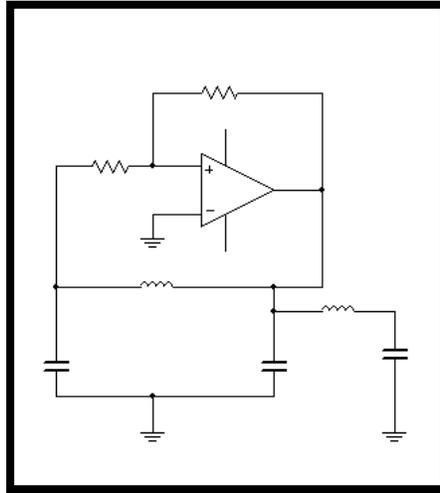


Figura 3. 5 Diagrama de conexión de circuito Colpitts con sintonizador.

Este circuito se ensayó debido a que los cristales que generan ondas por encima de los 35MHz en su armónico principal son difíciles de encontrar, ya que son muy caros y frágiles. El circuito se basó en el propuesto por Analog Devices en su configuración del DSP ADSP-218x. [27]

Un punto importante es que al sintonizar un cristal a su tercer armónico su Resistencia Equivalente Serie (ESR) tiende a aumentar su de por sí ya alta impedancia. Para lograr su sintonización se agregan en paralelo un inductor y un condensador en serie al paralelo tradicional (Colpitts) para forzar la oscilación a la frecuencia de sobre tono marcada en el cristal. Si estos componentes no son agregados al circuito, el cristal oscilará a su frecuencia fundamental, que es aproximadamente un tercio de la frecuencia de armónicos deseada.

El inductor utilizado fue especialmente diseñado para tener bajas pérdidas en altas frecuencias. Aunque comúnmente se utilizan inductores con núcleo de aire, en este caso se utilizó uno con núcleo de ferrita con un alto rendimiento Q.

Aun cuando se logra una señal de frecuencia de 105MHz, esta no es estable y no es lo suficientemente rápida con respecto a la duración del pulso requerido.

3.1.1 Desarrollo del circuito de oscilación

La solución a estos problemas se halló con el uso de un oscilador de 200 MHz fabricado por Fox Xpresso con una estabilidad de ± 20 PPM. Este dispositivo es capaz de proporcionar una salida en los niveles comunes de un CMOS y una corriente máxima de 60mA.

Esto lo logra mediante la incorporación de un amplificador operacional a su salida. Cuenta además con un capacitor supresor de picos que proporciona una mayor estabilidad a la onda generada como se puede apreciar en la figura 3.7.

La configuración de su reloj interno es también realizada por medio de un cristal de cuarzo sintonizado en su tercer armónico. Otro punto que resaltar es que la impedancia de salida de este circuito es de 50Ω , lo cual es de vital importancia para conservar la integridad de la señal a la entrada de la siguiente fase del procesamiento de la señal.

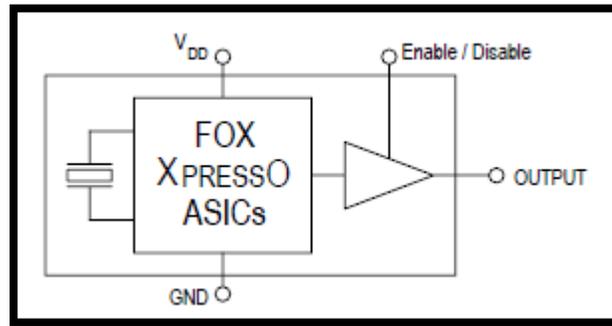


Figura 3. 6 Componentes del oscilador.

El empaquetamiento del circuito es del tipo montaje superficial y por su configuración de pines, evita diafonía entre sus terminales.

3.1.2 Circuito de acoplamiento del oscilador

Para una eficiente comunicación entre dispositivos, fue requerido el diseño de fases de acoplamiento entre los mismos. Debido a que la señal generada por el oscilador es una señal balanceada, el acoplamiento utilizado en esta sección, fue del tipo AC.

Este tipo de acoplamiento permite remover la componente de corriente directa de la señal, mientras que la componente de corriente alterna es transferida. Este filtrado es realizado mediante la inclusión de un capacitor de acople, el cual debe de tener un bajo valor de capacitancia y una buena estabilidad en altas frecuencias. La colocación de un resistor adicional forma la estructura de polarización utilizada como voltaje de modo común en el lado del receptor al capacitor de acople. Es importante notar que para evitar un desacople de impedancias, el resistor debe de tener un valor igual o muy cercano a la impedancia de la pista. En la figura 3.8 se muestra la configuración típica de este tipo de acoplamiento.

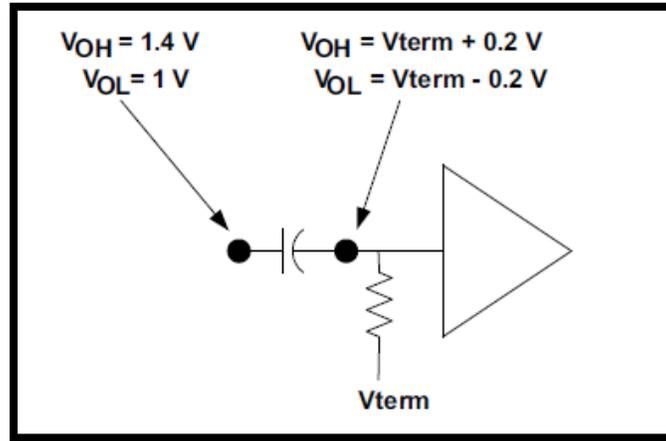


Figura 3. 7 Circuito de acoplamiento AC.

En señales de alta velocidad, el acoplamiento de corriente alterna es el único recomendado para señales balanceadas de corriente directa. En señales no balanceadas, este tipo de acoplamiento genera fluctuaciones en la línea de base cuando se transmiten datos en serie de alta velocidad. Algunos ejemplos de señales balanceadas de corriente directa pueden ser los relojes con ciclos de trabajo al 50%, el código Manchester, y la fibra óptica ANSI 8B/10B. [28]

Como fue asentado con anterioridad, el tipo de voltaje en la salida del oscilador es HCMOS, sin embargo, el voltaje de lectura en la entrada del módulo de conteo es del tipo LVPECL. Esto generó la modificación de algunos valores tanto de la capacitancia como de la resistencia utilizados en el circuito de acoplamiento, además de modificaciones en el voltaje de modo común inyectado al sistema.

En un acoplamiento usual LVPECL - LVPECL, una resistencia de 150Ω es utilizada para polarizar la salida del emisor a un voltaje de $V_{CC} = 1.3V$. Este valor se debe a que, de acuerdo con los intervalos más comúnmente utilizados para el manejo de señales de este tipo, el voltaje medio se encuentra muy cercano a este valor. La combinación de los resistores de 83Ω y 130Ω forman la terminación adecuada a la línea de transmisión y establecen el voltaje de modo común del receptor en 2V. La figura 3.9 muestra el circuito de acoplamiento utilizado.

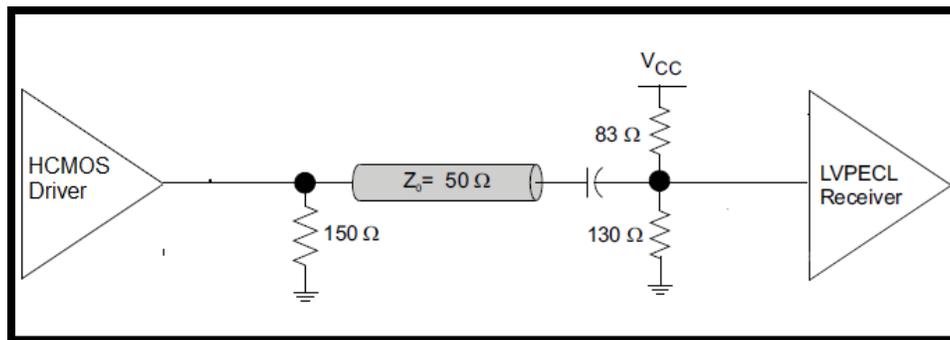


Figura 3. 8 Circuito de acoplamiento AC entre señales HCMOS – LVPECL.

3.2 Módulo de Conteo

Un contador es definido como un registro especializado o generador de patrones que es capaz de producir un patrón de salida específico o una secuencia de valores binarios (o estados) tras la aplicación de una señal de pulso de entrada llamada "Reloj".

Los contadores se forman conectando entre si circuitos flip-flops. Dependiendo del número de flip-flops que sean conectados será la magnitud de la división de la frecuencia de entrada. Esta frecuencia va siendo dividida en un factor de 2^n . De tal manera que un contador de 4 bits será capaz de dividir la frecuencia de entrada entre 16, como se puede observar en la figura 3.10.

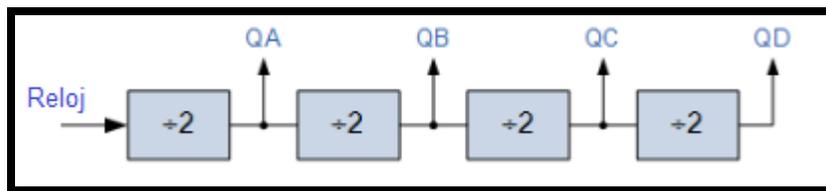


Figura 3. 9 Interconexión de flip-flops para formar un contador.

Habitualmente los contadores son circuitos lógicos que pueden incrementar o disminuir un conteo por uno, pero cuando se usan como contadores de división, pueden dividir la frecuencia de los pulsos de entrada y generar a su salida pulsos con una frecuencia menor. Dependiendo del número de flip-flops será la capacidad de división que tendrá el contador.

Los contadores se dividen en 2 tipos, los síncronos y los asíncronos. La principal diferencia entre ambos es la fuente en donde los flip-flops que los componen reciben el disparo de entrada para modificar su salida.

Un contador síncrono, a diferencia de un contador asíncrono, es aquel cuyos bits de salida cambian de estado simultáneamente. La única forma en que se puede construir un circuito de este tipo es conectando todas las entradas de reloj juntas, de modo que cada flip-flop reciba un pulso al mismo tiempo como se muestra en la figura 3.11.

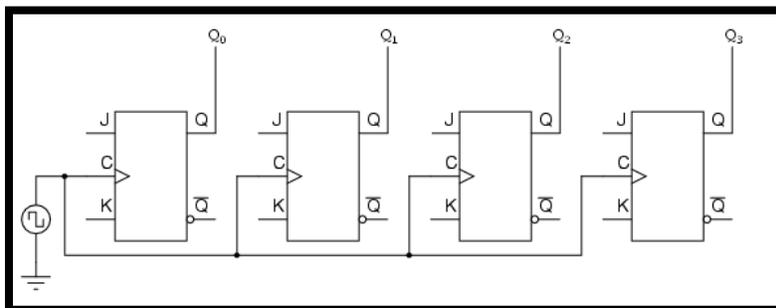


Figura 3. 10 Contador síncrono

El resultado de esto es que el contador asíncrono sufre de lo que se conoce como "Retardo de propagación" en el que la señal de temporización se retrasa una fracción de tiempo a través de cada flip-flop, a diferencia del contador síncrono en el cual, como resultado de la sincronización de sus entradas, todos los bits de salida individuales cambian de estado exactamente al mismo tiempo en respuesta a la señal de reloj común sin retardo de propagación.

El contador utilizado para esta aplicación es uno del tipo síncrono de alta velocidad. Además de esto, esté fue diseñado con un pin de control que lo hace ideal para ser usado como un divisor de frecuencia programable de 8 bits. El pin de entrada TCLK es el encargado de dar la instrucción de cargar los datos presentes en los pines del puerto paralelo al llegar el conteo a un estado alto en todas sus salidas. Cuenta además con un pin de salida que provee un flanco de bajada cada vez que el contador es desbordado y posteriormente reseteado. Debido a que la retroalimentación estaba integrada en el chip, la operación de división de frecuencia se ejecutaba a casi la misma frecuencia que la de entrada del dispositivo. La figura 3.12 muestra los pines que constituyen al contador.

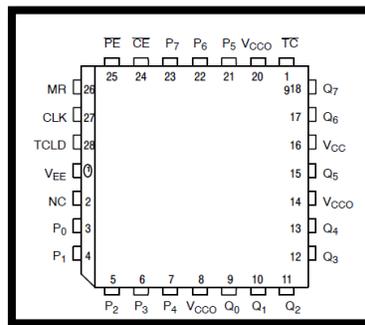


Figura 3. 11 Pines del contador

La aplicación de un contador como mecanismo de división de frecuencia, hace posible el poder controlar la tasa de repetición de los pulsos a la salida del sistema.

Existen cuatro bloques en los que pueden ser separadas las funciones de los pines del contador:

- Pines de alimentación
- Pines de control
- Pines del puerto paralelo
- Pines de salida

Además de estos bloques, el pin de desbordamiento debe ser tomado como una entidad separada a las demás debido a su importancia para el funcionamiento del circuito.

3.2.1 Pines de alimentación

Los pines de alimentación como su nombre lo dice, fueron los encargados de proveer la energía necesaria al sistema para que este pueda realizar su funcionamiento. La alimentación requerida por el fabricante es de 5V. En la imagen 3.13 se puede observar además que se le incluyo a cada pin un capacitor de desacople para evitar que las señales de alta frecuencias a las que está siendo sometido el sistema puedan ingresar al dispositivo y ocasionar problemas.

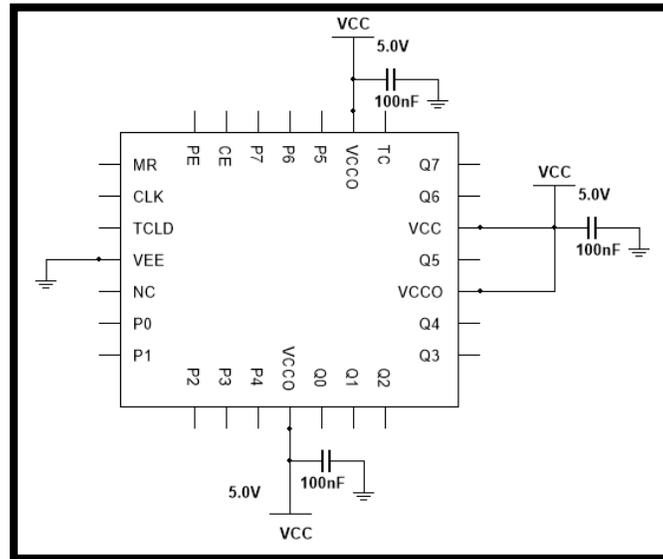


Figura 3. 12 Conexión de los pines de alimentación del contador.

3.2.2 Pines de control

El bloque de pines de control consta de cuatro de ellos. El primero es el de reseteo general. Este pin es el encargado de regresar a cero todas las salidas del contador sin importar la fase del conteo en que se encuentre el sistema. Este pin, además, es del tipo asíncrono de tal manera que no requiere un flanco de sincronía para activar su funcionalidad. En la figura 3.14 se puede observar que está conectado a tierra, permitiendo que el conteo continúe su curso con normalidad.

El segundo pin de control es el de habilitación de conteo, el cual activa o desactiva el contador. Esta funcionalidad permite que, si es necesaria una pausa en cualquier parte del proceso, esta pueda ser aplicada sin perder la cuenta. En la figura 3.14 se puede observar que esta entrada está conectada directamente a tierra debido a que es del tipo negada, de tal manera que, para permitir el proceso de conteo, tiene que ser introducido a su entrada un nivel bajo de voltaje.

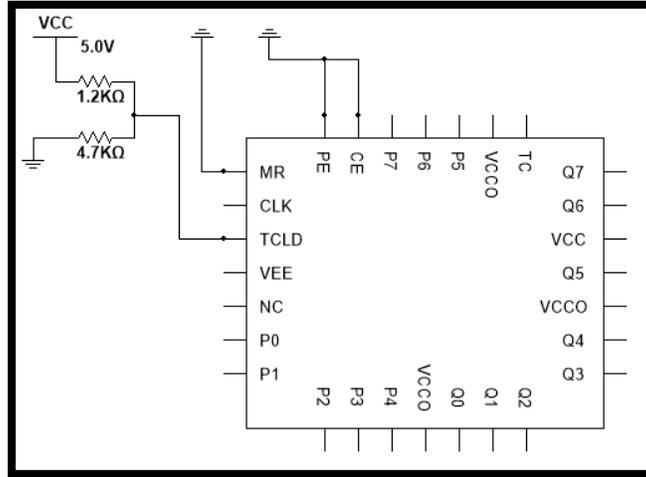


Figura 3. 13 Conexión de los puertos de control.

El tercer pin es el de habilitación del puerto paralelo. El contador al ser del tipo síncrono programable es capaz de contar la cantidad de pulsos definidos por el usuario. Este pin al igual que el de habilitación del conteo es del tipo negado y permite que la información presente en los pines de entrada sea introducida al contador.

El cuarto y último pin de control es el de carga del valor del puerto paralelo. Este pin al igual que los demás es del tipo ECL, lo que exige que el voltaje de entrada tenga que estar definido en ciertos niveles para que este pueda ser reconocido por el contador. En este caso, para que el contador considere que se le está introduciendo un nivel alto, el voltaje tiene que encontrarse entre 3.8 y 4V. La forma de evitar la adición de una nueva fuente de alimentación es generando la tensión necesaria en el pin mediante un divisor de voltaje alimentado por la misma fuente del contador.

La secuencia en que los diferentes valores tienen que ser introducidos en cada uno de los pines de control, así como su respuesta, se muestran en la siguiente tabla de verdad del contador.

| Función | CE | PE | TCLD | MR | CLK |
|--|-----------|-----------|-------------|-----------|------------|
| Carga del puerto paralelo | X | L | X | L | Z |
| Cuenta continua | L | H | L | L | Z |
| Carga del puerto paralelo en TC | L | H | H | L | Z |
| Reset | X | X | X | H | X |

Tabla 3. 1 Tabla de verdad del contador.

