

# Mi Tesis

Miguel Perez Andrade

abril de 2023



# Índice general

<b>1. Introducción</b>	<b>5</b>
1.1. Introducción a UWB . . . . .	5
1.2. Generadores de pulsos ultracortos . . . . .	7
1.2.1. Generadores basados en diodo SRD . . . . .	7
1.3. Aplicación de generadores de pulsos ultracortos . . . . .	8
1.3.1. Aplicaciones en transmisión . . . . .	9
1.3.2. Aplicaciones en recepción . . . . .	10
1.4. Requerimientos del generador de pulsos . . . . .	12
<b>2. SRD</b>	<b>13</b>
2.1. Introducción . . . . .	13
2.2. Introducción a diodos . . . . .	13
2.2.1. Física de la juntura . . . . .	13
2.2.2. Relación I-V . . . . .	14
2.3. Proceso de recuperación inversa . . . . .	15
2.4. Diodos de almacenamiento de carga . . . . .	16
2.5. Diodo SRD . . . . .	17
2.5.1. Física del dispositivo . . . . .	17
2.5.2. Proceso de recuperación . . . . .	17
2.6. Modelos circuitales y de simulación . . . . .	19
2.7. Selección de SRD . . . . .	20
2.7.1. Validación de modelo . . . . .	21
2.7.2. Simulación . . . . .	22
<b>3. Diseño</b>	<b>25</b>
3.1. SRD como acelerador de flanco . . . . .	25
3.2. Generador de pulsos con <i>stub</i> . . . . .	27
3.2.1. Principios del <i>stub</i> . . . . .	27
3.2.2. Generador de pulsos SRD+ <i>stub</i> . . . . .	29
3.3. Generador de pulsos con <i>stub</i> y rectificador . . . . .	30
3.4. Consumo del generador . . . . .	31
3.5. Ancho de banda del pulso . . . . .	33
3.5.1. Ancho de banda de pulso gaussiano . . . . .	33
3.5.2. Comparación contra simulación . . . . .	34
3.6. Diseño del <i>driver</i> . . . . .	35
3.6.1. Filtro pasa altos . . . . .	36
3.6.2. Implementación de la llave . . . . .	45
3.7. Implementación en PCB . . . . .	49
3.7.1. Selección de componentes pasivos . . . . .	50
3.7.2. Layout del pulser . . . . .	51
3.7.3. Layout del driver . . . . .	54

<b>4. Mediciones</b>	<b>57</b>
4.1. Introducción . . . . .	57
4.2. Banco de medición . . . . .	57
4.2.1. Fuente de alimentación . . . . .	57
4.2.2. FPGA . . . . .	58
4.2.3. Osciloscopio . . . . .	59
4.2.4. Seguridad del instrumento . . . . .	59
4.3. Mediciones realizadas . . . . .	60
4.3.1. Mediciones del <i>driver</i> . . . . .	61
4.3.2. Medición de pulso . . . . .	61
4.4. Aplicaciones . . . . .	67
4.4.1. Aplicaciones en transmisión . . . . .	67
4.4.2. Simulación . . . . .	68
4.4.3. Validación con pulso medido . . . . .	70
<b>5. Conclusiones</b>	<b>71</b>
<b>A. Código Fuente Verilog</b>	<b>73</b>
<b>B. Bibliografía</b>	<b>77</b>

# Capítulo 1

## Introducción

En este capítulo se hará una introducción a los sistemas UWB, sus ventajas, desventajas y aplicaciones. Luego, se explicará un componente fundamental de estos sistemas, que es el generador de pulsos ultracortos. Se analizarán las diversas arquitecturas reportadas en la literatura. En particular, se resalta la basada en diodo SRD serie con línea de transmisión en paralelo por su bajo costo de implementación. Luego, se analizarán aplicaciones del generador de pulsos propuesto en los caminos de recepción y transmisión de una plataforma UWB de referencia [1]. Por último, se llegará a un conjunto de especificaciones para el generador de pulsos a desarrollar.

### 1.1. Introducción a UWB

La tecnología UWB (del inglés *Ultra Wide Band*, ultra ancho de banda) es una tecnología de radio caracterizada por señales y sistemas cuyos anchos de banda son muy grandes. En el dominio del tiempo, estos grandes anchos de banda se traducen en señales ultra cortas. Esto es contraposición a los sistemas de RF usuales, que suelen ser de banda angosta o sintonizados. Las señales temporales ultracortas o el ancho de banda grande supone un desafío para el diseño de los sistemas.

Para tomar una definición precisa sobre qué es un sistema UWB, tomaremos la dada por la Comisión Federal de Comunicaciones de los Estados Unidos, conocida como la FCC. Esta es una agencia gubernamental con incumbencia en los Estados Unidos, pero dado que en el ámbito de las comunicaciones y tecnologías de la información muchas empresas y productos se desarrollan en los Estados Unidos y tienen un alcance global, los estándares y regulaciones establecidos por la FCC a menudo se convierten en referencia para otros países y regiones, lo que asegura una cierta uniformidad y compatibilidad en el mercado global, facilitando la interconexión de dispositivos y servicios en todo el mundo.

En la definición dada por esta agencia, un sistema UWB se define como uno en el que el ancho de banda utilizado es mayor a 500 MHz o 20 % de la frecuencia portadora [2]. Para la definición de ancho de banda, la comisión utiliza la definición de ancho de banda a 10 dB, en lugar de los 3 dB usuales en otros campos. De esta manera el ancho de banda queda definido como la franja de frecuencia en la que la potencia cae 10 dB con respecto al punto de máxima potencia.

En las tecnologías de radio de banda angosta, que componen la mayoría de las asignadas por la FCC, se asigna un canal angosto a cada aplicación. Debido al gran ancho de banda de los sistemas UWB, es inevitable que el rango de frecuencias se superponga con alguno asignado a otra tecnología. Para evitar interferencia excesiva, sobre todo con sistemas críticos como el GPS, la FCC asigna una máscara espectral sobre la potencia máxima permitida para los sistemas UWB. En la figura 1.1 puede observarse la misma. La máscara se establece sobre la PIRE, Potencia Isotrópica Radiada Equivalente (o EIRP del inglés *Equivalent Isotropic Radiated Power*). Esta cantidad es la potencia que debería emitir un radiador isotrópico para realizar la misma intensidad de radicación en la dirección de máxima potencia de la antena. Es una medida de direccionalidad de la antena

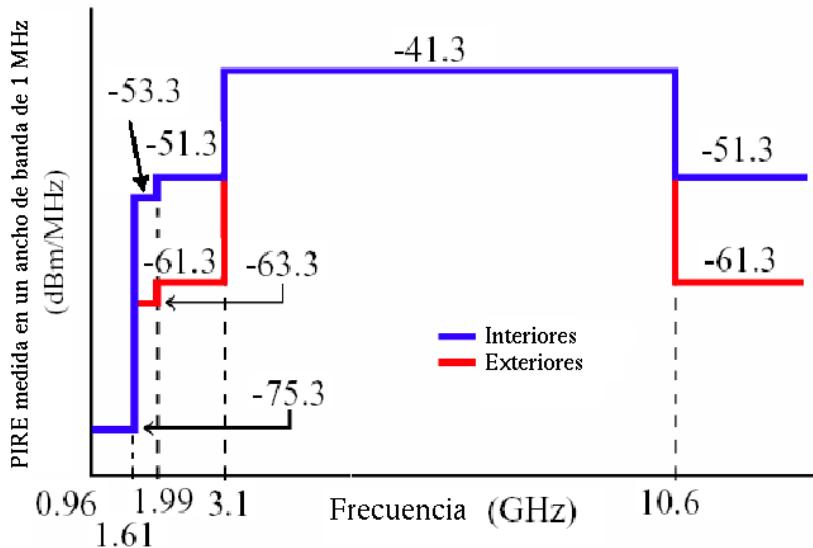


Figura 1.1: Máscara de PSD para señales UWB establecida por la FCC. Tomada de [3].

que permite comparar entre radiadores con distintos patrones de radiación.