Como se puede observar en la tabla 3.1, el primer paso para la programación del contador es la inyección de un nivel bajo de voltaje a la entrada de habilitación del puerto paralelo. Esta entrada permitirá que los flip-flops puedan adoptar los niveles que le son introducidos en sus respectivas entradas.

Después de que los valores son almacenados en los flip-flops, se procede a mandar un estado alto al pin de habilitación del puerto paralelo, y mandar un nivel alto también a la entrada de carga del puerto paralelo.

Una vez que el contador ha sido programado, se procede a realizar la cuenta continua, la cual se inicia mediante la inyección de un estado bajo al pin de habilitación de la cuenta y un estado alto al pin de carga del puerto paralelo. Como se comentó, el pin de reseteo general es asíncrono, de tal manera que puede regresar todos los flip-flops a cero en cualquier instante.

3.2.3 Pines del puerto paralelo

Los pines del puerto paralelo son los encargados de recibir las combinaciones de niveles de voltaje que serán posteriormente traducidos como el número de pulsos que el contador contará antes de desbordarse. Estos pines son del tipo ECL, por lo que para que el contador pueda reconocerlos como un nivel alto o bajo, las señales en ellos deben de estar entre ciertos niveles de entrada, de tal manera que los voltajes que se les tienen que suministrar deben encontrarse entre los valores de 3.8 y 4.1V.

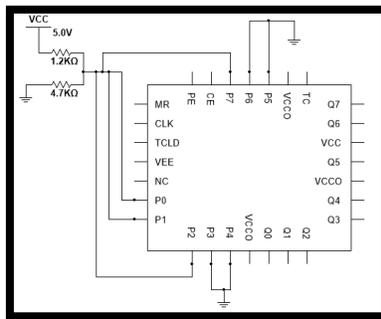


Figura 3. 14 Conexión de los pines del puerto paralelo.

La configuración de los pines del puerto paralelo utilizada se muestra en la figura 3.15. Los valores introducidos en ellos para estar en sincronía con la imagen son:

| P7 | P6 | P5 | P4 | P3 | P2 | P1 | P0 |
|----|----|----|----|----|----|----|----|
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |

Tabla 3. 2 Valores introducidos al puerto paralelo.

El valor del conteo será el resultado de la resta de 255 menos el valor introducido en los pines del puerto paralelo, en este caso serán necesarios 121 pulsos a la entrada CLK del contador para desbordar a este, como se muestra en la ecuación 3.1.

$$256 - 121 = 87_{16} = 10000111 \quad (3.1)$$

3.2.4 Pines de salida

Los pines de salida son las salidas individuales de cada uno de los flip-flops que conforman el contador. Estas salidas se van modificando conforme el conteo es realizado. Dependiendo de la aplicación, estas salidas pueden ser utilizadas o no. En el caso de esta aplicación no fueron necesarias. Es importante mencionar que también son del tipo ECL, por lo que sus rangos de voltaje para un nivel alto se encontraran entre 3.9 y 4.1V y para un nivel bajo entre 3.0 y 3.3V.

3.2.5 Pin de desbordamiento

El pin de desbordamiento es el encargado de generar una señal de salida cada vez que el contador es desbordado. Como se puede apreciar en la imagen 3.16, este pin permanece en un estado alto mientras se realiza la cuenta, sin embargo, al momento en que todas las salidas de los flip-flops adoptan un nivel alto, manda un flanco de bajada y resetea el contador hasta el valor preestablecido en el puerto paralelo (si así fue configurado). Esta variación en sus niveles sucede en la frecuencia determinada por la señal de reloj administrada al contador.

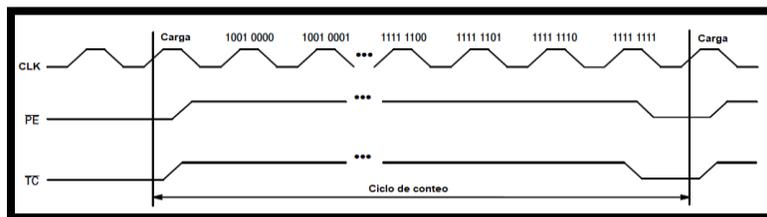


Figura 3. 15 Relación de entradas CLK y PE con respecto al pin de desbordamiento TC

Es importante mencionar que la configuración de las entradas y salidas del contador de manera manual solo fue realizada con el objetivo de probar los circuitos. Como se explicará en la sección 3.5.2, la conexión final de estos pines es realizada a un microcontrolador, el cual, definiría los valores de conteo del sistema.

3.3 Módulo de Multi-vibración

Durante el desarrollo de este trabajo, diferentes estrategias para la generación del pulso fueron examinadas. Entre ellas se encuentran, el diseño de un circuito multivibrador astable, uno monoestable y el uso de un comparador como generador del pulso.

3.3.1 Circuito de comparación para la generación del pulso

Este fue el primer circuito desarrollado para la generación del pulso. La elección de esta estrategia se debió a la capacidad de los circuitos comparadores de poder ser utilizados para convertir una onda alterna en un tren de pulsos.

Un comparador es similar a un amplificador operacional. Tiene dos entradas: la entrada inversora y la no inversora, además de una salida. Sin embargo, este circuito está específicamente diseñado para comparar los voltajes entre sus dos entradas. Por lo tanto, opera de forma no lineal. En la figura 3.17 se muestra la representación de un circuito de comparación.

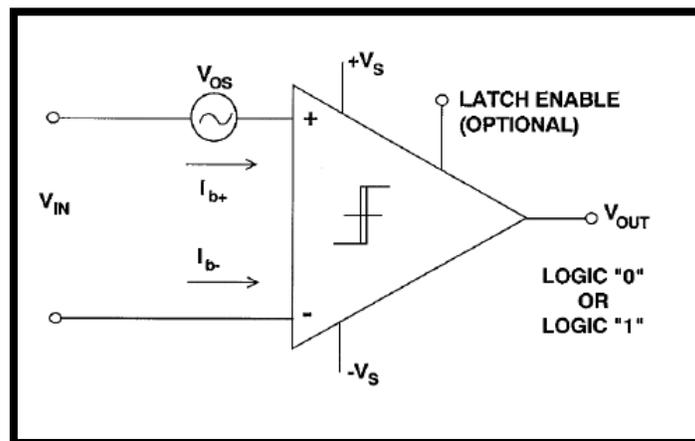


Figura 3. 16 Representación convencional de un comparador.

Este tipo de circuitos operan en lazo abierto, proporcionando una tensión de salida lógica de dos estados. Estos dos estados representan el signo de la diferencia de niveles de voltaje neta entre sus dos terminales de entrada (incluidos los efectos del voltaje de compensación de entrada del comparador). Por lo tanto, la salida del comparador será un "1" lógico si la señal en la entrada no inversora excede la señal en la entrada inversora y un "0" lógico para el caso opuesto.

La estrategia consiste en poder suministrar una onda senoidal de alta frecuencia a la entrada no inversora del comparador y una señal de corriente directa a la entrada inversora. Como se puede suponer, el propósito de utilizar un circuito de este tipo es la de lograr mantener una señal de corriente directa con un voltaje muy cercano a la cresta de la señal senoidal de tal manera que, cuando la señal senoidal exceda el valor de la señal en DC, el comparador tendrá a su salida un pulso positivo con un ancho equivalente al tiempo que la señal de la entrada no inversora sea mayor que la inversora, como se puede observar en la figura 3.18.

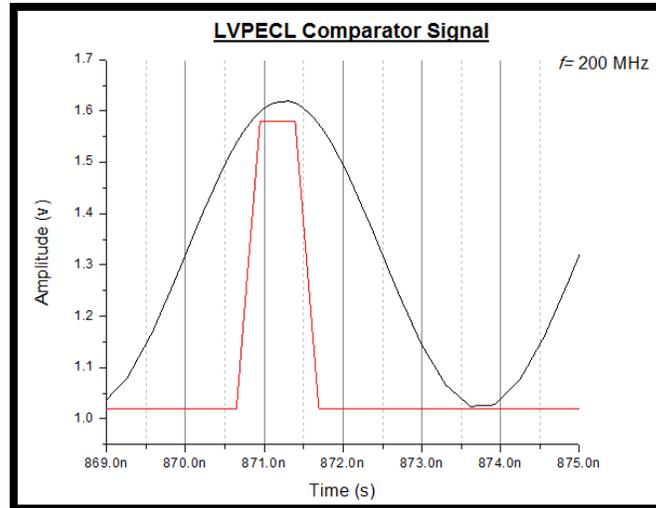


Figura 3. 17 Señal esperada en el comparador.

La primera condición por tomar en cuenta para la aplicación de esta estrategia es la definición de la frecuencia a la que tendrá que estar la onda senoidal para que el comparador sea capaz de generar a su salida un pulso en el orden de los nanosegundos.

Tomando en cuenta la equivalencia entre periodo y frecuencia dada por la ecuación 3.2,

$$f = \frac{1}{T} \quad (3. 2)$$

Y debido a la señal del oscilador de 200 MHz, el comparador tendrá entonces que ser capaz de conmutar entre niveles, en un tiempo menor al 20% de la duración de la señal senoidal de entrada, es decir, si el periodo de la señal de entrada es de cinco nanosegundos, el 20% de ese tiempo entonces será igual al nanosegundo deseado.

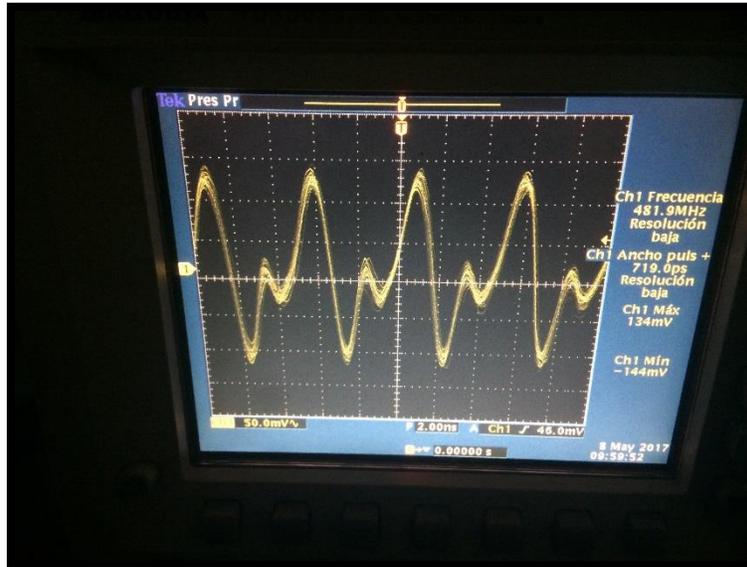


Figura 3. 18 Salida del comparador con una señal en la entrada a 200MHz.

El principal problema que surge con este circuito es la inestabilidad causada al colocar demasiado proxima la señal de DC a la cresta de la señal alterna de entrada, lo cual en ocasiones es detectado por el osciloscopio como un incremento en la frecuencia, como se puede observar en la figura 3.19.

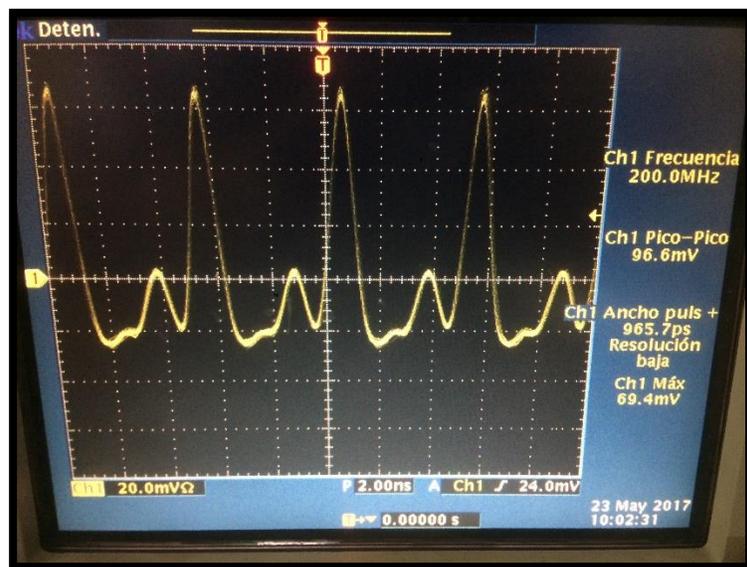


Figura 3. 19 Señal de salida del comparador con una entrada a 200MHz.

Otro de los problemas generados, son los excesivos rebotes de la señal ocasionados por el desacople de impedancias como se puede observar en la figura 3.20. Para solucionar este problema se añadió histéresis al circuito de manera que se evitaran dichas variaciones.

La adición de histéresis es la aplicación de una pequeña cantidad de retroalimentación positiva, a la función de transferencia del comparador y suele ser útil en un entorno ruidoso, o cuando no es deseable que el comparador pueda alternar continuamente entre estados cuando la señal de entrada está en o cerca del umbral de conmutación. El ruido puede hacer que la salida cambie entre niveles en repetidas ocasiones. La función de transferencia de un comparador con histéresis se muestra en la figura 3.20.

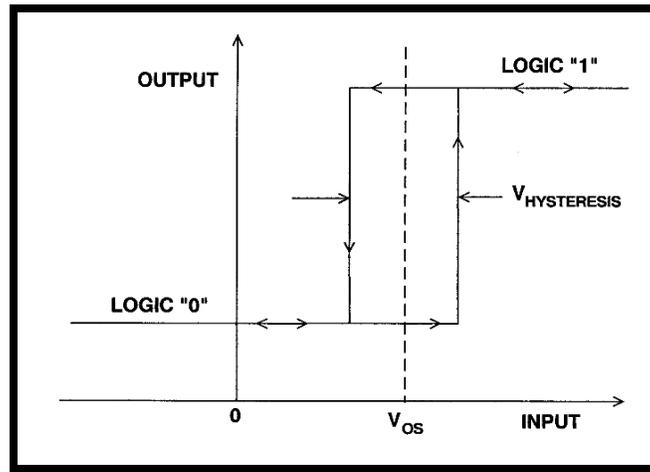


Figura 3. 20 Función de transferencia de un comparador con histéresis.

Si la tensión de entrada se acerca al umbral de conmutación V_{OS} desde la dirección negativa, la salida del comparador cambiará de "0" a "1" cuando la entrada cruce $V_{OS} + V_{HYSTERESIS}/2$. Este nuevo umbral de conmutación ahora se convierte en $V_{OS} - V_{HYSTERESIS}/2$. La salida del comparador permanecerá en estado "1" hasta que se cruce el umbral $V_{OS} - V_{HYSTERESIS}/2$, proveniente de la dirección positiva. El ruido de entrada que se centra alrededor de V_{OS} no hará que el comparador cambie de estado a menos que exceda la región delimitada por $V_{OS} \pm V_{HYSTERESIS}/2$.

Si bien se reduce la inestabilidad de circuito mediante la adición de histéresis, un problema adicional es el tiempo de propagación. Este se define como el tiempo requerido para que la salida alcance el 50% del valor final de transición, después de que la señal de entrada diferencial cruce la tensión de conmutación como se muestra en la figura 3.22.

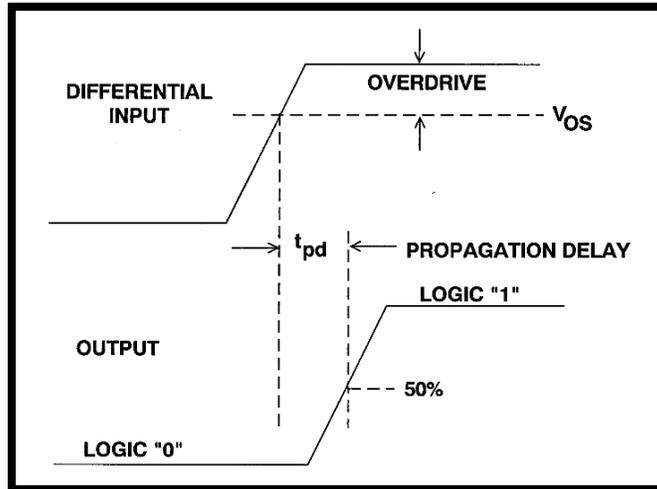


Figura 3. 21 Representación del tiempo de propagación.

El tiempo de propagación en los comparadores prácticos disminuye a medida que aumenta la saturación de la entrada. Esta variación en el retardo de propagación como una función de sobremarcha, se llama dispersión y se muestra en la figura 3.23.

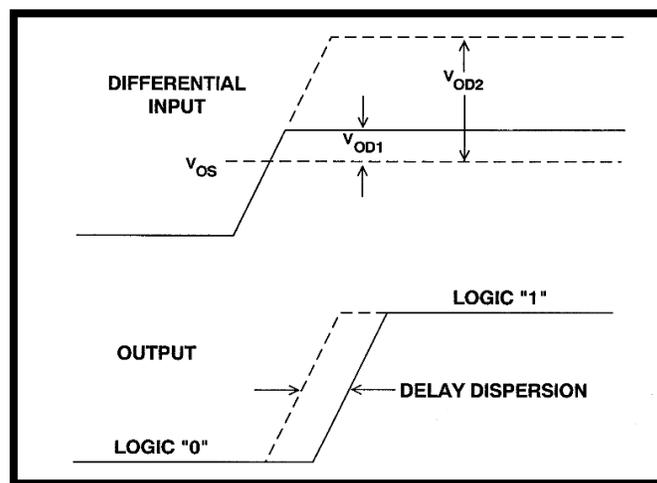


Figura 3. 22 Representación del tiempo de propagación en función de la sobremarcha.

Debido a este tiempo de propagación en la señal de salida del comparador, la utilización de esta estrategia no es de utilidad ya que el desfase ocasionado es de gran menoscabo para aplicaciones de tiempo tan específicas como las requeridas en este trabajo.

3.3.2 Circuito de multivibración biestable

Otro de los sistemas experimentados para la generación del pulso, es el de un circuito de multivibración biestable. Los multivibradores son circuitos regenerativos secuenciales síncronos o asíncronos que se utilizan ampliamente en aplicaciones de temporización electrónica.

Los multivibradores producen una forma de onda de salida que se asemeja a la de una onda cuadrada simétrica o asimétrica y como tal, son los generadores de ondas cuadradas más comúnmente utilizados. Los multivibradores pertenecen a una familia de osciladores comúnmente llamados osciladores de relajación.

En términos generales, los multivibradores discretos consisten en un circuito de conmutación de acoplamiento cruzado de dos transistores, diseñado para que una o más de sus salidas sean realimentadas como entrada al otro transistor mediante una red formada por un resistor y un condensador conectados entre sí para producir el tanque de retroalimentación del circuito. Esta configuración se muestra en la figura 3.24.

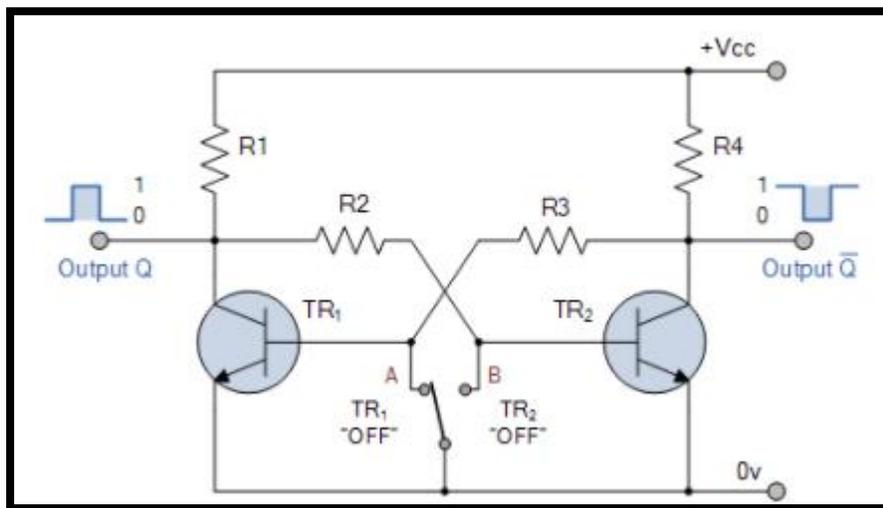


Figura 3. 23 Circuito multi-vibrador biestable.

Los multivibradores tienen dos estados eléctricos diferentes, un estado de salida "ALTO" y un estado "BAJO" que les da un estado estable o cuasi-estable dependiendo del tipo de multivibrador. Un circuito multivibrador biestable es especialmente utilizado para la generación de pulsos cortos o bien, largos, ya que su configuración le obliga a ser disparado por medio de impulsos eléctricos externos independientes.

Los multivibradores biestables como su nombre lo dice, tienen dos estados estables y son capaces de mantener un estado a su salida definido hasta que se aplique un impulso eléctrico externo que lo force a cambiar.

Como se estableció con anterioridad, el objetivo final del sistema requerido en este trabajo es el de proveer un pulso eléctrico en el orden de los nanosegundos con una tasa de repetición variable controlada por el usuario.

Para la función de este circuito es requerido que el disparo externo posea dos frecuencias diferentes, una que definirá la tasa de repetición del pulso y otra el ancho del pulso. En la práctica resulto imposible sincronizar ambas frecuencias en una sola entrada del multivibrador, de tal manera que se recurrió a otro tipo de multivibrador, el monoestable.

3.3.3 Circuito de multivibración monoestable

El último sistema que fue probado para la generación del pulso fue el de multivibración monoestable. Los multivibradores monoestables tienen un solo estado estable y producen un solo pulso de salida cuando se activan externamente. Los multivibradores monoestables solo regresan a su estado original y estable después de un período de tiempo determinado por la constante de tiempo de un circuito acoplado RC.

Este tipo de circuitos, se utilizan para generar un pulso de salida único de un ancho especificado, ya sea alto o bajo cuando se aplica un pulso de eléctrico externo adecuado.

Esta señal de disparo inicia un ciclo de temporización que hace que la salida del monoestable cambie su estado al comienzo del ciclo de temporización y permanezca en este segundo estado.

El ciclo de temporización del monoestable está determinado por la constante de tiempo del condensador de temporización, C y la resistencia, R . El multivibrador monoestable permanecerá en este estado estable original indefinidamente hasta que se reciba otro pulso de entrada o señal de disparo.

Los multivibradores monoestables pueden producir un impulso muy corto o una forma de onda rectangular mucho más larga cuyo flanco de subida aumenta en el tiempo cuando un impulso de disparo es aplicado externamente y cuyo flanco de bajada es dependiente de la constante de tiempo RC de los componentes de realimentación utilizados.

Esta constante de tiempo RC puede variarse para producir una serie de impulsos que tienen un retardo de tiempo definido y controlado en relación con el pulso de disparo original, como se muestra en la figura 3.25.

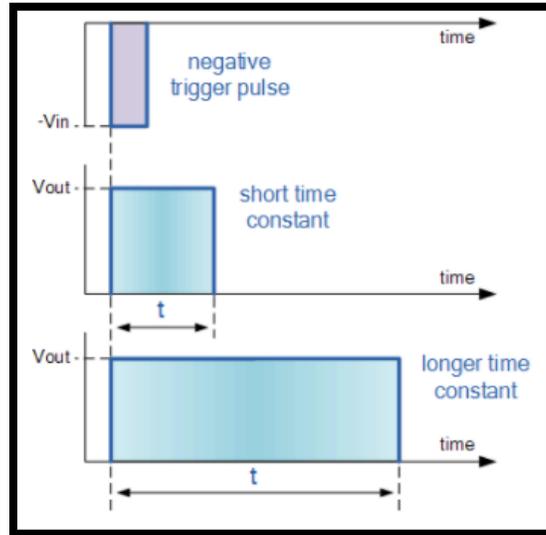


Figura 3. 24 Duración del estado inestable en un multi-vibrador en dependencia de RC.

El propósito de utilizar un circuito multivibrador monoestable es el de tener la capacidad de inicializar el pulso de salida cuando sea requerido, con esto se asegura el cumplimiento del requerimiento de control de la tasa de repetición.

Uno de los problemas que surgen con la elección de este método, es el de encontrar un dispositivo capaz de regresar el circuito a su estado estable en un tiempo no mayor a 5 nanosegundos. La complejidad proviene de encontrar los componentes pasivos adecuados para generar una constante de tiempo tan corta.

Para conseguir una constante de tiempo RC de 5 nanosegundos, los valores de capacitancia y resistencia en el circuito de retroalimentación tendrán que poseer valores muy pequeños. La consecución de un tiempo tan corto no pudo ser conseguida debido a las tolerancias en los valores definidas por los fabricantes, además de las adiciones de resistencia y capacitancia en el momento de interactuar en la placa.

Debido a este problema, fue indispensable buscar un dispositivo que por la naturaleza secuencial del sistema fuera capaz de retornar la señal del circuito a su estado estable independientemente de si la constante de tiempo había llegado a su final.

Una vez que el dispositivo fue adquirido, se generó una nueva incógnita: de qué modo se podría generar el disparo externo en la terminal de retorno anticipado, de tal manera que este estuviera desfasado con respecto al disparo de inicialización en solo unos cuantos nanosegundos de diferencia.

La forma en que se logró dicho desfasamiento en el disparo se describe en la sección 3.3.4.

El multivibrador elegido para esta aplicación fue un monoestable con entradas de disparo tipo Schmitt. La configuración de sus pines se muestra en la figura 3.25.

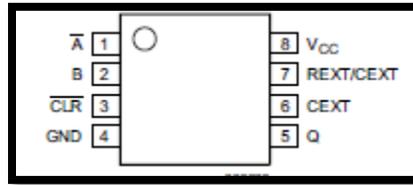


Figura 3. 25 Configuración de pines del multivibrador.

El ancho de pulso de salida en este dispositivo es controlado por medio de tres métodos:

1. El pulso básico programado mediante la selección de una resistencia externa (REXT) y condensador (CEXT).
2. Una vez activado, el ancho de pulso de salida básico puede extenderse volviendo a disparar la entrada negada (A) o la entrada no negada (B). Mediante la repetición de este proceso, el período de pulso de salida (Q) puede extenderse una duración tan larga como se requiera.
3. Una conexión interna de CLR a las puertas de entrada hace posible regresar la señal de salida a su estado inicial en cualquier instante mediante un flanco de bajada en la entrada CLR. Este flanco también inhibe el disparo de las entradas tipo Schmitt.

En la tabla 3.3, se muestran los valores de ancho de pulso que es capaz de generar el multivibrador en su modo de terminación anticipada. El voltaje de alimentación elegido fue de 3.3V. Este voltaje es el adecuado para lograr el pulso más estrecho que el multivibrador es capaz de suministrar, además de esto, este voltaje es el mismo con el que las demás fases del sistema están siendo alimentadas proveyendo así una ventaja sustancial al evitar la necesidad de fuentes de potencia adicionales.

| CLR = Bajo | Duración del pulso máxima (ns) | Duración del pulso mínima (ns) |
|------------------------|--------------------------------|--------------------------------|
| Vcc=1.65V a Vcc= 1.95V | 8.0 | 8.0 |
| Vcc=2.3V a Vcc= 2.7V | 4.0 | 4.0 |
| Vcc=3.0V a Vcc= 3.6V | 3.0 | 3.0 |

Tabla 3. 3 Duración del pulso de salida del multivibrador

En la figura 3.26 se puede observar el símbolo lógico del multivibrador. Aquí es importante hacer notar la conexión de las tres entradas de control del multivibrador en una compuerta AND antes de ingresar al dispositivo.

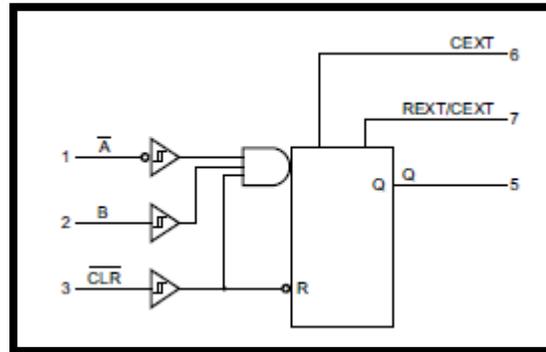


Figura 3. 26 Símbolo lógico del multivibrador

El uso de la tabla de verdad es de vital importancia debido a la complejidad para lograr la correcta sincronía de los sistemas que proveen señales de control al multivibrador. La tabla de verdad del multivibrador se muestra en la tabla 3.4.

| Entrada | | | Salida |
|---------|---|---|--------|
| CLR | A | B | Q |
| L | X | X | L |
| X | H | X | L |
| X | X | L | L |
| H | L | ↑ | Pulso |
| H | ↓ | H | Pulso |
| ↑ | L | H | Pulso |

Tabla 3. 4 Tabla de verdad del multivibrador

En la imagen 3.27 se pueden observar los diferentes valores que puede adoptar la salida del multivibrador en dependencia de sus entradas. Para generar la primera transición de un estado estable a uno inestable, se requiere que la entrada no negada (A), reciba un flanco de subida en conjunción con un estado bajo en la entrada negada (B). Esto además de contar con un estado estable en la entrada de terminación anticipada (CLR).

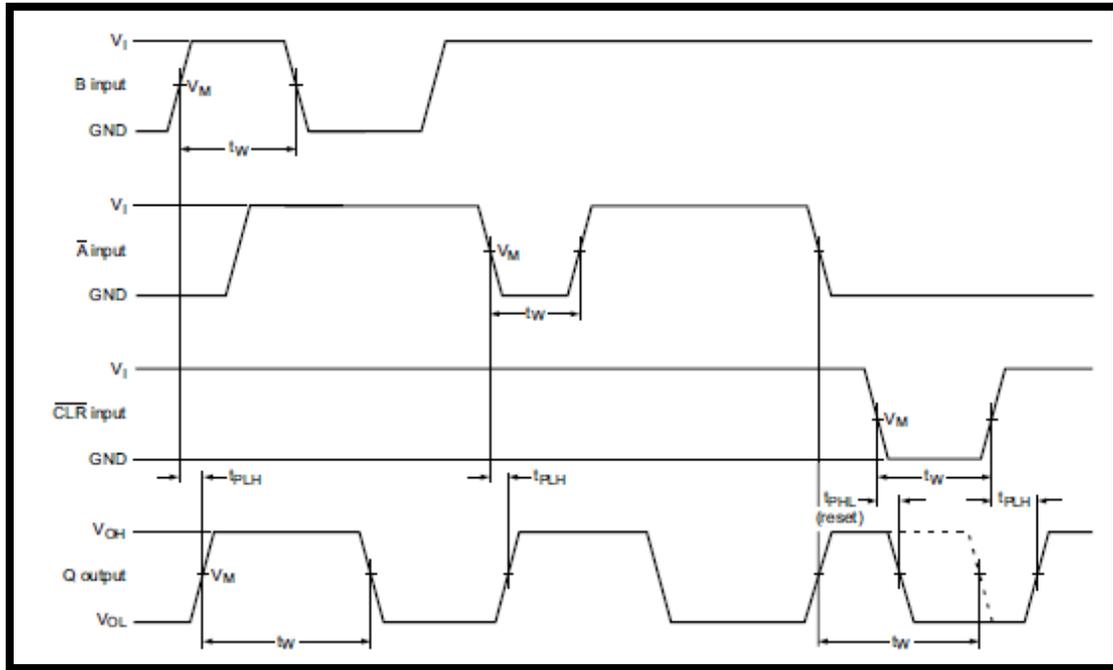


Figura 3. 27 Diagrama de tiempos del multivibrador

Se puede observar que la duración del pulso (t_w), está directamente definido por la constante de tiempo RC añadida al sistema. Es importante mencionar que una vez que el pulso ha sido iniciado, ningún cambio en las señales de entrada ocasionara un cambio en el pulso de salida, siempre y cuando CLR se mantenga estable en el estado bajo.

Una vez que la salida es disparada mediante el proceso descrito, esta puede regresar de manera anticipada a su estado estable mediante un flanco de bajada en la entrada CLR. Se tiene que hacer mención que en todo este proceso los tiempos de propagación del sistema son de gran importancia y deben ser tomados en cuenta al momento de establecer el pulso de salida deseado.

| Símbolo | Parámetro | Condiciones | -40°C a +85°C | | -40°C a +125°C | |
|----------|-----------------------|----------------------------|---------------|--------|----------------|--------|
| | | | Mínimo | Máximo | Mínimo | Máximo |
| t_{pd} | Tiempo de propagación | $V_{cc} = 1.65V$ a $1.95V$ | 3.0 | 16.2 | 3.0 | 17.4 |
| | | $V_{cc} = 2.3V$ a $2.7V$ | 2.2 | 9.6 | 2.2 | 10.5 |
| | | $V_{cc} = 3.0V$ a $3.6V$ | 2.0 | 7.3 | 2.0 | 8.0 |
| | | $V_{cc} = 4.5V$ a $5.5V$ | 1.5 | 5.1 | 1.5 | 5.5 |

Tabla 3. 5 Tiempos de propagación CLR a Q

Como se puede observar en la tabla 3.5 los tiempos de propagación entre la entrada CLR y la salida, para una terminación anticipada del pulso, van reduciéndose de acuerdo con el crecimiento del voltaje de suministro.

El tiempo de propagación en el sistema oscilo entre los 3.0 y los 6.0 ns, esto se debió a que se le dio prioridad al intervalo del voltaje que menores duraciones de pulso genera respecto al que menores tiempos de propagación arroja. La configuración del circuito de multivibración se muestra en la figura 3.28.

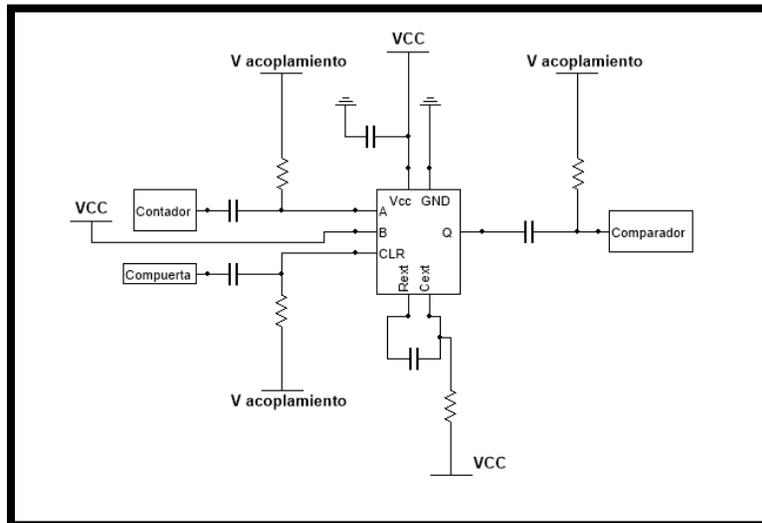


Figura 3. 28 Configuración del multivibrador

Como se puede observar, en el pin de entrada negativa (A) se introduce la señal proveniente del contador. Como fue descrito en la sección pasada, cuando el contador es desbordado, este proporciona un flanco de bajada a su salida. La entrada no negativa (B) es conectada directamente a un potencial positivo, de tal manera, que el disparo es totalmente controlado por la salida del contador y se logra una sincronía total de los dos subsistemas.

La entrada de terminación anticipada (CLR) es conectada directamente a la salida de la compuerta lógica que proporciona el desfase de la señal del contador. Esto generara que la señal regrese de manera casi instantánea a su estado estable, proporcionado así, un pulso con una duración muy cercana a la deseada.

El multivibrador es alimentado con un voltaje de 3.3V. La inserción de un capacitor supresor de picos paralelo a la línea de suministro es necesario debido a las altas frecuencias a las que se ve sometida la línea de alimentación.