La tecnología UWB encuentra aplicaciones en diversas áreas

- **Radar:** El gran ancho de banda de las señales UWB se presta para aplicaciones de radar que requieran de gran resolución espacial. Su capacidad de penetración profunda permite aplicaciones de radar en las que se pueden resolver objetos bloqueados por paredes. Su gran penetración también permite aplicaciones en GPR (del inglés *Ground Penetrating Radar*, radar de penetración de suelo), en las que la señal de radar se utiliza para identificar materiales enterrados en el suelo o dentro de muros. Algunos ejemplos pueden consultarse en [4], [5], [6].
- **Comunicaciones:** Otra ventaja del gran ancho de banda de estos sistemas es la capacidad de transmisión de datos que puede obtenerse. En sistemas de transmisión de datos de corto alcance, pueden explotarse las propiedades de las señales UWB para obtener altas tasas de transmisión. Algunos ejemplos son [7], [8], [3]
- **Imágenes médicas:** Existen aplicaciones en las que radares de impulsos Doppler UWB son utilizados para medición de signos vitales críticos como pulso cardíaco y respiración. Este tipo de radares frente a otros de onda continua presentan ventajas como menor consumo y mayor resolución. Algunos ejemplos son [9], [10], [11].
- **Caracterización de materiales:** ciertos materiales pueden ser caracterizados mediante su iluminación con una señal UWB y un análisis sobre las reflexiones de la señal. El gran ancho de banda de esta respuesta permite realizar caracterizaciones del material que con señales de banda angosta no serían posibles. Algunos ejemplos de estas aplicaciones pueden consultarse en [12], [13], [14], [15], [16], [1]

En cuanto a su adopción, en 2019 varios teléfonos inteligentes empezaron a ofrecer tecnologías UWB. En campos de radar fue expandida su aplicación.

Habiendo sido presentadas las ventajas de los sistemas UWB y como estas permiten su aplicación en distintos campos, estos tienen desventajas en cuanto a complejidad de implementación. El gran ancho de banda de las señales permite explotar diversas aplicaciones pero al mismo tiempo presenta complicaciones en el diseño, ya que los caminos de señal deben tener un gran ancho de banda. Esto vuelve desafiante el diseño en varios aspectos.

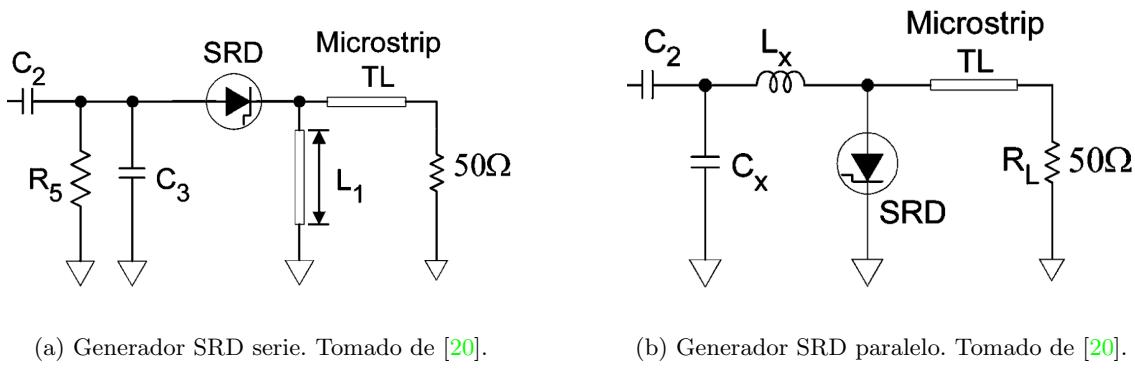


Figura 1.2: Generadores de pulsos basados en SRD con topología serie y paralelo.

El objetivo de este trabajo es desarrollar un generador de pulsos UWB de bajo costo, que evite estas problemáticas.

## 1.2. Generadores de pulsos ultracortos

Un componente fundamental de los sistemas UWB son los generadores de pulsos ultracortos. Estos tienen múltiples aplicaciones, tanto en la generación de las señales a ser transmitidas, como en muestreo y conversión a banda base/pasante. Es fundamental en este tipo de generadores lograr anchos de pulso menores a 1 ns y tener amplitudes variables.

Existen diversas topologías para la implementación de estos circuitos. En la literatura se encuentran resultados reportados con implementaciones tanto integradas como discretas. En los generadores implementados en circuitos integrados, son usuales las arquitecturas basadas en la suma de una señal de entrada con distintos niveles de retardo, generando pulsos con forma de gaussiana derivada [17] [18] [19]. Como en este trabajo el objetivo es una plataforma de bajo costo y reconfigurable, se optará por una con una implementación discreta.

En la familia de generadores implementados con componentes discretos, destacan los implementados con diodos SRD. A continuación se resaltarán las principales características de los mismos, las distintas topologías existentes y sus ventajas y desventajas.

### 1.2.1. Generadores basados en diodo SRD

Un tipo de generadores de pulsos ultracortos son los basados en diodo SRD. Este tipo de dispositivos pertenecen a la familia de diodos de almacenamiento de carga. Se diferencian por su característica de recuperación reversa. Esta presenta un largo tiempo de almacenamiento seguido de un tiempo de transición muy corto, lo que permite su aplicación en generación de pulsos ultracortos.

Este tipo de generadores de pulsos se caracterizan por su bajo costo, versatilidad en cuanto a amplitud y ancho de pulso, y baja complejidad de implementación. Es por estos motivos que son ampliamente utilizados en la generación de pulsos para sistemas UWB.

Existen distintas arquitecturas de generación de pulsos basados en este diodo. En todas se explota su característica de recuperación reversa, las variaciones se presentan en el tipo de componentes utilizados, el tipo de señal de entrada y su acople y la forma de utilización del diodo. En la mayor parte de los generadores reportados en la literatura, se puede diferenciar entre SRD serie o paralelo con la señal, y la utilización de inductores o líneas de transmisión en paralelo, o *stub*, para la generación del pulso.

Separaremos a los generadores en dos grupos: serie y paralelo, explicando las ventajas y desventajas de cada uno.

### Serie

En los generadores que denominaremos serie, el diodo SRD se encuentra en serie con la señal. En la figura 1.2a se observa un ejemplo. En este caso, el diodo SRD genera un flanco muy rápido en base a uno (posiblemente) lento. Con este flanco rápido, se utiliza un stub cortocircuitado a tierra para reflejarlo y así lograr un pulso ultra corto. La duración temporal de este pulso estará dado por el retardo de propagación en la línea de transmisión, mientras que la amplitud estará determinada por el retardo en la línea, la amplitud de la señal de entrada y la velocidad de crecimiento del flanco generado por el SRD. La señal de entrada puede estar acoplada de manera directa al diodo, o acoplada en alterna. El primer tipo de acople tiene asociado una mayor disipación de potencia, mientras que la segunda presenta menor disipación pero más complejidad de implementación, ya que la correcta polarización del diodo y su transición al estado de alta impedancia se vuelven más desafiantes.

Estos generadores se caracterizan por su simplicidad de implementación. El hecho de utilizar una línea de transmisión para la generación del pulso simplifica el diseño, ya que no requiere la adquisición de componentes adicionales, siendo que la selección de los mismos es desafiante en el contexto de UWB dónde se debe trabajar en grandes anchos de banda. La utilización de la línea de transmisión permite más control sobre el diseño.

### Paralelo

En los generadores paralelo, el diodo SRD se encuentra en paralelo con la salida. El SRD presenta una baja impedancia mientras se encuentra polarizado en directa. Una vez aplicada una corriente inversa para commutar al dispositivo a su estado de alta impedancia, el mismo permanece en el estado de baja impedancia durante un tiempo denominado tiempo de almacenamiento. Extinguido este período, el diodo transiciona al estado de alta impedancia en un tiempo dado por su tiempo de transición, que para diodos SRD es del orden de picosegundos. Teniendo al diodo en paralelo con la salida, es posible generar un pulso ultra corto en base a esta transición. Para lograr esto, se coloca en serie un inductor que genera una resonancia con la capacidad a tierra del diodo SRD [21]. Esta frecuencia de resonancia se relaciona con el ancho de pulso y permite su control.

En la literatura se reportan mejores amplitudes de pulso para los generadores paralelo que para los serie [20]. Sin embargo, esta mayor amplitud trae como contrapartida la mayor complejidad de implementación asociada con la presencia de un inductor en el camino de la señal. La selección de este componente debe ser cuidadosa, ya que por los anchos de banda de trabajo los componentes deben tener un gran ancho de banda. En el caso del generador serie, se utiliza una línea de transmisión sobre la que se tiene mayor control con respecto a sus parámetros. Es por esta razón que para este trabajo se adoptará una arquitectura basada en diodo SRD serie, siendo preponderante la simplicidad de implementación sobre la amplitud de pulso.

## 1.3. Aplicación de generadores de pulsos ultracortos

A continuación se detallará la aplicación de generadores de pulsos ultracortos en el contexto de un sistema UWB. Se utilizará de referencia el trabajo reportado en [1], donde se desarrolló una plataforma para la estimación del contenido de humedad en poliamidas en base a UWB, es decir, una aplicación de caracterización de materiales. En esta plataforma se irradia sobre el objeto a caracterizar una señal UWB, cuya reflexión es capturada por la misma plataforma y analizada para estimar el contenido de humedad. La plataforma contiene entonces dos caminos, el de transmisión y el de recepción, el diagrama en bloques de ambos puede observarse en la figura 1.4. A continuación se detallará como un generador de pulsos ultracortos permite simplificar la implementación de estos bloques.

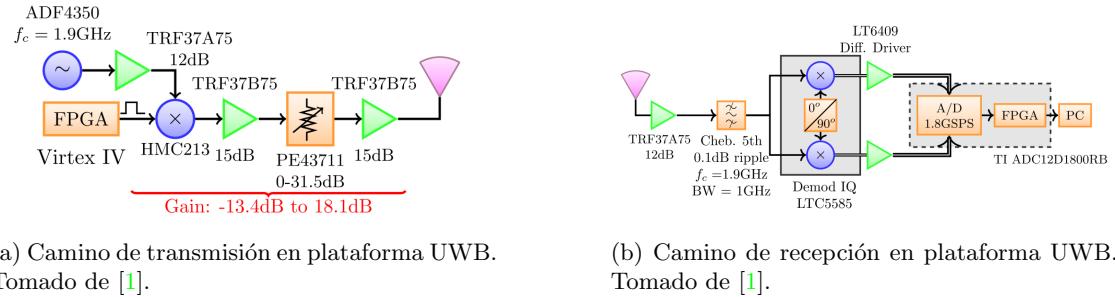


Figura 1.3: Cadenas de transmisión y recepción en sistema UWB reportado en [1].

### 1.3.1. Aplicaciones en transmisión

El diagrama en bloques del camino de transmisión puede observarse en la figura 1.3a. La función de esta cadena es generar un pulso en banda pasante a ser transmitido por la antena, que irradiará sobre el objeto a caracterizar. En este caso, se toma una frecuencia central de transmisión de 1,9 GHz y un ancho de banda de 1 GHz. Para la transmisión de este pulso en banda pasante, se parte de un pulso generado por una FPGA. Este pulso tiene un ancho mínimo dado por el reloj mínimo del sistema, que en este caso se encontraba en 1,5 ns, con un ancho de banda de 10 dB de 1,28 GHz. Este pulso se encuentra en banda base, para pasarlo a banda pasante se utiliza un multiplicador de frecuencia pasivo. Para la multiplicación es necesaria una señal de referencia de 1,9 GHz, y dado que el multiplicador es pasivo, este requiere que la potencia de la referencia sea de 13 dBm. Para lograr esto se requiere de un oscilador activo y un amplificador para lograr la potencia necesaria. Dado que el multiplicador es pasivo y tiene una pérdida especificada en 10 dB, es necesario un bloque de ganancia para compensar. En este caso, se utilizaron dos bloques de ganancia intercalados por un atenuador configurable, de manera de darle a todo el sistema una ganancia configurable de entre -13,4 dB y 18,1 dB.

A continuación se explicará cómo esta cadena puede ser fuertemente simplificada con un generador de pulsos ultracortos. En la figura 1.4a se observa la cadena de señal propuesta. Para generar el pulso en banda pasante, en lugar de utilizar una arquitectura basada en una generación de pulso en banda base y luego una modulación a banda pasante, se utilizará una basada en un generador de pulsos y un filtro pasabanda. El pulso en banda pasante de la arquitectura original se encontraba en una frecuencia central de 1,9 GHz con un ancho de banda de 1 GHz. Para generar este pulso, se propone una arquitectura en la que se dispone de un filtro pasabanda con las características del pulso deseado, es decir, una frecuencia central de 1,9 GHz y 1 GHz de ancho de banda, y se lo excita con un pulso ultra corto. Este pulso aproxima a un impulso ideal, siendo que excitar un sistema LTI con un impulso ideal resulta en una señal con un espectro igual a la función transferencia del sistema, en este caso la salida tendrá el espectro del filtro pasabanda. Por ser el ancho del pulso finito y distinto de 0, la salida no será exactamente igual a la transferencia del filtro, pero con un pulso lo suficientemente corto es suficiente. En términos de frecuencia, es suficiente con que el ancho de banda a 10 dB sea mayor a la máxima frecuencia útil, en este caso  $1,9 \text{ GHz} + 1 \text{ GHz}/2 = 2,4 \text{ GHz}$ . Para mantener la funcionalidad de ganancia variable, entre el pulser y el filtro pasabanda se incluyen un amplificador y un atenuador variable.

De esta manera, se implementa una cadena que requería de 6 componentes por una que solo requiere de 2. En el caso de la arquitectura propuesta, la potencia de salida puede ser ajustada con la amplitud del generador de pulsos, ya que la misma define la amplitud del pulso en banda pasante. Regulando la amplitud de este generador se regula la potencia. En cuanto a la forma espectral del pulso de salida, es totalmente controlable por el filtro pasabanda, por lo que la cadena propuesta presenta una gran versatilidad, además de baja complejidad. Cabe resaltar la importancia del generador en esta cadena, que debe generar pulsos ultracortos (tales que su ancho de banda sea mayor al de los pulsos en banda pasante) y amplitud regulable. En caso de ser necesario, pueden agregarse un amplificador y atenuador variable como se indica en la figura 1.4a

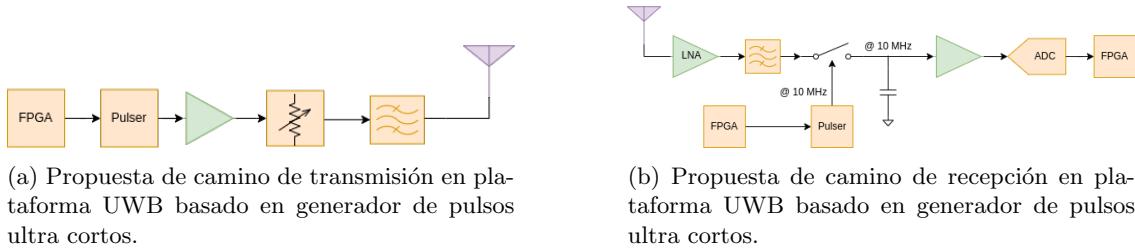


Figura 1.4: Propuestas de cadenas de transmisión y recepción en sistema UWB basado en generador de pulsos ultracortos.

para darle más versatilidad al ajuste de amplitud.

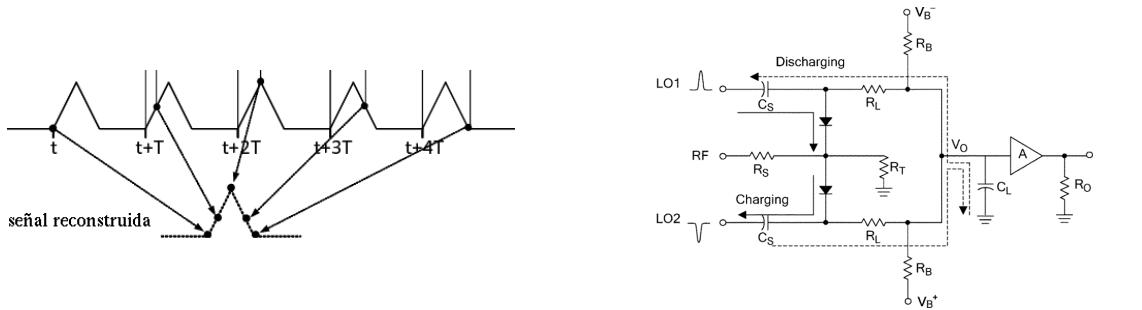
Además de la menor cantidad de componentes en la arquitectura propuesta, estos son más simples. En la arquitectura original se necesita, además de los amplificadores y el atenuador variable, un oscilador y un multiplicador, ambos componentes con significativas complejidades de implementación y limitaciones asociadas.

- El oscilador requiere un diseño de una placa especial, y el diseño de la misma es de complejidad ya que el camino del oscilador es crítico en el desempeño del sistema. También requiere de un control digital, ya sea en un microcontrolador, con el costo asociado al desarrollo del programa. Además, la salida es de baja potencia, lo que requiere un amplificador adicional.
- En cuanto al multiplicador, dado el gran ancho de banda de las señales de trabajo, es necesario utilizar uno pasivo. Estos son dispositivos no lineales, en general de menor desempeño que los activos adaptados a señales de banda angosta. Estos multiplicadores requieren portadoras de potencia (10 dBm-15 dBm) considerable que el oscilador por defecto no alcanza, por lo que es necesario un amplificador. Ademas tienen restricciones del ancho de banda en banda base, y restricciones del ancho de banda en banda pasante; además no deben superponerse las bandas. Por ejemplo, en el HMC213 utilizado en la plataforma de referencia [1], la banda de entrada es hasta 1,5 GHz, y la banda pasante es de 1,5 GHz-4,5 GHz. Entonces si se quiere pasar una señal de 1 GHz en banda base, al modularla queda con 2 GHz en banda pasante, la portadora mínima debe ser 2,5 GHz para evitar que se superponga la banda de entrada con la banda pasante).

En la arquitectura propuesta, no es necesario el multiplicador y, por lo tanto, tampoco el oscilador. Removiendo estos componentes se elimina gran parte del costo monetario y de ingeniería de la plataforma, ya que como fue descripto anteriormente, estos dos componentes involucran múltiples restricciones y complejidades en la implementación. En la cadena de transmisión propuesta, la mayor complejidad está en la implementación del pulser. Una vez diseñado este componente, la etapa de transmisión solamente necesita el diseño del filtro pasabanda, que puede ser realizado directamente con una línea de transmisión en la placa, y opcionalmente la inclusión de un amplificador comercial.