Este sistema debe de ser provisto de una constante de tiempo RC, aun cuando no sea el método elegido para la definición de la duración del pulso de salida. Los valores de los elementos pasivos elegidos son de 1 k Ω para el resistor y de 100pF para el capacitor. Estos valores generan un ancho de pulso máximo de 32ns según lo establecido por el fabricante. La salida del multivibrador al igual que en todo el sistema requiere ser acoplada para poder ser detectada por el siguiente dispositivo.

3.3.4 Circuito de desfaseamiento de la señal para terminación anticipada

El tiempo de propagación está definido como el tiempo requerido para que la señal de salida de un dispositivo alcance el 50% de su nivel cuando la entrada cambia al 50% del suyo. La reducción de este tiempo en los circuitos digitales es esencial ya que permite procesar datos a un ritmo más acelerado. Un tiempo de propagación alto contribuye al detrimento del rendimiento en los circuitos asíncronos. En la figura 3.29 se representa la definición del tiempo de propagación.

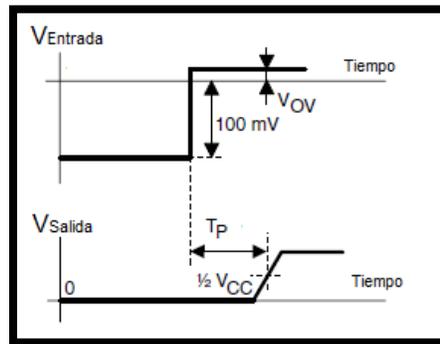


Figura 3. 29 Tiempo de propagación.

El tiempo de propagación aumenta proporcionalmente con la temperatura a la que se somete el sistema, ya que la resistencia de los materiales conductores tiende a aumentar. Incrementos en el voltaje de alimentación pueden también aumentar este tiempo de propagación ya que el voltaje umbral de conmutación superior, aumenta proporcionalmente.

Los aumentos en la capacitancia de carga a la salida del sistema también tendrán efecto en el aumento del tiempo de propagación. Todos estos factores influyen directamente sobre la constante de tiempo RC. Cualquier aumento en la capacitancia de carga, la resistencia y los aumentos de voltaje umbral de suministro afectarán si se requieren más de una constante de tiempo para alcanzar el umbral. Si la salida de una compuerta lógica está conectada a una pista de conducción larga o la señal se somete a una alta dispersión mediante el control de otras compuertas subsecuentes, el tiempo de propagación aumenta sustancialmente.

Para la generación de la señal de interés en esta investigación se buscó un dispositivo con tiempos de propagación menores a los 10 nanosegundos. Con lo cual se asegura un buen funcionamiento del sistema ya que el pulso de salida del multivibrador es más corto y por ende el comparador de la fase final no tiene que recortar en exceso la señal.

La estrategia para su generación es la utilización de compuertas lógicas con tecnología TTL del tipo Schottky de baja potencia (74LS), debido a sus cortos tiempos de propagación y niveles de voltaje.

Se propuso utilizar una compuerta inversora con la configuración mostrada en la figura 3.30, esto debido a que es la compuerta lógica que menos operaciones tiene que realizar y por ende la más rápida.

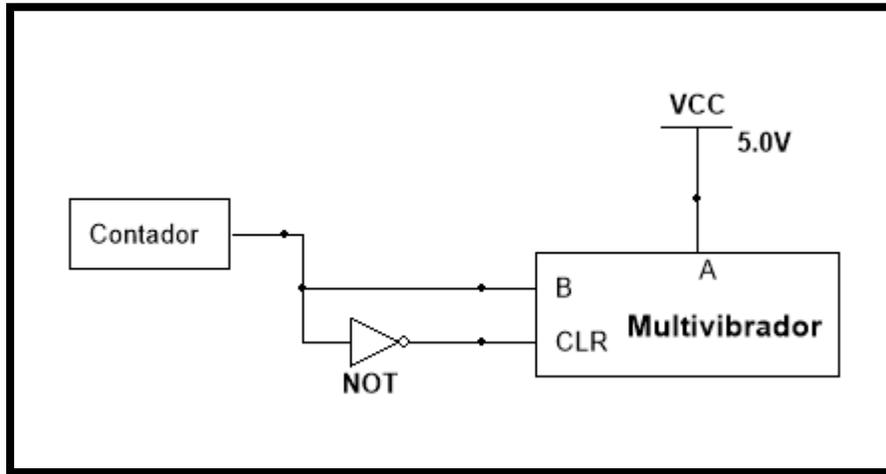


Figura 3. 30 Configuración de la compuerta inversora.

Ya que la señal generada en este módulo sería inyectada en la entrada CLR del multivibrador, esta debería generar un flanco negativo unos cuantos nanosegundos después del cambio en las entradas de la compuerta.

Esta estrategia no fue del todo correcta, ya que como se explicó en la sección anterior, se genera un flanco de bajada en el contador cada vez que este se desborda, de tal manera que, si esta señal se invierte, cada vez que el contador manda una señal de desbordamiento al multivibrador por la entrada inversora (B), la compuerta a su vez, y unos cuantos nanosegundos después, mandará un flanco de subida a la entrada CLR. Como puede ser deducido, debido a la naturaleza negada de esta entrada, un flanco de subida no generará la terminación anticipada del pulso.

La solución a este problema es la incorporación de una compuerta lógica AND en lugar de la inversora. La configuración de la compuerta se muestra en la figura 3.31.

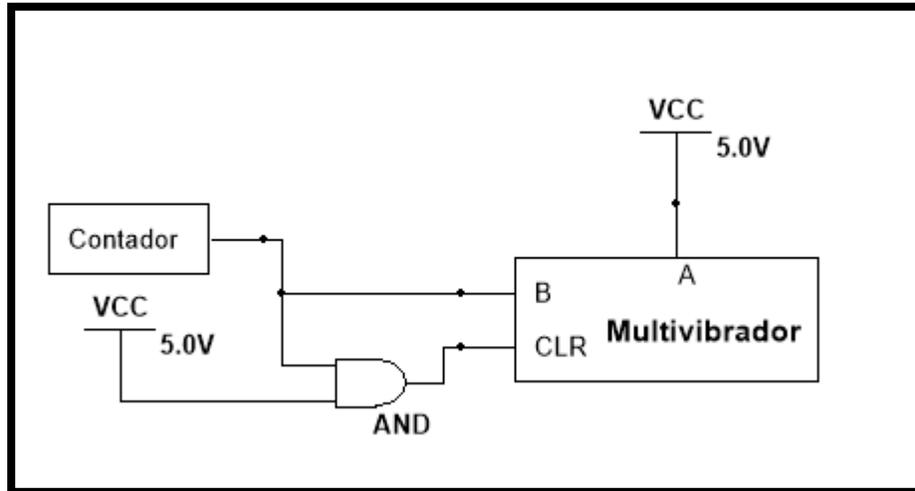


Figura 3. 31 Configuración de la compuerta AND.

Al momento que el contador es desbordado y manda un flanco de bajada al multivibrador en su entrada negada (B), también lo hace a una de las entradas de la compuerta AND. Debido a que la entrada restante de la compuerta estará siempre en un nivel alto en consecuencia a su conexión directa a la fuente de alimentación, al momento de recibir el flanco de bajada por parte del contador, la compuerta responderá con un flanco también de bajada al multivibrador. La salida de la compuerta al estar en sincronía con la entrada negada CLR de terminación anticipada del pulso, permite la generación del pulso corto buscado.

En la imagen siguiente se puede observar el desfase de la señal de salida de la compuerta con respecto a la señal de contador. Es importante mencionar que la captura de la medición del osciloscopio es justo después de haber generado el pulso en el multivibrador y haber reseteado el contador. Como se puede notar, además, el desfase de la señal en conjunto con los tiempos de propagación de los dispositivos es de aproximadamente 14.6ns.

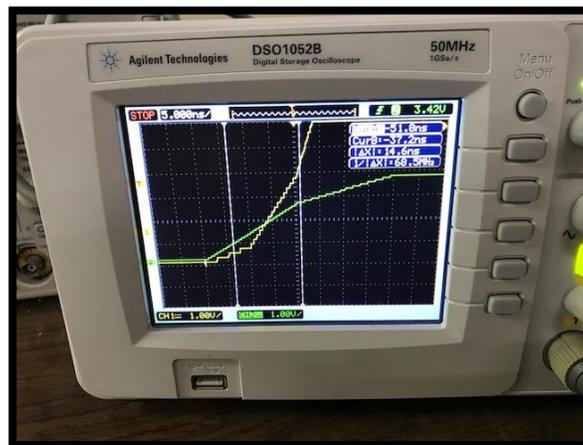


Figura 3. 32 Medición del desfase de la señal del contador.

Como se describió en el módulo de multivibración, las señales de entrada además de cumplir con la configuración para la generación del pulso tiene que estar dentro del rango del voltaje de entrada del multivibrador, de tal manera que tuvo que ser aplicado un acoplamiento DC para cumplir con este requisito.

El voltaje de acoplamiento elegido para esta pista fue de 1.3V. Este voltaje permite generar un tipo de histéresis en el multivibrador, ya que después de haber generado el pulso, el regreso de la señal de un nivel bajo a un nivel alto es más veloz y obliga a mantener el estado estable a la salida del multivibrador, evitando así, un sobretiro considerable en la señal.

3.4 Módulo de Comparación

El módulo de comparación es el último lugar donde la señal es procesada. Este módulo tiene una funcionalidad similar a la detallada en la sección 3.3.1. El objetivo de éste es tomar el pulso generado por el multivibrador y estrecharlo mediante el uso de un comparador de alta velocidad.

Una característica importante de los comparadores que no fue definida anteriormente es la velocidad con la que la señal cambia de estado. Ésta es de gran importancia cuando las señales con las que se trabaja son de alta frecuencia. En el caso de esta aplicación los valores de esta velocidad tienen que estar por debajo de la duración del pulso que se busca, es decir, en el orden de los picosegundos.

La solución es la incorporación de un comparador con un voltaje del tipo LVPECL.

Al ser las señales LVPECL del tipo diferencial, la configuración de sus entradas sufren un ligero cambio con respecto a las de una lógica normal. En la figura 3.33 se muestra el método de terminación de las señales LVPECL por equivalentes de Thévenin.

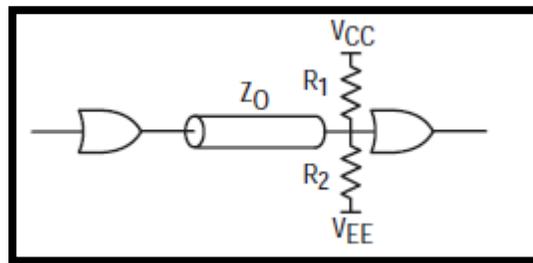


Figura 3. 33 Método de terminación de señales ECL por Thévenin

La técnica de terminación paralela equivalente de Thévenin es la más utilizada cuando el número de dispositivos ECL es pequeño. Una de sus desventajas más notables es que esta técnica consume más potencia que otras, sin embargo, el prescindir de una fuente de alimentación exclusiva, contrarresta con creces esta desventaja.

Además, esta potencia extra es consumida completamente por las resistencias externas y por lo tanto no afectará la confiabilidad del circuito integrado.

Las ecuaciones siguientes proporcionan la manera de determinar los valores de los dos resistores y el voltaje de terminación V_{TT} equivalente resultante.

$$R_1 = R_2 \left[\frac{(V_{CC} - V_{TT})}{(V_{TT} - V_{EE})} \right] \quad (3.3)$$

$$R_2 = Z_0 \left[\frac{(V_{CC} - V_{EE})}{(V_{CC} - V_{TT})} \right] \quad (3.4)$$

$$V_{TT} = V_{CC} \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \quad (3.5)$$

Para esta aplicación, el valor de V_{CC} es de 5.0V. V_{EE} es referenciado directamente a tierra. V_{TT} se estableció en 3.3V, y la impedancia controlada de la pista en $Z_0 = 50\Omega$. Con estos valores se determina que las resistencias R_1 y R_2 de terminación para el comparador sean de 83.3 y 125 Ω , respectivamente. Sin embargo, debido a los limitados valores comerciales de los resistores, los valores de resistencia seleccionados son de 82 Ω y 132 Ω . La configuración del comparador se muestra en la figura 3.34.

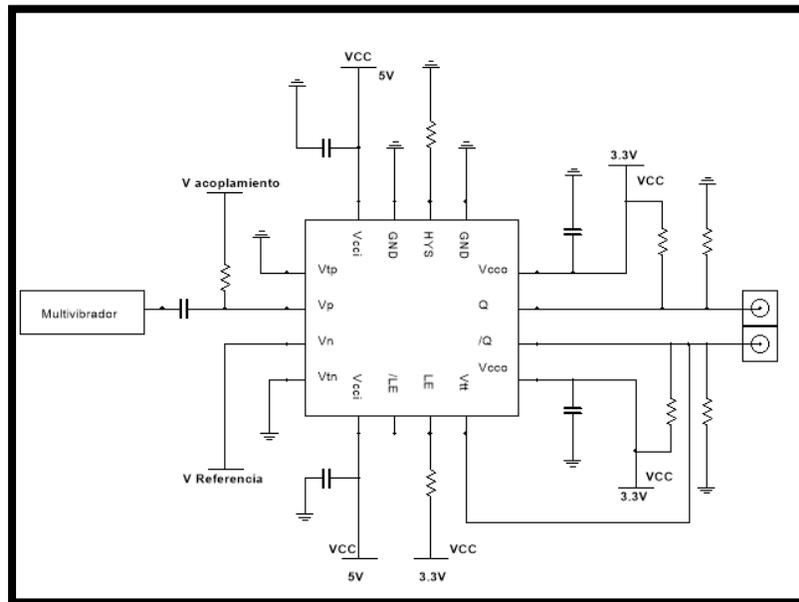


Figura 3.34 Configuración del contador.

Como se puede observar en la imagen, el pulso de salida del multivibrador es dirigido a la entrada inversora del comparador (V_p) mediante un acoplamiento que hace posible que el dispositivo pueda distinguirla. El voltaje de acoplamiento para esta sección fue de 1.4V.

El comparador elegido cuenta con la capacidad de poder terminar las señales LVPECL de entrada por el método de terminación paralela ya que tiene una resistencia interna de 50Ω para poder acoplarse con la impedancia de la pista. Esta técnica pudo haber sido de utilidad si la impedancia de la línea no hubiera sido controlada como en esta aplicación. Es por esta razón que ambos pines (V_{tn}/V_{tp}) fueron conducidos directamente a tierra.

En la entrada inversora del comparador (V_n) se introduce un voltaje en corriente directa controlado por el usuario. Éste dictara la duración del pulso de salida del comparador. Como fue descrito en la sección anterior, cuando la señal de la entrada oscilante o en este caso el pulso del multivibrador sobrepasa el valor del voltaje de referencia, el comparador genera a su salida un flanco de subida, el cual, al ser de tan alta velocidad, llega en pocos picosegundos a su nivel alto y permanece ahí hasta que ese mismo pulso de entrada vuelva a cruzar pero en sentido opuesto la línea de referencia creada por el voltaje suministrado en la entrada inversora y genere un flanco de bajada a la salida del comparador.

Para señales de pequeña amplitud, el dispositivo provee un intervalo de voltaje de -0.2 a $1.2V$, el cual es elegido mediante un mismo voltaje de suministro de $3.3V$ tanto en la entrada como en la salida.

Debido a que el pulso de salida del multivibrador es del tipo TTL, sus niveles de voltaje son mayores que los de un ECL y por esto fue necesario un intervalo mayor de voltaje y un acoplamiento para que el dispositivo sea capaz de detectarlo. El incremento del intervalo se logró variando los voltajes de suministro para la entrada y la salida a $5V$ y $3.3V$, respectivamente. El voltaje de acoplamiento fue establecido en $1.2V$.

Como se mencionó anteriormente para poder terminar las señales LVPECL provenientes del comparador, el método de terminación paralela de Thévenin fue utilizado en ambas salidas del comprador, con sus respectivos valores de resistores ya calculados.

Para la inclusión de una histéresis de $100mV$, la adición de un resistor de 100Ω fue requerido. Este elemento pasivo está conectado directamente a tierra, siguiendo las instrucciones del fabricante.

Es importante recalcar que la inyección de un voltaje de referencia directo de una fuente de alimentación fija en la entrada inversora del comparador solo fue utilizada en el proceso de diseño, ya que, para cumplir con los requerimientos de modificación del ancho del pulso por medio de una computadora personal, este circuito fue interconectado por medio de un microcontrolador. Esta configuración será descrita en la sección 3.5.3.

3.5 Módulo de Control digital

Una vez desarrollado el circuito analógico, fue necesaria la incorporación de circuito de control de lazo abierto. Este subsistema provee la capacidad al usuario de poder controlar las características fundamentales del sistema por medio de la utilización de una computadora personal. A continuación, se describe el proceso para la generación de este control.

3.5.1 Microcontrolador

Un microcontrolador es un circuito integrado programable, el cual es capaz de ejecutar las órdenes grabadas en su memoria. Está compuesto de varios bloques funcionales, los cuales cumplen una tarea específica. Un microcontrolador incluye en su interior las tres principales unidades funcionales de una computadora: unidad central de procesamiento, memoria y periféricos de entrada/salida.

Para la aplicación descrita en esta tesis, se eligió el ATMEGA 640 de AVR. Este microcontrolador ya viene embebido en una placa por lo que es de aplicación simple. La placa de desarrollo utilizada fue el Arduino Mega 2560.

3.5.2 Configuración de los pines para el control del contador

Como se puede observar en la figura 3.35, el Arduino Mega 2560, tiene 54 pines digitales de entrada/salida, 16 entradas analógicas, 4 UART, un oscilador de cristal de 16 MHz, una conexión USB, un conector de alimentación, un conector ICSP, y un botón de reinicio.