### 1.3.2. Aplicaciones en recepción

En cuanto al receptor, en la figura 1.3b se observa la cadena de señal implementada en la plataforma de referencia. La misma está compuesta por un amplificador de bajo ruido como primera etapa, seguido de un filtro pasabanda antialiasing. Luego del filtrado se realiza una conversión a banda base con un demodulador I/Q, seguido de una amplificación. Finalmente se realiza una conversión A/D con un conversor de tiempo real con tasa de muestreo de 1,8 GS/s. Este conversor de tiempo real vuelve muy costoso al sistema, ya que un conversor de tan alta tasa de muestreo tiene un ancho de banda analógico muy grande, lo que vuelve el costo tanto monetario como de desarrollo de ingeniería muy alto.



(a) Ilustración de la técnica de muestreo en tiempo equivalente.

(b) Circuito de muestreo basado en pulsos ultra cortos. Tomado de [22].

Figura 1.5: Esquema de muestreo en tiempo equivalente y circuito de muestreo reportado en [22].

Explotando la periodicidad de la señal recibida, es posible simplificar esta cadena reemplazándola por una basada en un generador de pulsos ultracortos, realizando en lugar de muestreo en tiempo real un muestreo en tiempo equivalente, técnica posibilitada por la periodicidad de la señal de entrada. En este esquema, se muestrea a una tasa mucho menor a la de Nyquist, muestreando la señal en distintos puntos de su período. Luego, estos puntos pueden ser alineados correctamente para reconstruir la señal original. En la figura 1.5a puede observarse el esquema. Se observa como se toman muestras a una tasa mucho menor a la de Nyquist, con el cuidado de en cada muestra tomar un punto distinto dentro de la forma de onda a muestrear. De esta manera, el conversor en tiempo real de gran tasa de muestreo puede ser reemplazado por un conversor de baja tasa y bajo costo, reduciendo de manera importante el costo del sistema.

Con el muestreo en tiempo equivalente es posible muestrear una señal a una tasa mucho menor a la de Nyquist. Sin embargo, un conversor A/D de la baja tasa de muestreo deseada tiene un ancho de banda analógico bajo, por lo que no sería posible muestrear directamente el pulso en banda pasante. Para hacer de interfaz entre esta señal y el conversor de baja tasa, es posible implementar un circuito de *Sample & Hold* que muestrea la señal, proveyendo al conversor una señal discretidad de bajo ancho de banda. En la figura 1.5b se observa un circuito de muestreo basado en pulsos ultra cortos reportado en [22]. El mismo se basa en diodos para muestrear la señal, que son accionados por pulsos ultracortos. La duración temporal de estos pulsos define el ancho de banda máximo de entrada. La amplitud determina el rango dinámico.

Con este esquema basado en muestreo en tiempo equivalente e implementado con un circuito de muestreo basado en diodos de muestreo accionados por pulsos ultra cortos, es posible reemplazar al costoso conversor de tiempo real de la figura 1.3b por el circuito propuesto. De esta manera, se llega a una cadena de recepción como la de la figura 1.4b. En este sistema, se mantienen como primeras etapas el amplificador de bajo ruido y el filtro pasabanda. Estos componentes son de bajo costo y de baja complejidad de implementación. Luego, en lugar del demodulador I/Q, los amplificadores diferenciales y el conversor de Nyquist, se encuentra el circuito de muestreo excitado por el pulser. Los pulsos de control del circuito de muestreo trabajarán a una frecuencia de repetición PRF (del inglés *Pulse Repetition Frequency*) de 10 MHz. A la salida del muestreador se realizaría una forma de onda compuesta por las muestras del pulso en banda pasante. Esta señal es amplificada por un amplificador operacional de bajo ancho de banda y muestreada por un ADC de baja tasa, siendo la necesaria de 10 MS/s, más de 2 ordenes de magnitud por debajo de la tasa del conversor de la figura 1.3b.

Variable	Requerimiento
$V_{in}$	CMOS @ $V_{DD} = 3,3\text{ V}$ ( $V_{OH} 2,4\text{ V}$ )
PRF	10 MHz
$V_{dd}$	5 V - 8 V
$A$	500 mV-1,5 V
FWHM	120 ps

Tabla 1.1: Requerimientos del generador de pulsos.

## 1.4. Requerimientos del generador de pulsos

En base a las posibles aplicaciones en los caminos de transmisión y recepción de pulsos de una plataforma UWB, se determina el conjunto de especificaciones de la tabla 1.1 para el generador de pulsos.

El requisito de  $V_{in}$  se refiere a la entrada de control del pulser. Esta se corresponde con una salida digital de la FPGA, que trabaja en 3,3 V. Esta salida digital es de baja capacidad de carga, por lo que la entrada tiene que tener un bajo consumo de corriente. Para  $V_{dd}$  se admite un valor superior a los 3,3 V de la FPGA, y se apunta a una alimentación regulable entre 5 V y 5 V.

En cuanto a las características del pulso, se espera un FWHM (del inglés *Full Width at Half Maximum*) de alrededor de 120 ps. Esta ancho temporal permite trabajar en los anchos de bandas de la plataforma de referencia [1]. En cuanto a la amplitud, una de entre 500 mV y 1,5 V es suficiente. Cuanto mayor sea la amplitud, menor la complejidad de implementación de las aplicaciones, ya que si esta es suficiente se pueden ahorrar amplificadores. De todas maneras, si la amplitud no es lo suficientemente grande, un amplificador no representa un gran costo para el sistema. La PRF de los pulsos se espera que sea de 10 MHz. Esto permite en el camino de recepción propuesto muestrear la salida del muestreador con un ADC de baja tasa.

# Capítulo 2

## SRD

### 2.1. Introducción

En este capítulo se explicará el funcionamiento del diodo SRD. Estos pertenecen a una familia de dispositivos de juntura denominada juntas de almacenamiento de carga [23]. Estos dispositivos se caracterizan por su característica de recuperación inversa.

Se empezará explicando principios básicos de funcionamiento de diodos de juntura, luego el proceso de recuperación inversa en un diodo, y luego una descripción del diodo SRD y sus modelos de simulación.

### 2.2. Introducción a diodos

Un diodo es un dispositivo electrónico caracterizado por una relación tensión-corriente asimétrica, presentando una impedancia muy baja en un sentido de circulación de corriente y muy alta en el opuesto. Por esta característica tienen aplicaciones como rectificadores, tanto en circuitos de potencia como de comunicaciones.

#### 2.2.1. Física de la juntura

El funcionamiento del diodo se basa en una juntura. Esta puede ser semiconductor-semiconductor, como en un diodo de juntura pn, semiconductor-metal como en un diodo Schottky, semiconductor-semiconductor-semiconductor como en un diodo PIN, o demás variaciones. Los principios físicos de funcionamiento de toda esta familia de dispositivos se basa en la física de la densidad de portadores en estos materiales y sus distintos fenómenos de transporte [25].

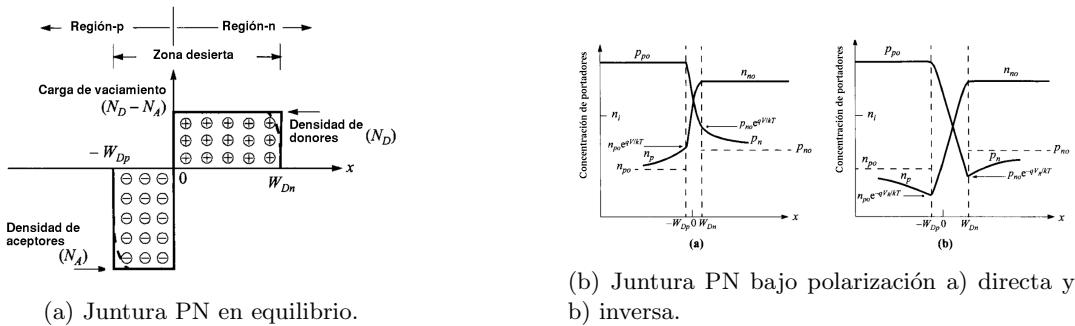


Figura 2.1: Juntura PN en equilibrio y en polarización. Tomadas de [24].

Existen dos fenómenos de transporte en una juntura: la difusión y el arrastre. La primera se debe al fenómeno físico de difusión, en el que un gradiente de densidad resulta en una corriente desde las zonas con mayor concentración a las de menor. La corriente de arrastre se debe al campo eléctrico existente en la juntura.