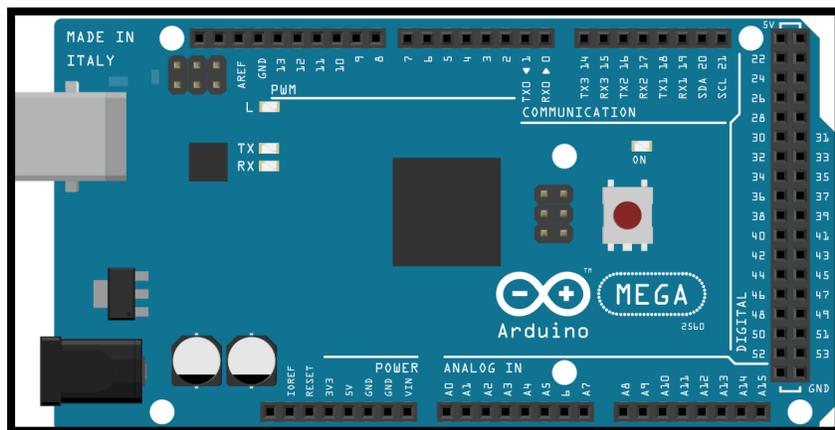


Figura 3. 35 Tablilla de desarrollo Arduino MEGA 2560

Las características fundamentales por controlar del sistema son: la tasa de repetición de los pulsos y el ancho de estos. Con estas dos características se le da control total al usuario para poder utilizar el sistema en cualquier aplicación compatible.

Para el control de los pulsos, el módulo de conteo es de gran importancia. La capacidad del contador de poder detectar y almacenar los bits de inicio provenientes de cualquier fuente en cada uno de los flip-flops que lo conforman es esencial.

Los pines digitales seleccionados para enviar los bits de control al contador son del 40 al 47. Esta decisión se basó directamente en el empaquetamiento de todo el sistema en su módulo contenedor.

La conexión de estos pines con el contador es de manera directa, ya que para que las entradas del contador detecten un estado alto o bajo, la corriente requerida es de solo 15mA, la cual fácilmente es suministrada por cada pin del Arduino, los cuales tienen capacidad de suministrar individualmente hasta 40mA de corriente directa.

La configuración de los pines de entrada del contador se muestran en la figura 3.36.

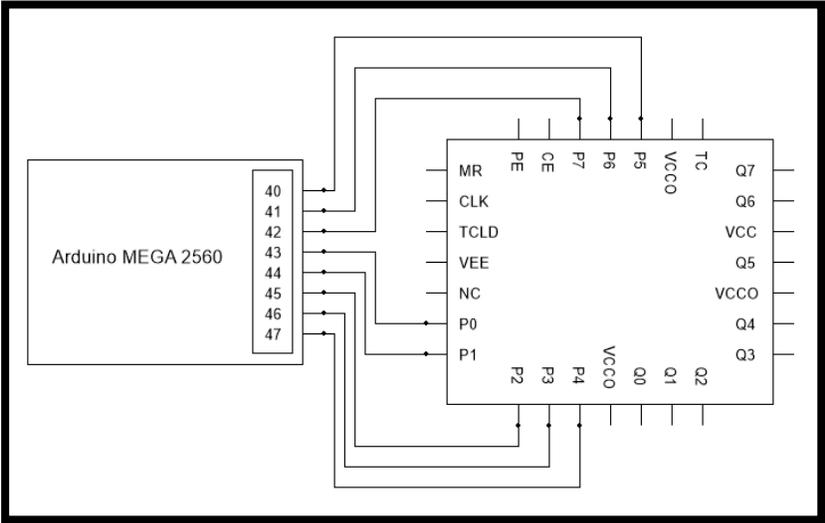


Figura 3. 36 Configuración de los puertos de entrada del contador

Como se mencionó anteriormente, el módulo de conteo tiene que seguir una secuencia de instrucciones para poder recibir, almacenar y aplicar los datos provenientes de los pines de entrada y en base a estos emitir las señales necesarias a los módulos subsecuentes.

Para poder tener el control sobre el contador, adicionalmente se programaron 4 pines más en el Arduino, en este caso se utilizan del 26 al 29, como se muestra en la figura 3.37.

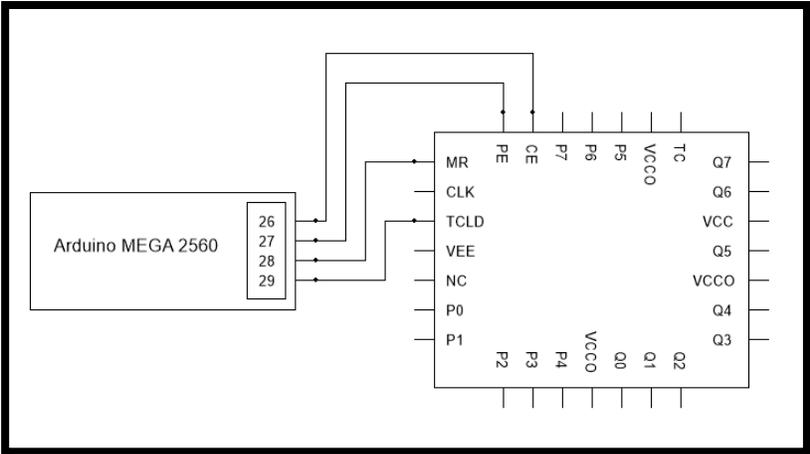


Figura 3. 37 Configuración de los pines de control del contador

Además de la conexión de los pines físicamente, se realizó una programación en el software de diseño LabView, para que las señales adecuadas sean enviadas a los pines de control del contador.

Para poder modificar la tasa de repetición de los pulsos en la presente aplicación, se definieron las frecuencias únicas 781, 870, 1050 y 1250KHz. Valores que permiten visualizar los cambios en la modificación de la tasa de repetición y requieren menores recursos del Arduino. En la figura 3.38 se muestra el diagrama a bloques de la sección de selección de frecuencias de la interfaz.

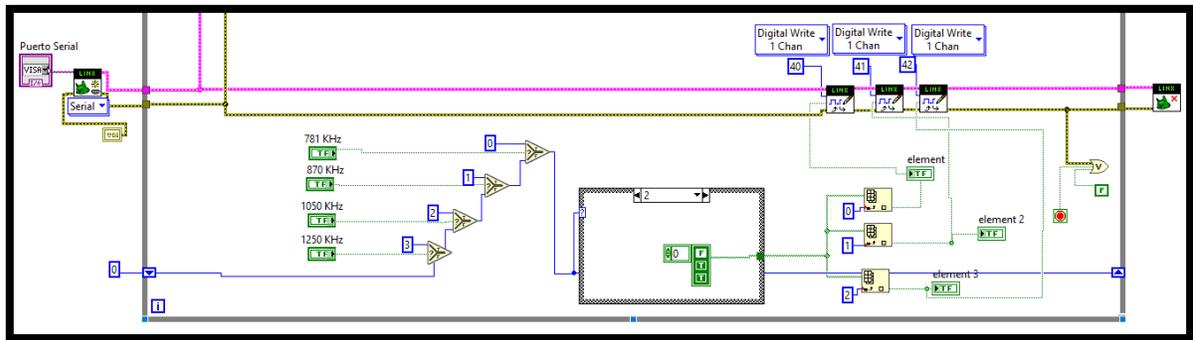


Figura 3. 38 Diagrama a bloques en LabView para el control de la tasa de repetición

La estrategia para la escritura de los pines del Arduino con respecto a la frecuencia seleccionada por el usuario es la inclusión de una primera estructura de decisión. En esta parte se colocaron cuatro funciones de comparación, las cuales, dependiendo del valor en su pin central, toman el dato de su entrada correspondiente T o F.

Ya que se establecieron cuatro frecuencias únicas en el sistema, se requieren cuatro únicos valores para definirlos, en este caso la numeración del 0 al 3 decimal. Es importante mencionar que debido a la necesidad de que solo una frecuencia sea seleccionada a la vez por el usuario, se robusteció el sistema mediante la adición de una constante a las funciones de comparación.

La lógica funcionó de la siguiente manera: Cuando el usuario selecciona alguna de las frecuencias por medio del botón en la interfaz, este manda al instante una señal de “verdadero” en su correspondiente selector. Los demás selectores permanecerán en “falso”. El selector con la condición verdadera permitirá que la función de comparación mande el valor que se encuentra en su entrada T, el cual es previamente definido por una constante según su posición. Este valor pasara consecutivamente por las entradas F de las funciones de comparación restantes y dado que ellas se encuentran en un estado “falso”, el dato pasará sin problemas por el circuito hasta llegar al siguiente bloque.

Una vez que el número del botón oprimido llega al bloque siguiente, este pasara a una estructura de decisión, la cual es previamente configurada para que, dependiendo del valor de entrada esta mande un arreglo a su salida. Estos arreglos fueron configurados según la combinación necesaria a la salida del Arduino para que el contador detecte el número de pulsos a contar antes de ser desbordado.

Cuando este arreglo abandona la estructura de decisión es descompuesto en sus valores por índice, para esto, se colocan 3 funciones de indexación de arreglos. Ya que cada una de estas funciones obtiene su valor correspondiente, los mandara a los puertos de escritura del Arduino. La única parte donde el sistema decimal es utilizado es en la detección del botón oprimido por el usuario. Los valores a la salida de la función de decisión son configurados en sistema binario.

Como se mencionó anteriormente, una vez que los datos están listos para ser introducidos en el puerto paralelo del contador, se requiere de una secuencia de instrucciones para que el contador, reciba, almacene y aplique los datos en el conteo. Para generar dicha secuencia, se utiliza la lógica que se muestra en la figura 3.39.

Para lograr que los datos en el puerto de control del contador sean transmitidos de manera correcta, se utilizó una estructura de secuencia plana. En esta estructura se colocan tres generadores de arreglos boléanos, en los cuales se configuraron las palabras necesarias para cada una de las funciones buscadas. Se agregó además un retardo de tiempo en cada instrucción de tal manera que los cambios en los pines del puerto paralelo sean identificados sin problemas por el contador.

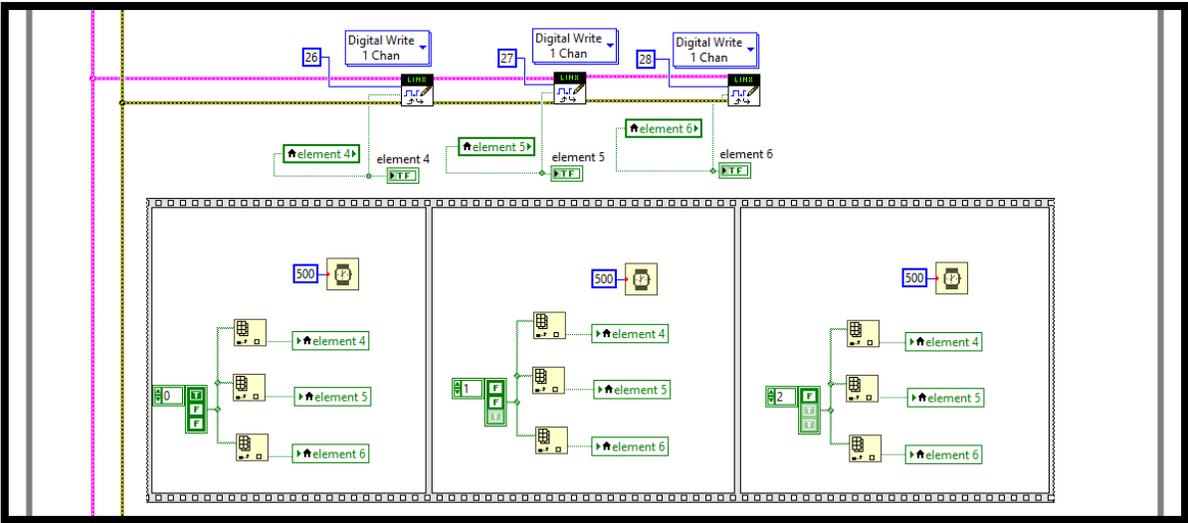


Figura 3. 39 Diagrama de bloques en LabView para el control del contador.

3.5.3 Configuración de los pines para el control del comparador

Además de la modificación de la tasa de repetición de los pulsos mediante el control del contador, también se requiere cambiar el ancho del pulso. Como se sabe, el comparador es el encargado de modificar este ancho y esto lo hace mediante la alteración de un voltaje de referencia en su entrada inversora. Ya que las señales que provee el Arduino en sus puertos de salida son digitales y los pines de entrada del comparador son analógicos, fue requerido un convertor digital a analógico.

El DAC utilizado es del tipo alimentación sencilla CMOS y la conversión la realiza por el método de aproximación sucesiva, con de 8 bits de resolución. Este dispositivo es controlado por el microcontrolador a través de comunicación I^2C . La configuración del convertor se muestra en la figura 3.40.

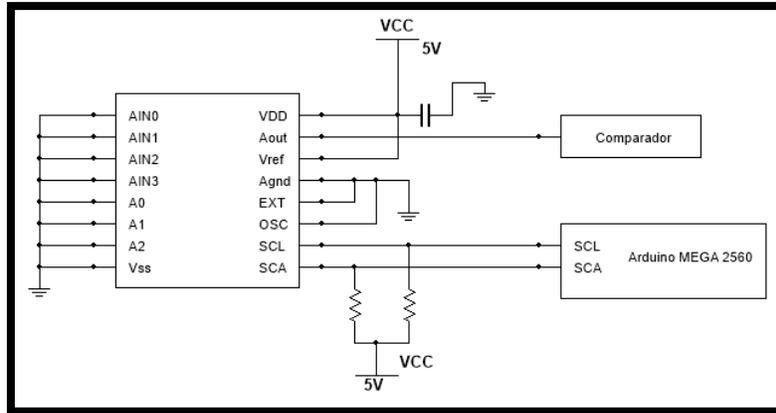


Figura 3. 40 Configuración del DAC.

Este tipo de comunicación es usada ampliamente para conectar circuitos integrados periféricos de baja velocidad a procesadores y microcontroladores en comunicaciones intracomunitarias de corta distancia. Utiliza solo dos colectores abiertos bidireccionales o líneas de drenaje abiertas: la línea de datos en serie (SDA) y línea de reloj en serie (SCL). Aquí los datos se transfieren en mensajes. Los mensajes se dividen en palabras digitales. Cada mensaje tiene una palabra dirección que contiene la dirección binaria del esclavo y uno o más palabras que contienen los datos que se transmiten. El mensaje también incluye condiciones de inicio y parada, además de los bits de lectura y escritura.

Como se puede observar en la imagen 3.41, el primer paso es la configuración de apertura del canal de transmisión. Posteriormente se configura la palabra a mandar. Los primeros ocho bits de la palabra tienen la dirección física del dispositivo, en este caso fue el número hexadecimal C8, este dato es específico para cada convertor y es obtenido de la hoja de datos del fabricante.

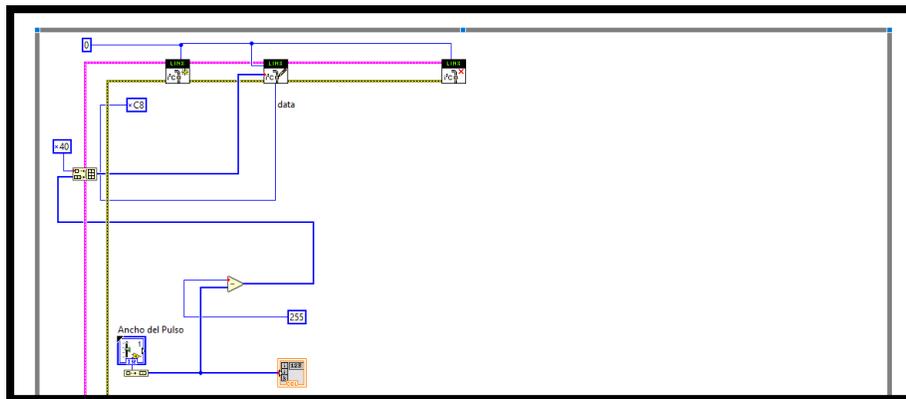


Figura 3. 41 Diagrama en Labview para controlar el comparador.

Una vez que la dirección es establecida en el módulo de escritura, se procede a la inserción de los dos bytes restantes. El primero con la configuración al convertor, en este caso es el número hexadecimal 40. Este número al ser transformado en binario activa la salida analógica del convertor.

Para generar la palabra final, en la cual se define el valor del voltaje analógico deseado a la salida del convertor, se utiliza una barra de control en la interfaz gráfica. Esta barra deslizante provee un número decimal del 0 al 255 de acuerdo con la posición en que su indicador se encuentre. Conforme la referencia de voltaje en el comparador se hace mayor, el pulso menor, ya que como se mencionó anteriormente, el tiempo durante el cual la amplitud del pulso de entrada es mayor que el voltaje referencia es equivalente al ancho del pulso. Debido a esto, se realiza una sustracción, como se muestra en la ecuación 3.6.

$$255 - n = \text{Número enviado al convertor} \quad (3.6)$$

Donde n es el valor de la barra. Esta simple operación aritmética asegura que mientras se incrementa el número en la barra deslizante, el número enviado va disminuyendo.

Para terminar la comunicación en cada iteración, se utiliza el módulo de cierre de comunicación I^2C , incluido en la librería del software.

Un problema al hacer las conexiones físicas entre el convertor y el comparador es que la corriente máxima que puede suministrar el convertor es de 20mA, la cual no es suficiente para ser detectada por el comparador que requiere 40mA como mínimo en sus pines de entrada.

Por tal motivo se colocó un circuito intermedio de amplificación de corriente entre el convertor y el comparador, como se muestra en la figura 3.42.

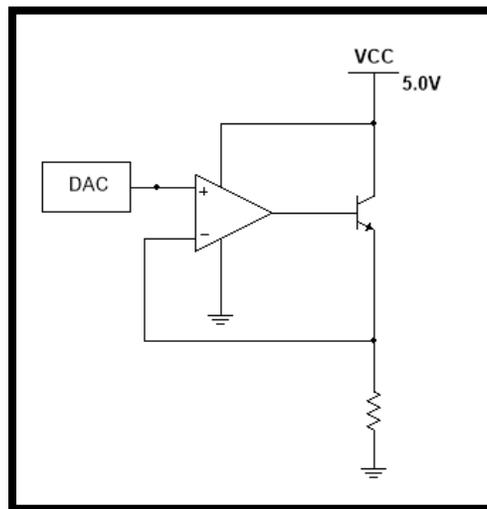


Figura 3. 42 Circuito de amplificación de corriente para el comparador.

Como se puede observar en la figura, el circuito consta de un transistor bipolar conectado a un amplificador operacional de precisión de alimentación sencilla. Debido a que los voltajes a las entradas del amplificador son muy similares, en una de ellas se conecta al voltaje de salida del convertor y la otra al nodo del emisor del transistor, con esto se fuerza la aparición del mismo voltaje en ese punto, pero con la inserción de la corriente inyectada desde el colector del transistor, el cual puede manejar hasta 150mA.

3.7 Diseño de la fuente de alimentación

El módulo de alimentación de energía del sistema se dividió en 4 partes:

- Fuente de alimentación a 3.3V.
- Fuente de alimentación a 5V
- Fuente de alimentación variable
- Conversor Digital Analógico

A continuación, se presenta cada parte de las que consta el módulo.

3.7.1 Circuito de alimentación de 3.3V

Un voltaje de 3.3 V es necesario para la alimentación de los dispositivos ECL.

A continuación, se muestra el circuito utilizado.

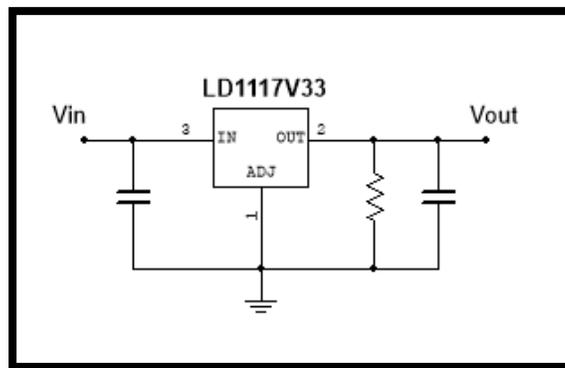


Figura 3. 43 Configuración del regulador de voltaje a 3.3V.

3.7.2 Circuito de alimentación de 5V

Para la alimentación de 5.5 V se usó un regulador de voltaje integrado monolítico de voltaje fijo.

Este cuenta con una limitación interna de corriente y tiene apagado térmico. Con una adecuada disipación de calor puede entregar corrientes de salida mayores a 1A.

La tensión de 5V es necesaria para alimentar el contador y el conversor analógico digital. También es utilizada para el suministro de energía en una rama del multivibrador y para la compuerta lógica. A continuación, se muestra la configuración usada.

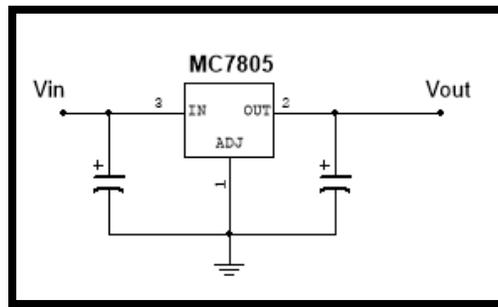


Figura 3. 44 Configuración del regulador de voltaje a 5V.

3.7.3 Circuito de alimentación variable

Como se mencionó anteriormente, una parte esencial para el funcionamiento del sistema son los acoplamientos de AC y DC utilizados. Estos circuitos requieren de fuentes exclusivas para modificar la componente en DC de las señales acopladas. Estas fuentes no necesariamente son del mismo valor de tensión. La configuración del circuito regulador de voltaje variable se muestra en la figura 3.45.

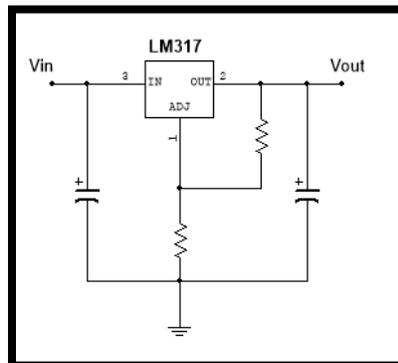


Figura 3. 45 Configuración del regulador de voltaje variable.

Para la alimentación de todos estos reguladores, se requirió, además, de una fuente de corriente directa capaz de suministrar la corriente y voltajes necesarios para el funcionamiento del sistema. Se usó para esto un conversor de corriente de 24V y una corriente máxima de 2.5A.

Este sistema completo consume una corriente total de 1.5A. Para evitar daños en el sistema en caso de corto circuito se colocó un fusible de 2A de rápida fusión. Es importante mencionar que en cada uno de los dispositivos reguladores de voltaje se colocaron, además, aletas de aluminio para mejorar la disipación de calor. En la figura 3.46 se puede apreciar el circuito ya colocado en una placa.



Figura 3. 46 Fuente de alimentación.

3.8 Diseño de la placa

El diseño de la placa de circuito impreso es de vital importancia para que los circuitos tengan un funcionamiento óptimo. En las próximas secciones se muestran algunos de los procedimientos utilizados para el control de las características mencionadas en la sección 2.5.

3.8.1 Diseño de las pistas de conducción

El valor de la impedancia utilizada por excelencia en los sistemas en altas frecuencias es 50Ω . Para lograr dicha impedancia se deben de cuidar varios aspectos: en primer lugar, la geometría y altura de la pista, ya que esta es capaz de reducir la interferencia electromagnética. Esto se debe a que el campo electromagnético cercano de una pista de conducción de un de circuito impreso es proporcional a la altura de la pista por encima del plano de referencia más próximo; menos altura significa menos radiación. En segundo lugar, la diafonía varía dramáticamente con la altura de la línea; cortar la altura por la mitad reduce la diafonía en un factor de casi cuatro veces. En tercer lugar, las alturas más bajas generan impedancias inferiores, que son menos susceptibles a la carga capacitiva. [29]

El ancho de las pistas esta restringido al tamaño dado por los pines de los dispositivos, en este caso a 0.30mm .

Se experimentó primeramente con una placa con una altura de dieléctrico de $12\mu\text{m}$ la cual carecía de rigidez estructural, ver figura 3.47. Cuando se aplicó la ecuación 2.4 para obtener la impedancia de la línea, se obtuvo que el ancho de la pista necesario para lograr 50Ω es de 0.25mm . Lo cual es menor a los 0.05mm del ancho de los pines de los dispositivos.

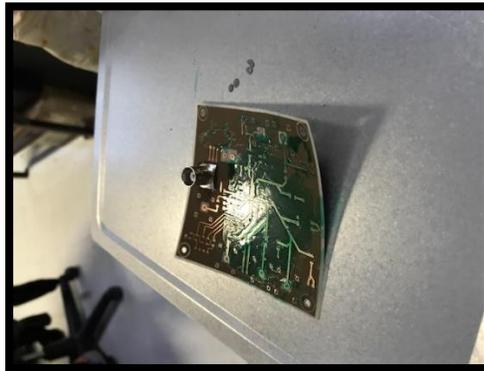


Figura 3. 47 Placa con 5mm de altura de dieléctrico.

En la figura 3.48 se muestra un circuito de prueba montado en una placa de $20\mu\text{m}$ de espesor. En esta se logran las impedancias de 50Ω en las pistas.

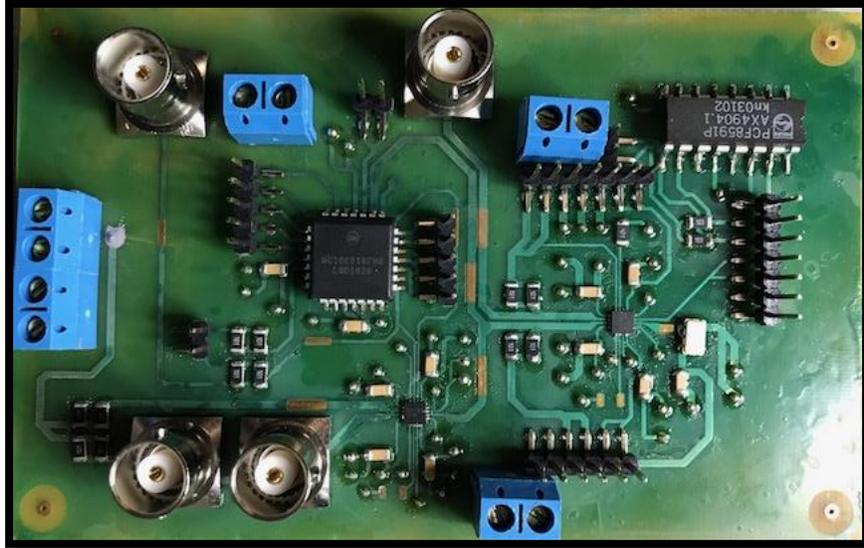


Figura 3. 48 Circuito de prueba montado en la placa de 8mm de altura del dieléctrico.

3.8.1.1 Diseño y colocación de vías de conducción

La colocación de vías, además de utilizarse para simplificar el trazado de rutas alrededor de otros componentes, también es utilizada para proveer una forma de conducción segura de corrientes de retorno a los planos de referencia. En la figura 3.49 se muestra la configuración del comparador con redundancia en sus vías a tierra.

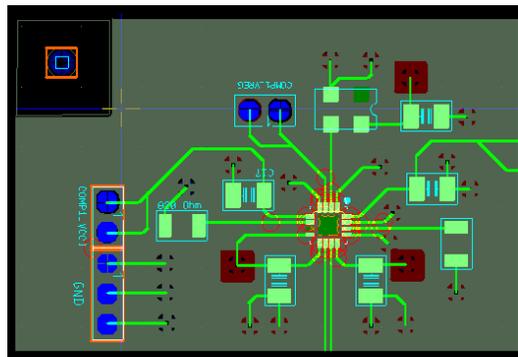


Figura 3. 49 Circuito de comparación con vías redundantes.

3.8.2 Diseño de los planos de conducción

Como se mencionó anteriormente, los planos de conducción forman un excelente condensador de alta frecuencia y pueden ser utilizados para la derivación de señales de alta frecuencia en complemento con los condensadores tradicionales.

A causa de esto, se diseñaron placas multicapa mediante la unión de placas de doble cara por medio de tornillos fijadores. Para asegurar que la menor cantidad de aire entrara en la unión de las placas, los tornillos se fijaron en cada una de sus esquinas. Las vías de potencia, soldadas desde el plano superior proporcionaron una juntura más uniforme. En la figura 3.50 se muestra la aplicación de esta técnica.



Figura 3. 50 Placa multicapa con tornillos fijadores.

3.8.3 Impresión de las pistas en la placa

Existen diferentes técnicas de impresión de pistas en placas de cobre. El más comúnmente utilizado es la transferencia de pistas por medio de papel couche. Este papel tiene la propiedad de poder ser impreso o dibujado y posteriormente mediante calor y presión ser transferido a la placa.

Una de las desventajas de esta técnica, es que el calor y la presión no pueden ser aplicados de manera uniforme ni con la intensidad óptima, ya que esto depende del dispositivo que suministre el calor y del tamaño de la placa, además de la experiencia con la que cuente la persona.

El inconveniente de esto es que las pistas son susceptibles a ser interrumpidas en diferentes partes del circuito, además de que el calor aplicado sobre ellas hace que la tinta se dilate y no sea la técnica óptima para circuitos de alta resolución como el de esta aplicación.

Existen otras técnicas además de esta como el uso de máquinas de corte CNC o la serigrafía, sin embargo, en ambos casos se tiene que hacer una mayor inversión inicial además de que los materiales y herramientas que se utilizan requieren de un constante mantenimiento.

La técnica utilizada en este trabajo es la de transferencia de pistas por medio un proceso fotolitográfico. Esta técnica si bien no es tan económica como la impresión por medio de papel couche, tampoco es tan cara como la serigrafía.

Este proceso involucra la aplicación de un material fotosensible sobre el sustrato de la placa donde posteriormente es expuesto a luz ultravioleta. Esta parte del proceso transfiere el patrón deseado al material fotoresistente. Este patrón es después revelado y usado en la transferencia al metal de manera subtractiva mediante un atacado químico. Una vez que el patrón queda dibujado en el metal, el material fotoresistente es eliminado de la superficie y la placa esta lista para procesos posteriores. A continuación, se muestran en orden los pasos a seguir para la impresión de placas por medio de esta técnica.

1. Limpieza de la superficie
2. Aplicación del material fotoresistente
3. Exposición
4. Revelado de la imagen
5. Transferencia de la imagen del patrón
6. Grabado mediante ataque químico
7. Eliminación del material fotoresistente

En esta técnica se utilizan acetatos con impresión en negativo. Esto debido a que la porción que se desea que permanezca en el cobre y que lo proteja del ataque químico posterior son las pistas. En la figura 3.51 se muestra un ejemplo de un acetato impreso en negativo.

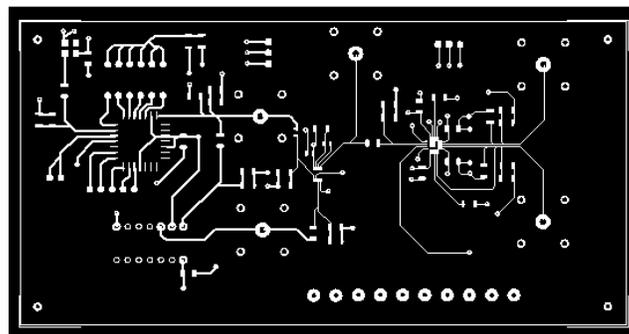


Figura 3. 51 Acetato impreso en negativo.

Debido a las altas frecuencias con las que se trabaja en este sistema, los dispositivos utilizados son de un tamaño reducido. Los empaquetamientos más pequeños con los que se trabajó fueron los del tipo: LFCSP_WQ y VSSOP8, los cuales, además de ser muy pequeños, obligan al usuario a utilizar otras técnicas de soldadura diferente a la tradicional.

Esto debido a que sus pines los tienen debajo del sustrato que contiene toda la circuitería interna y hace imposible el uso de soldador para adherir el estaño con el cobre.

El inconveniente de esta condición es que el riesgo de soldar dos o más pines del mismo dispositivo de manera no deliberada aumenta considerablemente. Para reducir esta posibilidad, además de proteger al cobre contra oxidación una vez que la placa es terminada, es la aplicación de una capa de mascarilla antisoldante. En la figura 3.52 se muestra una placa con mascarilla antisoldante.

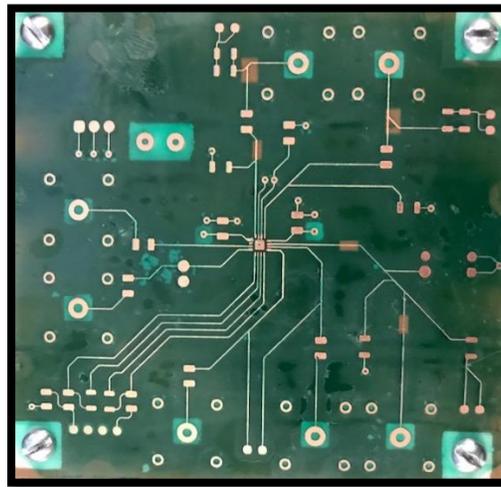


Figura 3. 52 Placa con mascarilla antisoldante.

La pintura fotosensible consta de dos componentes, la tinta y el endurecedor. Este último se encarga de darle la rigidez a la pintura una vez que es aplicada. Para esta técnica el cálculo de las proporciones de cada uno de los elementos es de vital importancia para un terminado óptimo. La tinta se debe aplicar al 70%, y el endurecedor al 30%.

Es importante mencionar que, a diferencia de la transferencia de las pistas al cobre, este proceso se hace por medio de acetatos positivos ya que la luz ultravioleta requiere ser direccionada a las zonas donde la pintura se requiere que permanezca. En la figura se muestra un acetato impreso en positivo. Este tipo de impresión sirve para dejar expuesto solo el cobre donde se hará la conexión de los dispositivos y las vías mediante soldadura.

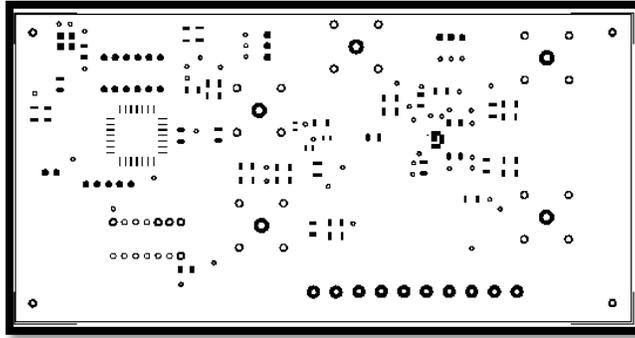


Figura 3. 53 Acetato con impresión en positivo.

3.8.4 Soldadura de los componentes en la placa

Como se mencionó, la técnica de soldadura que se utilizó en este proyecto no pudo ser la convencional mediante el uso de un soldador, en lugar de eso, se utilizó la llamada soldadura por reflujo. Para esta técnica, un horno de reflujo tuvo que ser utilizado. La función del horno es la de ofrecer una atmósfera con una temperatura homogénea que permita que la pasta de soldadura depositada en las almohadillas donde se colocan los pines de los dispositivos se fusione para permitir la conexión de los componentes de montaje superficial con la placa de circuito impreso. El calentamiento por convección es el método más utilizado para generar esta atmósfera calentada.