### Juntura en equilibrio

En una juntura pn en equilibrio, las corrientes de difusión y arrastre se encuentran perfectamente balanceadas. Debido a los gradientes de concentración de portadores en la juntura, alrededor de la misma se forma una zona vacía de portadores, denominada zona desierta o zona de carga espacial. En esta zona, debido a la ausencia de portadores minoritarios, se desarrolla una densidad de carga, debido a los iones no compensados. Esta zona resulta en un campo eléctrico que a su vez genera una corriente de arrastre que compensa a la de difusión.

Entonces, el ancho de esta zona desierta dependerá del dopaje en ambos materiales y de la geometría de los mismos, dado que el mismo es el necesario para compensar la corriente de difusión. En la figura 2.1a se observa un esquema de la situación. En ambos materiales se desarrollan zonas desiertas, de anchos  $W_{Dp}$  y  $W_{Dn}$  con carga total de  $W_{Dp} \times N_A$  y  $W_{Dn} \times N_D$ .

Es una caso de interés el de una juntura muy asimétrica, en la que  $N_A \gg N_D$  o  $N_A \ll N_D$ . Por la neutralidad de carga, las cargas almacenadas en cada zona desierta  $Q_N$  y  $Q_P$  deben ser iguales. En el caso de una juntura muy asimétrica, esto resulta en el ancho de la zona fuertemente dopada siendo casi cero, es decir  $W_{Dp} \approx 0$  si  $N_A \gg N_D$  o  $W_{Dn} \approx 0$  si  $N_D \gg N_A$ .

La aproximación de juntura muy asimétrica es de interés ya que puede ser aplicada a cierto tipo de junturas, como la metal-semiconductor o la semiconductor dopado-semiconductor intrínseco. La primera aplica para diodos Schottky mientras que la segunda es de utilidad en diodos PIN y SRD.

### Juntura polarizada

Una vez que se aplica una tensión  $V_D$  entre los terminales del dispositivo, el ancho de esta zona varía, descompensando el equilibrio entre las corrientes de difusión y arrastre. Una tensión  $V_D > 0$  resulta en un achicamiento de la zona desierta, una reducción del campo eléctrico y una corriente neta de difusión. Para  $V_D < 0$ , la zona de vaciamiento aumenta, aumentando el campo eléctrico y resultando en una corriente neta de arrastre.

En la figura 2.1b se observa como varían las densidades de portadores y el ancho de la zona desierta. Para tensiones positivas (polarización directa), el ancho de la zona desierta disminuye y las densidades de portadores minoritarios están en exceso de las de equilibrio, y para inversa, la zona desierta se incrementa y las densidades caen por debajo de las de equilibrio.

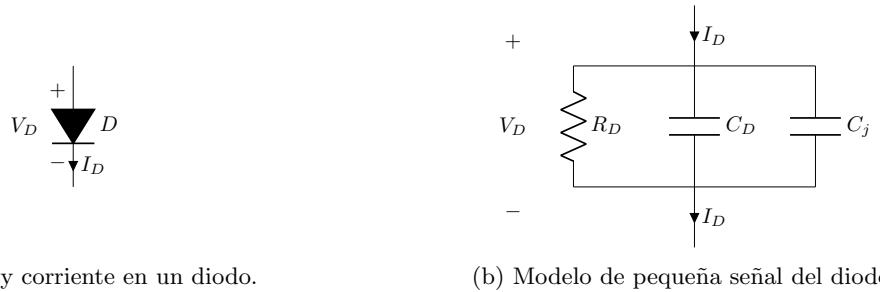
Este exceso de portadores minoritarios para polarización directa resulta en una corriente considerable, y la baja densidad en inversa en una corriente casi nula. Este es el efecto mencionado anteriormente de asimetría en la conducción de corriente.

Según el valor de  $V_D$  se determinan dos regímenes de operación distintos: el régimen de directa, en el que la corriente es considerable, y régimen de inversa, en el que la corriente es prácticamente nula.

#### 2.2.2. Relación I-V

Cómo fuese explicado en la sección 2.2.1, existe una relación entre la tensión  $V_D$  aplicada entre los terminales del diodo y la corriente  $I_D$  por el mismo. Se explicó cualitativamente cómo tensiones positivas resultan en circulación de corrientes y negativas en corriente nula. Cuantitativamente esta relación puede expresarse de la siguiente manera [25]

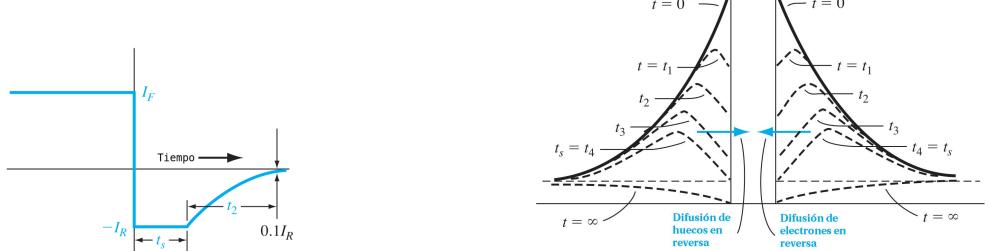
$$I = I_S \left( e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right). \quad (2.1)$$



(a) Tensión y corriente en un diodo.

(b) Modelo de pequeña señal del diodo.

Figura 2.2: Modelo de diodo.



(a) Recuperación inversa de un diodo. Tomado de [25]

(b) Evolución de densidad de portadores en el proceso de recuperación inversa. Tomado de [25]

Figura 2.3: Proceso de recuperación inversa en un diodo.

El parámetro  $I_S$  depende del diseño del diodo, y la tensión  $V_T$  es una tensión fuertemente dependiente de la temperatura. Para diodos de silicio, esta expresión suele ser aproximada a orden 0 como una corriente  $I = 0$  para  $V < 0,6$  V, y para corrientes  $I > 0$  una tensión fija de  $V = 0,6$  V.

Esta es una relación estática, es decir, la relación obtenida una vez extinguidos todos los transitorios. Linealizando a partir de un cierto punto de operación estático, es posible desarrollar un modelo dinámico de pequeña señal. Este está compuesto por una resistencia  $r_D$ , una capacidad de difusión  $c_D$  y una capacidad de juntura  $C_j$ . La capacidad de difusión tiene su fundamento físico en el cambio en la carga almacenada en el dispositivo por el proceso de difusión, y la capacidad de juntura en la variación del ancho de la zona desierta con la tensión  $V_D$ . Al variar el ancho, varía la carga almacenada en la misma, por lo que tiene un efecto capacitivo. En la figura 2.2 se observa el modelo de pequeña señal.

Para modelar el comportamiento dinámico de gran señal, es necesario contemplar la física de las transiciones entre los estados de directa e inversa. La transición de directa a inversa se denomina proceso de recuperación inversa, y es el proceso en que el diodo SRD es distintivo. A continuación se analizará en detalle la física de esta transición.

### 2.3. Proceso de recuperación inversa

En la figura 2.3a se observa el proceso de recuperación inversa de un diodo. El mismo se encuentra polarizado en directa con una corriente  $I_f$ , y en el instante  $t_0$  se aplica una corriente negativa  $I_r$ . Durante un tiempo  $t_s$ , denominado tiempo de almacenamiento (*storage time* en inglés), el diodo permanece en un estado de baja impedancia, conduciendo corriente. Luego de este tiempo, durante  $t_t$  ( $t_2$  en la figura) se da el tiempo de transición (*transition time* o *decay time* en inglés). Durante este tiempo, la impedancia de la juntura transiciona de bajo a alto, interrumpiendo la conducción de corriente. El tiempo total  $t_s + t_t$  es denominado tiempo de recuperación  $t_{rr}$ .

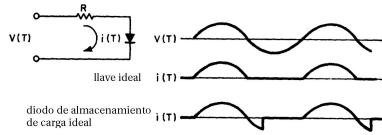


Figura 2.4: Formas de onda en rectificadores. Tomado de [23].

Cada una de estas fases está relacionada a distintos procesos físicos que se dan en la juntura. Cuando el diodo se encuentra en directa, la zona de vaciamiento se reduce, resultando en un menor campo eléctrico, y una corriente neta de difusión. Este mecanismo resulta en densidades de portadores minoritarios en los extremos de la zona de vaciamiento proporcionales a  $\exp(V/V_t)$ , resultando en una inyección de portadores minoritarios en ambas partes de la juntura. Entonces el diodo en directa tiene un exceso de portadores minoritarios. [25]

El tiempo de almacenamiento  $t_s$  está asociado al tiempo que demora la corriente reversa  $I_r$  en remover el exceso de portadores minoritarios de la zona de vaciamiento. El tiempo de almacenamiento termina una vez que la densidad de portadores minoritarios en los extremos de la zona de vaciamiento caen a sus valores de equilibrio térmico.

Una vez terminado el tiempo de almacenamiento, las densidades de portadores minoritarios en los extremos de la zona de vaciamiento cayeron a sus valores de equilibrio térmico, pero en las zonas P y N todavía se encuentra una densidad de portadores mayor a la de una juntura en reversa. El tiempo de transición  $t_t$  esta asociado al tiempo que demoran estas densidades en caer a sus valores de estado estacionario.