Capítulo 4

Resultados

Este capítulo se exponen los resultados de este trabajo mediante la muestra de fotografías de las señales generadas en de cada una de las fases del sistema. Se presenta, además, la caracterización del sistema y la interfaz gráfica de usuario para su control.

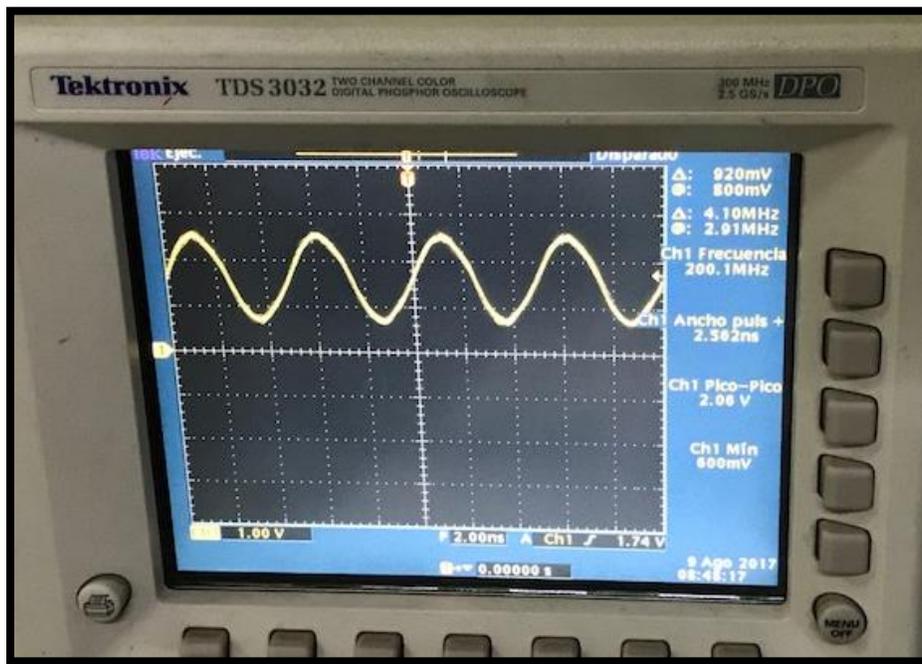


Figura 4. 1 Señal generada del oscilador.

La primera fase de este sistema consistió en la generación de una onda senoidal de alta frecuencia. Como se puede observar en la figura 4.1, esta señal es de 200.1MHz, lo cual significa que su periodo se aproximó a los cinco nanosegundos proyectados. Esta señal al ser generada por un oscilador CMOS tiene una amplitud de aproximadamente 2V. Este valor asegura una detección sin complicaciones de parte del contador. Es importante mencionar que debido a que la entrada del contador es del tipo ECL, la señal de salida del oscilador es acoplada a un voltaje diferente, en este caso a 1.6V, lo cual generó que sus valles no llegaran a 0V sino a 600mV.

La siguiente fase de este sistema es el conteo de pulsos por parte del módulo de conteo. En esta fase lo que se busca es una frecuencia estable de conteo y que los pulsos de desbordamiento sean de una amplitud fácilmente detectable tanto por la compuerta lógica encargada del desfase de esta señal, como por el multivibrador.

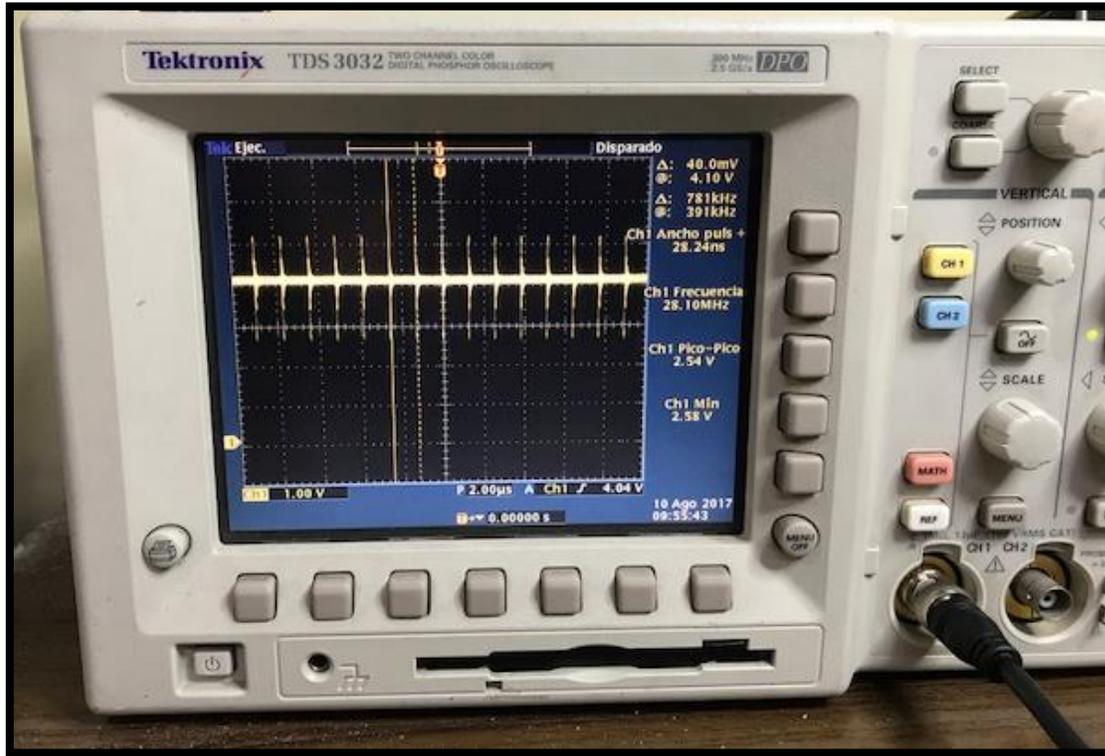


Figura 4. 2 Señal de desbordamiento del contador.

Como se puede observar en la figura 4.2 la señal de salida del contador tiene una frecuencia estable en 781KHz, lo cual es equivalente al conteo de 255 pulsos antes del desbordamiento. La amplitud de esta señal es de aproximadamente 2.5V, lo cual asegura una correcta detección por parte de los módulos subsecuentes. Todas las tasas de repetición que se incluyeron en el control del sistema fueron probadas y mostraron datos muy similares en amplitud y estabilidad de frecuencia. Es importante mencionar que, aunque la señal del contador presentó un rebote en cada transición, como es común en circuitos de este tipo, éste no afectó en la generación del pulso final.

Una vez que la señal con la tasa de repetición elegida por el usuario es generada, esta debe ser desfasada unos cuantos nanosegundos, de tal manera que en la fase de multivibración, el pulso generado sea terminado anticipadamente para lograr el pulso deseado.

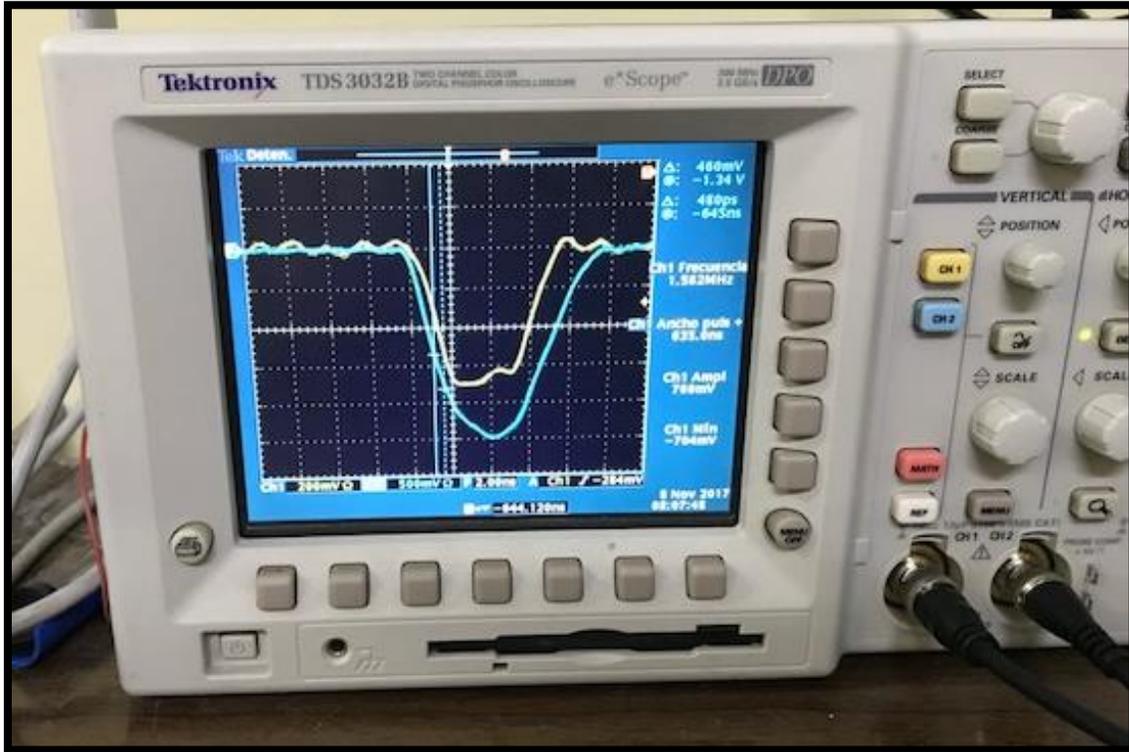


Figura 4. 3 Desfasamiento del pulso de salida del contador.

Como se puede observar en la imagen 4.3, la señal del canal 1 (amarilla) se desfasa en aproximadamente 500ps con respecto a la proveniente del contador la cual es detectada por el canal 2 (azul). En este punto es importante hacer la aclaración de que, aunque el desfase se generó en el orden de los picosegundos, al llegar esta señal a la entrada del multivibrador, los tiempos de propagación de este, así como el retraso, aunque pequeño debido al desacople de impedancias con las pistas, hace que este desfase sea de mayor magnitud.

La amplitud de estas señales es de aproximadamente 2.5V y su frecuencia de 1.562MHz. Esta frecuencia es equivalente al conteo de 128 pulsos antes del desbordamiento del contador.

En la figura 4.4 se muestra estas mismas señales, pero con un aumento en el tiempo de visualización, permitiendo observar como las iteraciones se mantienen síncronas durante todo el tiempo. La señal superior muestra la salida de la compuerta lógica. En este punto es importante resaltar que, aunque se genera una línea de inestabilidad en esta señal, el valor de su amplitud es de mayor magnitud, de tal manera, que los cambios en sus niveles pueden ser detectados en fases posteriores sin dificultades.

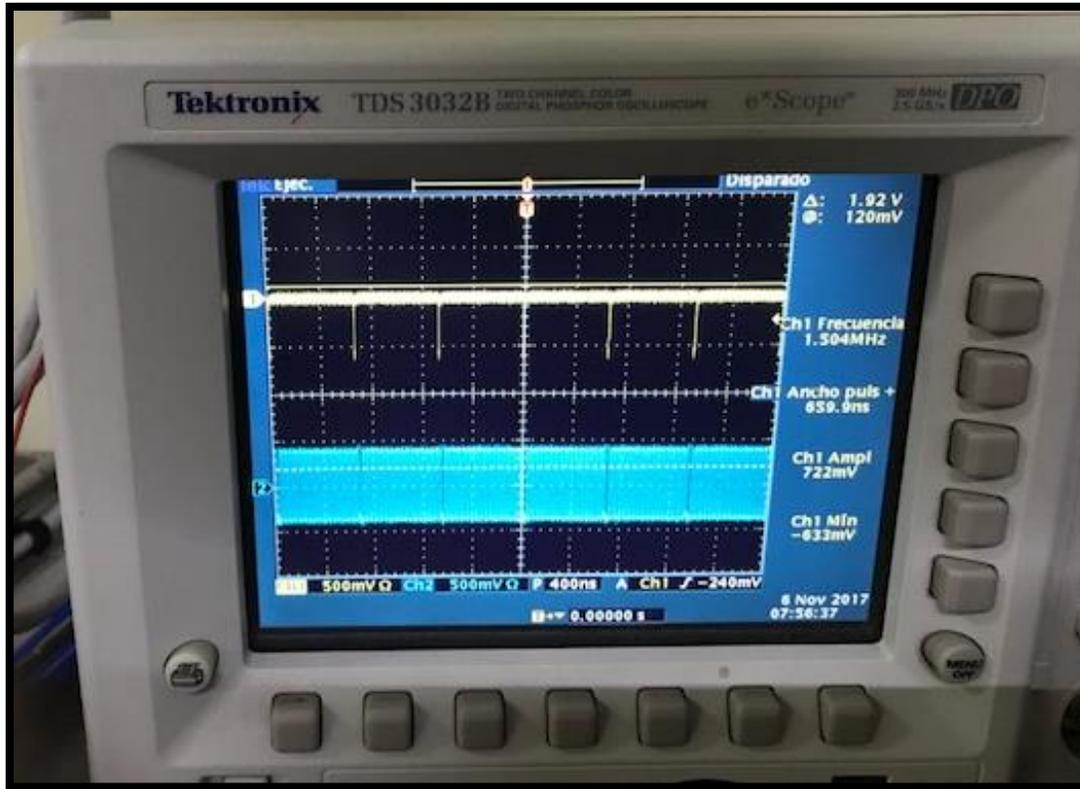


Figura 4. 4 Desfasamiento del pulso del contador

Se puede observar además que la señal del contador permanece la mayoría del tiempo en un estado alto, ya que como se mencionó antes, al momento de ser desbordado el contador manda un flanco de bajada. En el caso de la compuerta, al ser del tipo HCMOS, sus oscilaciones de voltaje son de mayor magnitud y cuando hace la transición de niveles se nota como si fuera una pequeña pausa en las oscilaciones. La amplitud está dada por la altura de la señal.

Una vez enviadas las señales al multivibrador, este es capaz de generar el pulso a su salida con un ancho de 4.6 ns, como se puede observar en la figura 4.5

Se puede notar que la amplitud de salida del multivibrador es considerablemente menor a la registrada en las demás fases del sistema. Esto se debe principalmente a que el multivibrador no puede llegar a su nivel de saturación debido a que no cuenta con una alta velocidad de subida, por tal motivo tiene que ser interrumpido y retornado a su estado estable de manera anticipada para cumplir así con la duración del pulso buscada.

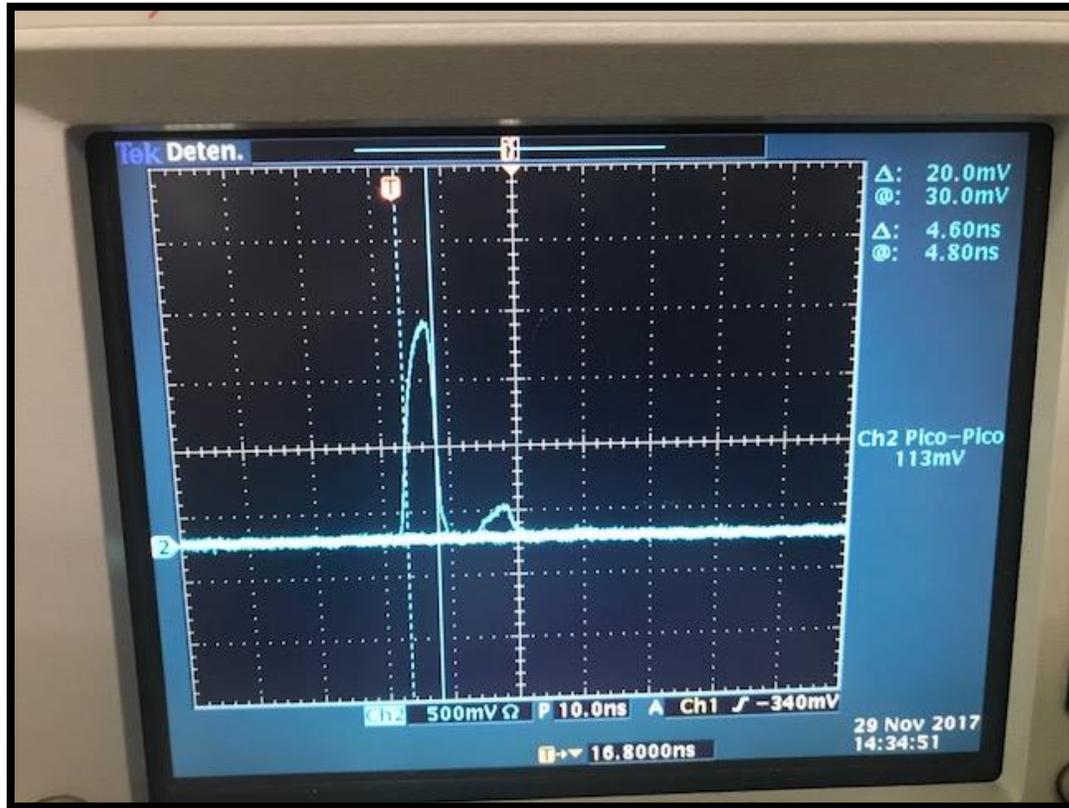


Figura 4. 5 Pulso de salida del multivibrador.

En la imagen también se puede observar que después de la generación del pulso, existe un pequeño rebote de la señal. Este se debe al pequeño pero existente desacople de impedancias entre los dispositivos y las pistas de conducción.

La última parte del sistema es el módulo de comparación. En este módulo se toma el pulso generado por el multivibrador y se estrecha de tal manera que se cumple con el requisito de un nanosegundo de duración. En esta sección también el nivel de voltaje es transformado de un nivel HCMOS a un nivel LVPECL compatible con la mayoría de las aplicaciones de alta velocidad.

En la figura 4.6 se puede observar el pulso a la salida del comparador, como se puede observar la amplitud del pulso se aumentó al doble debido a la alta velocidad de subida con que este. También se puede notar que el pulso obtenido es de un ancho aproximado a un nanosegundo con lo cual se cumple el objetivo principal del sistema.