En la figura 2.3b se observa la evolución temporal de las densidades. Se observa que en  $t = 0^-$  las densidades en los extremos de la zona de vaciamiento están en sus valores máximos, y en  $t_4 = t_s$  caen a sus valores de equilibrio térmico. Sin embargo, en este instante las densidades en el cuerpo de la juntura no están en sus valores de estado estacionario  $t = \text{ínf}$ .

## 2.4. Diodos de almacenamiento de carga

En [23] se desarrolla la teoría de los diodos de almacenamiento de carga. Estos se caracterizan por su particular comportamiento de recuperación inversa.

En un diodo de juntura usual, tanto el tiempo de almacenamiento como el de transición tienen un orden de magnitud similar al tiempo de vida de los portadores minoritarios  $\tau_m$ , o MCL del inglés *Minority Carrier Lifetime*. La característica distintiva de los diodos de almacenamiento de carga, es que el tiempo de almacenamiento mantiene su orden de magnitud de  $\tau_m$ , pero el tiempo de transición  $t_t$  es mucho menor. [23]

En aplicaciones de conmutación de señal, es deseado que el tiempo de recuperación  $t_{rr}$  sea lo menor posible. Esto minimiza las pérdidas de potencia y maximiza la frecuencia de operación. En aplicaciones de generación de pulsos o multiplicación de frecuencia, no es deseado un  $t_{rr}$  mínimo.

La combinación de tiempo de almacenamiento  $t_s$  finito y tiempo de transición  $t_t$  muy corto es de utilidad en aplicaciones de generación de pulsos o multiplicación de frecuencia. En la figura 2.4 se observa el comportamiento de un diodo de este tipo y uno con tiempo de recuperación 0.

En el caso del diodo llave ideal, la señal de salida sigue a la entrada cuando esta es positiva, y es nula cuando la entrada es negativa, es decir, es un rectificador ideal. En el caso de un diodo de almacenamiento de carga, hay un tiempo de almacenamiento finito y comparable al período de la señal de entrada, por lo que la señal de salida sigue a la entrada mientras esta es negativa. Terminado el período de almacenamiento, el rápido tiempo de transición resulta en un flanco de amplitud considerable y muy corto. Esta característica permite generar pulsos ultra cortos o harmónicos altos de la señal de entrada.

Los diodos de almacenamiento de carga implementan estas características de gran tiempo de almacenamiento  $t_s$  y tiempo de transición corto  $t_t$ . El tiempo de almacenamiento prolongando se obtiene implementando un MCL  $\tau_m$  máximo posible para el proceso de fabricación. El tiempo  $t_t$

mínimo, se logra con un diseño de diodo que resulte en una distribución de portadores en directa tal que la mayoría de las cargas se encuentren muy cerca de la zona de vaciamiento. De esta manera, una vez que las cargas de la zona de vaciamiento se remueven, prácticamente no quedan cargas en el dispositivo, minimizando el tiempo de transición  $t_t$ .

En [23] se demuestra que, siendo  $x_0$  la distancia desde el centro de la juntura al centro de gravedad de la distribución de portadores, el tiempo  $t_t$  será proporcional a  $x_0^2/D$ , con  $D$  la constante de difusión promedio. Se demuestra también que a mayor carga almacenada en el diodo, mayor es el valor de  $x_0$ . Es decir, un incremento de la carga trae un incremento en la dispersión de la distribución de la carga con respecto al centro de la juntura. Es entonces que existe una relación inversa entre carga almacenada  $Q$  y tiempo de transición  $t_t$ : a mayor carga  $Q$ , mayor  $x_0$  y mayor  $t_t$ .

Otra limitante para  $t_t$  es la capacidad de la juntura  $C_j$ . Esta capacidad debe ser descargada en la transición, por lo que mayores valores de  $C_j$  resultan en un  $t_t$  más lento.

$C_j$  y la carga almacenada  $Q$  están relacionadas a través del área de la juntura  $A$ . La capacidad  $C_j$  varía directamente con el área mientras que la carga inversamente. Es decir, mayor área, mayor capacidad y menor carga por unidad de área. Entonces, existe un compromiso en el diseño del diodo con respecto al área: mayores áreas resultan en menor densidad de carga pero mayor capacidad y viceversa. [23]

## 2.5. Diodo SRD

El diodo SRD, del inglés *Step Recovery Diode*, diodo de recuperación en escalón, es un tipo de diodo de almacenamiento de carga, con las características de los mismos descriptas en la sección 2.4.

### 2.5.1. Física del dispositivo

El diodo es un diodo PIN, es decir, un semiconductor intrínseco, la capa I, entre dos semiconductores P y N. En la figura 2.5a se observa la estructura del mismo. La característica que diferencia al diodo SRD de los diodos PIN usuales con aplicaciones en RF, es que en el SRD la capa I es muy fina, entre 0,5  $\mu\text{m}$  y 4  $\mu\text{m}$ , mientras que en un diodo PIN el rango es entre 50  $\mu\text{m}$  y 1000  $\mu\text{m}$ .

El ancho de la capa I del diodo SRD le permite tener un MCL relativamente largo y un tiempo de transición relativamente corto, características descriptas en la sección 2.4 deseables para aplicaciones de generación de pulsos.

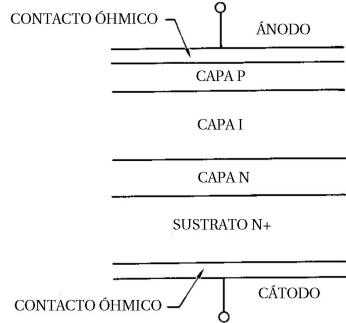
La capa I logra un dispositivo con un MCL considerable. Para lograr un tiempo de transición lo más corto posible, como fuese explicado en la sección 2.4, es necesario que la mayoría de los portadores minoritarios se encuentren alrededor de la zona de vaciamiento. Esto se logra realizando un diodo  $p^+in^+$ , donde las zonas  $p$  y  $n$  están fuertemente dopadas. Esto resulta en una almacenamiento de portadores en la zona intrínseca  $i$ , y barreras de potencial que fuerzan a los portadores a mantenerse en la zona  $i$ .

La capa I tiene un efecto importante sobre la capacidad de juntura. Debido a que las junturas  $p^+i$  y  $in^+$  son del tipo fuertemente asimétricas, como fuese explicado en la sección 2.2.1, la zona de vaciamiento se encuentra prácticamente confinada a la región I. Debido a esto, la región de vaciamiento es esencialmente invariable con la tensión  $V_D$ . Esto resulta en una capacidad de juntura  $C_j$  independiente de la tensión y muy chica [26] [24] [27].

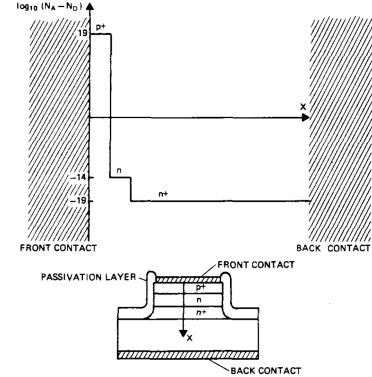
### 2.5.2. Proceso de recuperación

Analizaremos ahora las características del proceso de recuperación en un diodo SRD.

Para encontrar el tiempo de almacenamiento  $t_s$  en un diodo SRD, puede plantearse la ecuación de continuidad de carga [23] [27]



(a) Estructura física del diodo SRD. Tomado de [26].



(b) Densidad de dopaje en SRD. Tomado de [27]

Figura 2.5: Geometría y dopaje en un SRD.

$$\frac{dQ}{dt} = I - \frac{Q}{\tau_m}. \quad (2.2)$$

Esta ecuación contempla la inyección/remoción de carga mediante la corriente externa  $I$ , y los efectos de recombinación de carga a través del tiempo de vida de los portadores minoritarios  $\tau_m$ . En el caso de la corriente directa  $I_f$ , puede plantearse la ecuación bajo  $I = I_f$  y la condición inicial  $Q(0) = 0$  para llegar a la carga almacenada  $Q(t)$

$$Q(t) = I_f \times \tau_m \times \left(1 - e^{-t/\tau_m}\right). \quad (2.3)$$

Si se aplica la corriente  $I_f$  durante un tiempo  $T_f$ , llegaremos a una carga almacenada de

$$Q_0 = Q(T_f) = I_f \times \tau_m \times \left(1 - e^{-T_f/\tau_m}\right). \quad (2.4)$$

Para tiempos  $T_f \gg \tau_m$ , será

$$Q_0 \approx I_f \times \tau_m. \quad (2.5)$$

Para encontrar el tiempo de almacenamiento  $t_s$ , planteamos una corriente constante  $I = I_r$  y una condición inicial de  $Q(0) = Q_0$ . Queremos encontrar  $t_s$  tal que  $Q(t_s) = 0$ . Llegamos a

$$t_s = \tau_m \times \ln \left( 1 + \frac{Q_0}{I_r \times \tau_m} \right). \quad (2.6)$$

Para el caso de  $I_f$  constante, llegamos a

$$t_s = \tau_m \times \ln \left( 1 + \frac{I_f}{I_r} \right). \quad (2.7)$$

Esta ecuación es válida para cualquier tipo de diodo de juntura, no solamente PIN o SRD. En el caso del diodo SRD, el tiempo  $\tau_m$  es considerable, por lo que el tiempo de descarga  $t_s$  es largo, típicamente decenas de nanosegundos, y comparable con el período de la señal de entrada.

Para el tiempo de transición  $t_t$ , en [27] se establece una regla empírica que determina que será proporcional al ancho de la zona  $i$ , con una relación de 10 ps por cada 1  $\mu\text{m}$  de longitud. La fenomenología de esta relación está relacionada a la relación del tiempo de transición  $t_t$  con la distancia entre el centro de la juntura y el centro de masa de la distribución de carga  $x_o$  explicada en [23]. A mayor ancho de la zona  $I$ , se incrementa el valor de  $x_o$  y de esta manera aumenta el tiempo de transición.

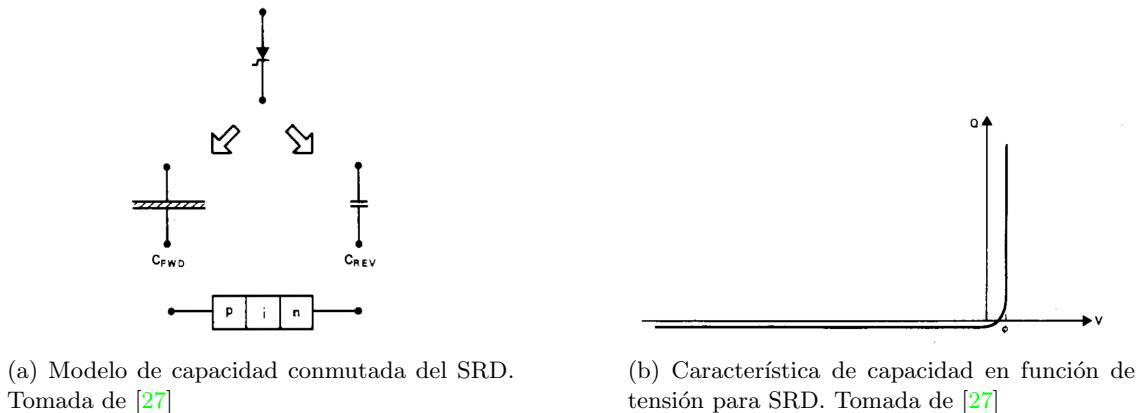


Figura 2.6: Características del modelo de SRD.

El tiempo de transición es entonces, una cantidad que queda totalmente determinada por el diseño del diodo. Esta variable tiene una dependencia con otras, como por ejemplo la capacidad de juntura  $C_j$  y la tensión de ruptura  $V_{br}$ . Esta última disminuye con el volumen de la zona  $i$ , por lo que hay una relación de compromiso entre  $t_t$  y  $V_{br}$ . Siendo que este último valor determina la potencia máxima en operaciones de multiplicación de frecuencia, existe una relación de compromiso entre máxima frecuencia de operación y máxima potencia [27].

En la sección 2.4 se explicó la relación entre capacidad de juntura  $C_j$  y tiempo de transición, que se encuentran acopladas a través del área de la juntura  $A$ .

## 2.6. Modelos circuitales y de simulación

A orden 0, el diodo SRD puede ser modelado como un capacitor de dos estados: con una capacidad infinita cuando el diodo se encuentra en directa, y una capacidad muy baja en reversa, con un tiempo de conmutación 0 entre estados. La capacidad de directa se corresponde con la capacidad de difusión del diodo, y la de reversa con la capacidad de juntura. Este es un modelo que representa las características de primer orden del diodo aceptablemente [27].

Se puede mejorar este modelo incorporando los efectos de recombinación a la capacidad de directa. Como fuese explicado en la sección 2.5, la recombinación puede ser contemplada incorporando en la ecuación de continuidad el término  $Q/\tau_m$ , lo que tiene el efecto de una capacidad.

En la figura 2.6 se observa el modelo de SRD junto a un gráfico de su capacidad en función del tensión.

Para simular el diodo SRD, se utilizó un modelo de spice basado en este modelo de capacidad de dos estados [28] [29]. Este modelo, que puede observarse en la figura 2.7, está basado en un modelo de capacidad comutada en paralelo con una juntura PN.

Un problema del modelo de capacidad de la figura 2.6b, es la discontinuidad de la curva y su derivada. Para mejorar este aspecto y tener un modelo utilizable en simuladores comerciales, en [28] se propone una mejora. Para modelar al capacitor no lineal, se propone una relación entre carga y tensión lineal en 3 tramos, con valores que vuelven continua la curva y sus derivadas.

$$Q(V) = \begin{cases} C_r \times V & V \leq 0 \\ c \times (V + a)^2 - b & 0 < V < \phi \\ C_f \times (V - \phi) + Q_{rmp} & V \geq \phi \end{cases} \quad (2.8)$$

En este modelo, la capacidad tiene un valor  $C_r$  para valores de tensión negativos, y  $C_f$  para valores de tensión positivos. En el punto  $V = \phi$ , la carga almacenada es  $Q_{rmp}$ , representando la carga residual en la juntura al comienzo de la rampa de tensión descripta en la sección 2.5. Para

la zona  $0 < V < \phi$  se agregan constantes  $a$ ,  $b$  y  $c$  para lograr una curva continua. Se aplican las siguientes condiciones de contorno

$$\begin{cases} Q(\phi) = Q_{rmp} \\ \frac{dQ}{dV}(\phi) = C_f \\ Q(0) = 0 \\ \frac{dQ}{dV}(0) = C_r \end{cases} \quad (2.9)$$

Aplicando las condiciones de contorno, se llega a la siguiente relación

$$Q(V) = \begin{cases} C_r \times V & V \leq 0 \\ \frac{C_f - C_r}{2\phi} \times \left( V + \frac{C_r\phi}{C_f - C_r} \right)^2 - \frac{C_r^2}{2(C_f - C_r)} \times \phi & 0 < V < \phi \\ C_f \times V - \frac{C_f - C_r}{2} \phi & V \geq \phi \end{cases} \quad (2.10)$$

Para implementar esta capacidad no lineal, se necesitan los siguientes parámetros:

- $C_r$ : esta es la capacidad de juntura del diodo, y es parte de las especificaciones del fabricante.
- $\phi$ : es el potencial de juntura del diodo, especificado por el fabricante
- $C_f$ : es la capacidad en directa del diodo. Se relaciona con el tiempo de vida de los portadores minoritarios  $\tau_m$  y una resistencia dinámica  $R_f$  a través de  $\tau_m = C_f \times R_f$ . [30]

La capacidad no lineal descripta en 2.10 puede ser implementada entonces con los datos provistos por el fabricante, solo siendo necesario realizar una medición de la resistencia dinámica  $R_f$ . El modelo de simulación final puede observarse en la figura 2.7.

En cuanto al alcance del modelo, este no contempla el tiempo de transición  $t_t$  del diodo, por lo que sus efectos no están incluidos. Este modelo es suficiente para análisis que involucren la carga y descarga del diodo, es decir, su transición al estado de alta impedancia. El modelo no provee información sobre la forma de esa transición.

Con esta curva se puede implementar el modelo de capacidad comutada descripto en [27] en una manera manejable para los simuladores de circuitos. Bajo este modelo, se reportan en la literatura múltiples diseños de generadores de pulsos [31] [32] y multiplicadores de frecuencia [29] [33], con buen acuerdo entre simulación y medición.

Existen otros modelos de simulación para el diodo SRD, como los reportados en [34] y [35] basados en balance de cargas. Sin embargo, estos son más complejos en su implementación, ya que requieren múltiples fuentes controladas y mediciones de diversos parámetros del diodo. Es por esto que se utilizó el modelo de [28].

## 2.7. Selección de SRD

Para la implementación del generador de pulsos de este trabajo se seleccionó un diodo SRD MMD830 de MACOM [36]. Este pertenece a la familia de diodos SRD MMDx. Dentro de la familia hay diversos modelos con métricas de desempeño proporcionales a su precio. En la tabla 2.1 se muestran algunos dispositivos de la familia.

Se decidió este diodo por un balance entre desempeño y costo. Al momento de su adquisición, en agosto de 2022, el mismo tenía un costo de USD 54. Al momento de la redacción de este trabajo, el costo del mismo es de USD 33. La gran variación se debió al faltante de semiconductores que se experimentó en ese momento. El dispositivo tiene un costo elevado a comparación de semiconductores usuales que están en el rango de .1-5 USD, pero no deja de ser un valor aceptable para la implementación de una plataforma de bajo costo.