Es importante hacer notar que el rebote que se tenía en la fase anterior se ve reducido casi a cero debido a que el nivel de referencia al que está calibrado el comparador para estrechar el pulso principal está muy alejado de la cresta del rebote y por tal motivo se hace prácticamente invisible para el comparador, sin embargo, no todos los rebotes pudieron ser eliminados, ya que uno adicional se generó a la salida del comparador debido a el desacople de impedancias entre el comparador y la punta de prueba del osciloscopio.

La tasa de repetición que se muestra en esta imagen es correspondiente a la cuenta de 255 pulsos.

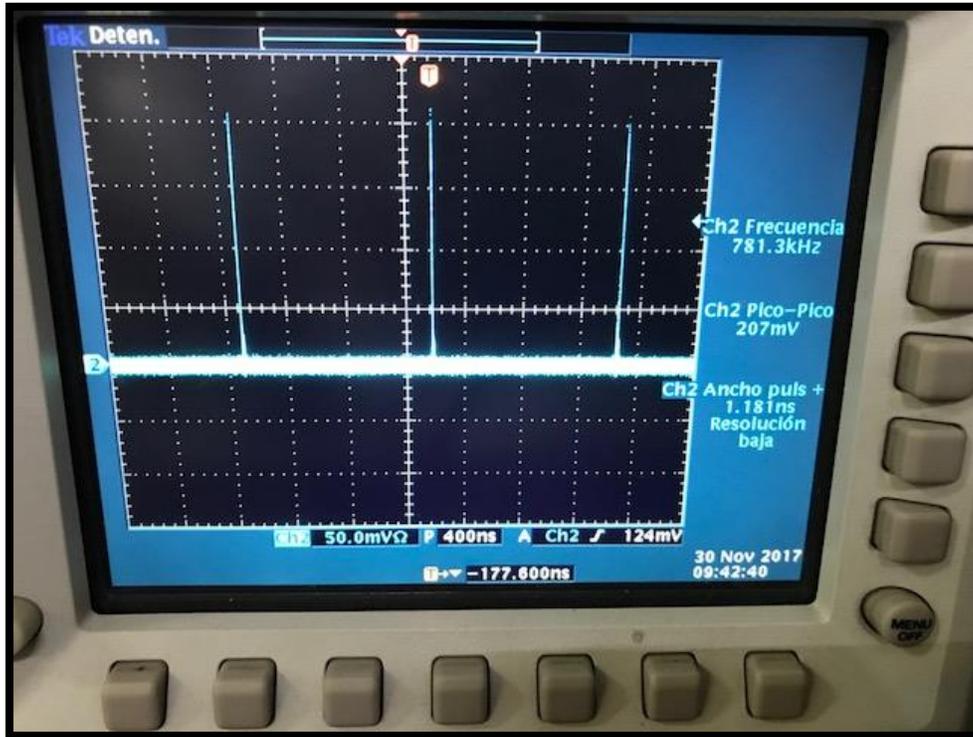


Figura 4. 6 Pulso de salida del comparador a 781KHz.

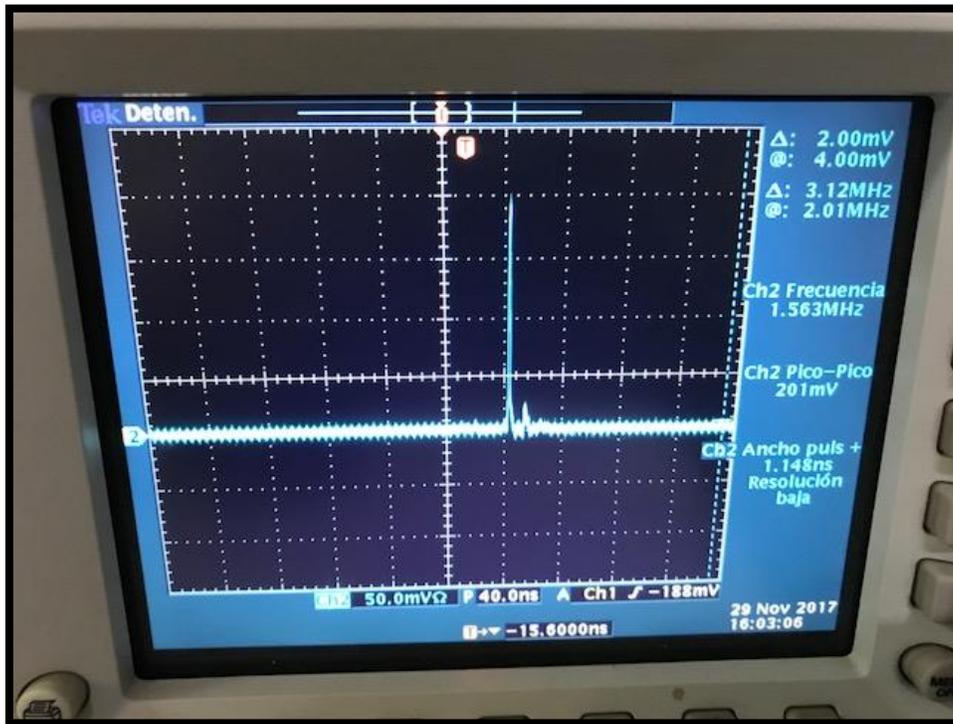


Figura 4. 7 Pulso de salida del comparador a 1.5MHz.

En la figura 4.7 se puede observar la misma salida del comparador, pero con una tasa de repetición diferente, en este caso la equivalente al conteo de 128 pulsos. Como se puede notar la variación entre frecuencias no modifica considerablemente la amplitud de salida del pulso. La variación de la amplitud fue de 6mV y la del ancho del pulso de solo 38 picosegundos.

Aunque este sistema no se tiene previsto para un funcionamiento prolongado, durante el proceso de caracterización se operó por un tiempo de 2 horas continuas dando como resultado poca variación de estos.

A continuación, se presenta el estado final de la placa principal, donde se pueden observar en la esquina superior izquierda el módulo de oscilación. A la derecha de este, se encuentra el módulo de conteo. Justo debajo de se encuentra la compuerta lógica utilizada para el desfase de la señal. En el centro de la placa se encuentra el multivibrador con sus respectivos acoplamientos de señal. Y finalmente a la derecha de la placa se encuentra el comparador. Es importante hacer notar que los conectores BNC que se encuentran distribuidos por toda la placa sirven para monitorear la señal por todas las fases del sistema.

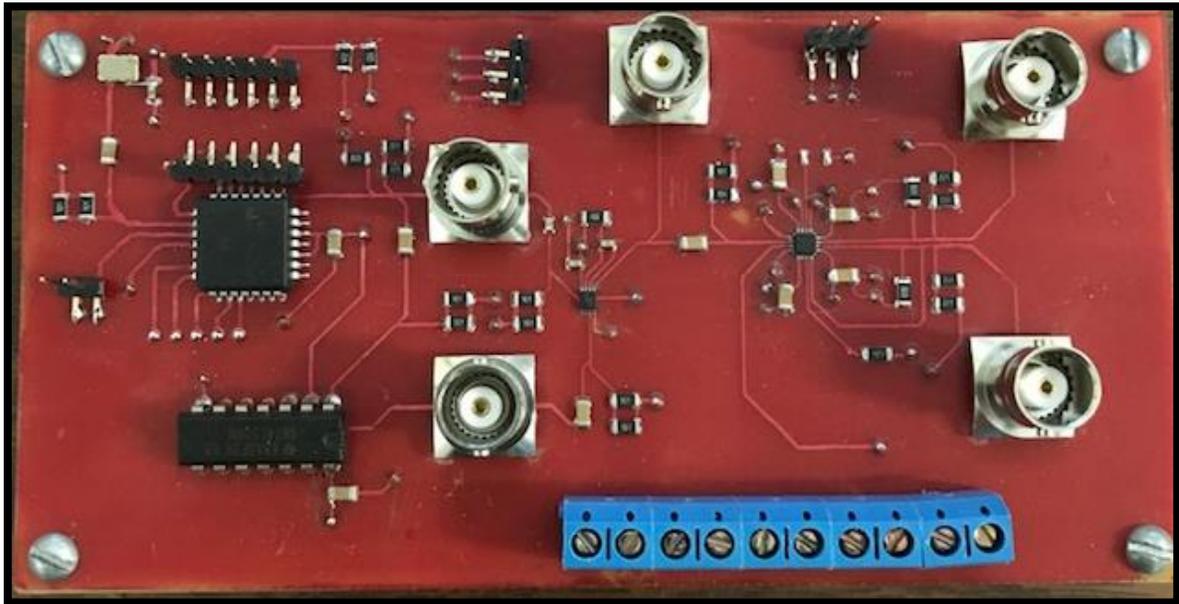


Figura 4. 8 Placa principal

Los conectores de tornillo que se notan en la parte inferior de la placa son los puntos donde tanto el voltaje de alimentación general como los voltajes de acoplamiento son introducidos. También se pueden notar una hilera de pines a 90° justo arriba del contador. Estos son los pines del puerto paralelo y de control donde los conductores provenientes del Arduino hacen conexión para otorgar el control del sistema al usuario.

En la figura 4.9 se muestran los elementos que constituyen el sistema:

- Placa principal
- Fuente de alimentación
- Arduino
- Ventilador
- Adaptador de corriente
- Indicador de encendido
- Conector para adaptador de corriente
- Cables conductores para alimentación y control



Figura 4. 9 Elementos del sistema.

La interfaz gráfica de usuario se muestra en la figura 4.10. Como se puede observar tiene el control deslizable para la modificación del ancho del pulso, así como los botones de selección de la tasa de repetición. Cuenta además de un botón indicador del estado del sistema, así como un paro de emergencia. La pantalla del centro muestra un aproximado de cómo se verá la señal real a la salida del sistema.

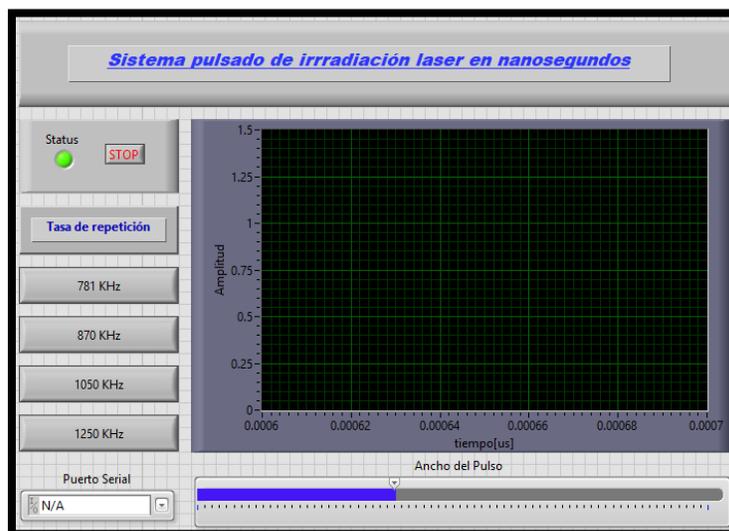


Figura 4. 10 Interfaz gráfica de usuario

Todo el sistema quedo empaquetado en una caja de acrílico para su fácil transportación y protección. En las siguientes figuras se muestra su aspecto final. Es importante hacer mención que el conector para la alimentación principal, el conector USB para la conexión con la computadora, así como los conectores BNC para la utilización del pulso generado fueron colocados fuera de la misma para su fácil manejo.



Figura 4. 11 Vista frontal del sistema



Figura 4. 12 Vista trasera del sistema



Figura 4. 13 Vista interna del sistema.

Conclusiones

El objetivo fundamental de esta tesis es la creación de un sistema capaz de generar pulsos de un nanosegundo con una tasa de repetición variable para la polarización de una fuente de iluminación con diodos laser. Este sistema tiene la capacidad de generar pulsos eléctricos para generar pulsos de luz con los parámetros necesarios para realizar estudios de tejidos por medio de fluorescencia resuelta en tiempo.

Así pues, la aportación principal de este trabajo consiste en el diseño y construcción de dicha fuente. Durante el desarrollo de este proyecto muchas variantes a los circuitos propuestos en un inicio fueron experimentados. Se comprobó de igual manera, la importancia de un diseño óptimo de placas impresas para la correcta funcionalidad general del sistema.

En esta tesis se demostró que es posible el desarrollo de un generador de pulsos eléctricos en el orden de los nanosegundos mediante el uso de dispositivos comerciales de alta frecuencia. Debido a la cada vez mayor miniaturización de los dispositivos fue necesaria la aplicación de técnicas semi profesionales para la creación de las placas que contendrían los circuitos diseñados.

Uno de los principales avances de esta tesis fue la demostración de cómo los parámetros que muchas veces se consideran como poco favorables para los circuitos electrónicos de alta velocidad, como lo es el tiempo de propagación, en ocasiones es fundamental para lograr una funcionalidad clave en el sistema (desfasamiento de la señal), que de otra manera habría tenido que incluir circuitos más desarrollados o técnicas más complejas.

Durante el desarrollo de la placa principal, muchos de los problemas que se presentaron fueron debidos a las técnicas especiales requeridas en la construcción de circuitos de alta frecuencia.

En este trabajo se abordó, además, la realización de acoplamientos de señal cuándo se trabaja con dispositivos de diferentes niveles de voltaje. Un dispositivo que no sea acoplado correctamente corre el riesgo de no poder detectar la señal de entrada que le es inyectada y por ende comprometer la funcionalidad general del sistema.

En la parte final de este proyecto se diseñó una interfaz de usuario amigable, la cual permite un control sencillo y en sincronía con el sistema analógico. Se demuestra además que, aunque las señales generadas en cada parte del sistema no fueron del todo perfectas en cuanto a cancelación de ruidos y rebotes, estos no disminuyeron la efectividad general del sistema para la generación de los pulsos buscados.

Los pulsos generados cumplieron con la amplitud proyectada de 200mV y una duración de 1.1ns. Estos pulsos además mantuvieron su duración a pesar de la variación de las frecuencias establecidas en el sistema.

Referencias

- [1] Jeppe Byskov-Nielsen, "Short-pulse laser ablation of metals: Fundamentals and applications for micro-mechanical interlocking", PhD Thesis, Department of Physics and Astronomy University of Aarhus, Denmark, 2010. Pp 2-3.
- [2] Karl F. Renk "Basics of Laser Physics", Springer-Verlag Berlin Heidelberg, Regensburg, Germany, 2012. Pp. 380-381.
- [3] E. R. e. all., Time-resolved infrared spectroscopic techniques as applied to channelrhodopsin, 2015.
- [4] Joseph R. Lakowicz, "Principles of Fluorescence Spectroscopy", Kluwer Academic/Plenum, 1999. Pp. 32-34.
- [5] Valeur Bernard., "Molecular Fluorescence: Principles and Applications", Wiley-BCH-Verlag, Federal Republic of Germany, 2002. Pp. 15-17.
- [6] Andrei Stalmashonak, Gerhard Seifert, Amin Abdolvand, "Ultra-Short Pulsed Laser Engineered Metal-Glass Nanocomposites", Springer Briefs in Physics, 2013. Pp. 5-6.
- [7] Fraunhofer-Gesellschaft, "Ultra-short-pulse laser becomes effective series-production tool", Germany, 2013.
- [8] E. Moreno García, J. M. de la Rosa-Vázquez, P. Reyes López, and R. Rosas Vélez., "Development of a Spectrometer controlled by a PC", Científica, 2013.
- [9] Drew Campbell, Jason Harper, Vinodhkumar Natham, Funian Xiao, and Raji Sundararajan, "A Compact High Voltage Nanosecond Pulse Generator", Proc. ESA Annual Meeting on Electrostatics 2008, Paper H3.
- [10] H.-W. C. J. H. a. Z.-J. L. Sheng-Ping Chen, 100 W all fiber picosecond MOPA laser, 2009.
- [11] Dr. Rüdiger Paschotta, "Master Oscillator Power Amplifier", RP Photonics Consulting GmbH https://www.rp-photonics.com/master_oscillator_power_amplifier.html.
- [12] 2015 SPI LASERS LIMITED <http://www.spilasers.com/application-marking/fiber-laser-colour-marking/>.
- [13] Vectron Co. Application Note " Signal Types and Terminations.
- [14] John F. Wakerly, "Digital Design Principles and Practices", Fourth Edition, Pearson Education, 2006..
- [15] O. Semiconductor, MECL Sysrem Design Handbook, 1988.

- [16] T. Instrument, Application Report - AC-Coupling Between Differential LVPECL, LVDS, HSTL and CML, 2007.
- [17] T. Instrument, Application Report - DC-Coupling Between Differential LVPECL, LVDS, HSTL, and CML, 2003.
- [18] S. T. Media, Fundamentals of Passive Component Behavior at High Frequencies, 2006.
- [19] T. Instruments, High Speed Analog Design and Application Seminar.
- [20] H. J. a. M. Graham, High-Speed Digital Design – A Handbook for Black Magic, Prentice Hall, 1993.
- [21] T. Instrument, Effect of Parasitic Capacitance in Op Amp Circuits, 2000.
- [22] T. Instruments, Application Report - Semiconductor and IC Package Thermal Metrics, 2016.
- [23] Adel S. Sedra & Kenneth C. Smith “Microelectronic Circuits “, Oxford University Press, New York, 2015..
- [24] Electronic Tutorials <http://www.electronics-tutorials.ws/oscillator/crystal.html>.
- [25] A. Devices, Comparators MT-083 TUTORIAL, 2011.
- [26] NTE, NTE955M Datasheet.
- [27] A. Devices, Using Third Overtone Crystals with the ADSP-218x DSP, Agosto 2008.
- [28] T. Instrument, AC-Coupling Between Differential LVPECL, LVDS, HSTL,, 2003.
- [29] D. H. Johnson, Why 50-ohms?, EDN magazine, 2001.
- [30] ON Semiconductor, Application note: AN1406/D “Designing with PECL (ECL at +5.0V)”..