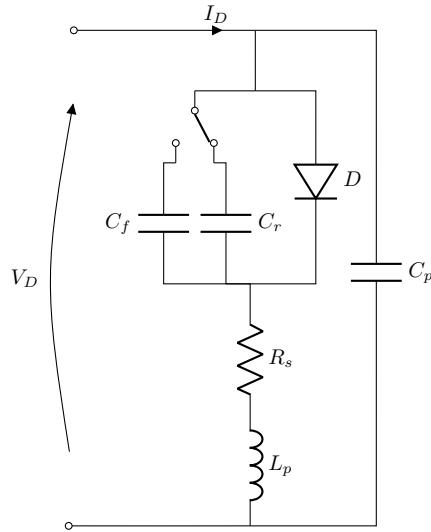


Figura 2.7: Modelo de simulación del SRD.

Modelo	$V_B$ [V]	$C_j$ [pF]		$\tau_m$ [ns]		$t_t$ [ps]	
	Min	Max	Min	Typ	Typ	Max	
MMD805-0805-2	60	2.56	3.56	80	100	250	300
MMD810-0805-2	50	1.75	2.75	40	70	200	250
MMD820-0805-2	40	1.06	1.76	30	60	80	100
MMD830-0805-2	25	0.56	1.06	15	30	60	80
MMD832-0805-2	20	0.46	0.86	10	15	60	80
MMD835-0805-2	15	0.36	0.86	10	20	50	70

Tabla 2.1: Desempeño de familia de SRD MMDx de MACOM.

La familia viene en distintos tipos de encapsulados. Los hay desde *bare die* y *beam lead* hasta plástico, cerámico o vidrio. Dado los distintos parásitos que cada encapsulado tiene, tanto por su material como por su tamaño, el desempeño de los dispositivos presenta grandes variaciones. Por ejemplo, el tiempo de transición  $t_t$  más rápido de todos es de 30 ps, para el MMDB30-B11 en *beam lead*. Este presenta una capacidad de juntura de 0,20 pF y una tensión de ruptura de 14 V. En el otro extremo, el más lento de todos es el MMD0803 en encapsulado de vidrio, con un tiempo de transición de 400 ps, capacidad total de 6,15 pF, y tensión de ruptura de 70 V. Estas relaciones son consistentes y predecibles por el modelo teórico del funcionamiento físico de los dispositivos presentado en la sección 2.5.

Entre los distintos encapsulados, se mantienen las figuras de tiempo de vida de portadores  $\tau_m$  y tiempo de transición  $t_t$  para los mismos modelos. Lo que cambia con el encapsulado, es la capacidad total  $C_T$ , incrementando con mayores tamaños de encapsulado y resultando en una menor frecuencia de corte.

El encapsulado elegido es uno cerámico, el 0805-2. En la figura 2.8 puede observarse un diagrama del mismo, con sus dimensiones en mils y mm. Es un encapsulado muy pequeño, de 2,16 mm por 1,40 mm. En la hoja de datos se especifican su capacidad  $C_p$  e inductancia  $L_p$  parásitas en 0,06 pF y 0,4 nH respectivamente.

### 2.7.1. Validación de modelo

Para validar el modelo propuesto para el SRD, y comprobar el desempeño del diodo seleccionado, se realizaron simulaciones en el software ADS. Para el modelo se utilizó el descripto en la sección 2.6 y presentado en [28].

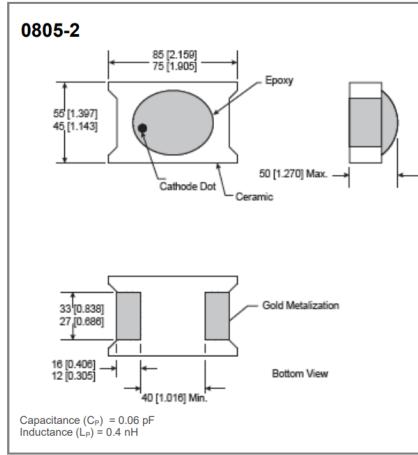


Figura 2.8: Dimensiones del encapsulado utilizado.

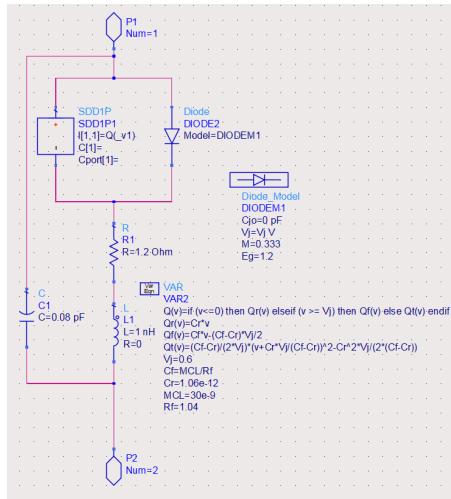


Figura 2.9: Modelo implementado en ADS para el SRD.

En la figura 2.9 se observa el modelo implementado para el SRD. El mismo contiene las induc-  
tancias y capacidad parásitas del encapsulado  $C_p$  y  $L_p$ .

Para modelar al diodo en sí, se colocan en paralelo una juntura PN y un dispositivo definido simbólicamente. Este es un tipo de dispositivos disponibles en ADS que permiten definir una relación arbitraria entre las variables del dispositivo. En este caso, se define una relación entre la carga  $Q(t)$  y la tensión  $v(t)$ , definiendo de esta manera un capacitor no lineal. El capacitor definido es el descripto en la sección 2.6 y presentado en [28].

Como el capacitor no lineal contempla tanto la capacidad de difusión como la capacidad de juntura del diodo, en el modelo de diodo utilizado para modelar la juntura, se define una capacidad de juntura de 0 pF, para evitar modelar dos veces la misma. De esta manera, la juntura únicamente modela la relación IV del diodo,  $i_D(t) = I_S \left( e^{\frac{v_D(t)}{V_T}} - 1 \right)$ .

### 2.7.2. Simulación

Con el modelo de SRD definido, se valida su comportamiento con una simulación. En la figura 2.10 puede observarse el circuito simulado. Consiste de una fuente de tensión en serie con el SRD y

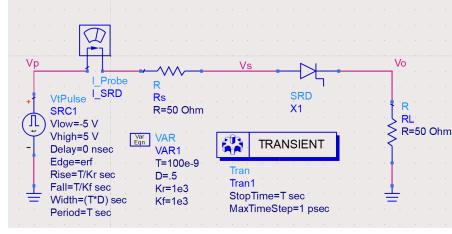
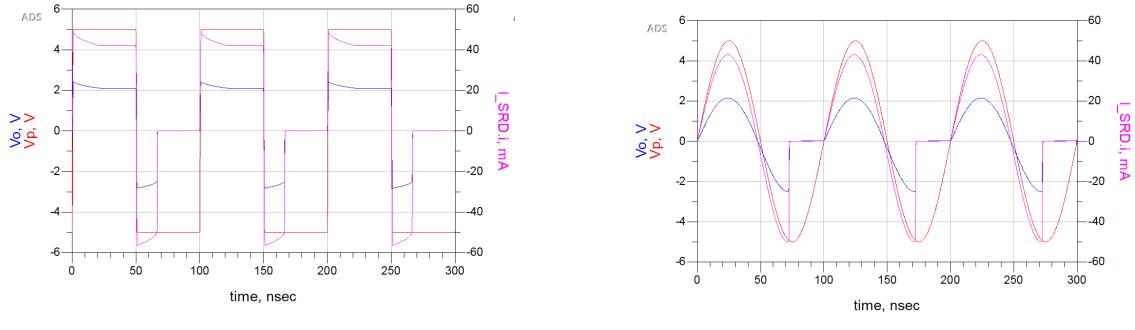


Figura 2.10: Esquemático de simulación de modelo de SRD.



(a) Resultado de simulación con entrada cuadrada.

(b) Resultado de simulación con entrada senoidal.

Figura 2.11: Resultados de simulación de modelo de SRD.

una resistencia de limitación de corriente. Se simula el escenario dos veces con estímulos distintos: una señal cuadrada y una senoidal, ambas de 10 MHz de frecuencia, 10 V de amplitud pico-a-pico y 0 V de valor medio.

En la figura 2.11 pueden observarse los resultados. En ambos casos, para entrada senoidal y cuadrada, dado que no hay elementos resonantes, corriente y tensión están en fase. En ambos ejes se observan las escalas. En ambos casos, se observa como la salida sigue a la entrada, afectada por el divisor de tensión de  $R_L$  y  $R_s$ . Una vez que la corriente cambia el signo y toda la carga del SRD es removida, este transiciona al estado de alta impedancia, colapsando rápidamente la tensión a 0 mA y la tensión de salida a 0 V.

Como fuese explicado en la sección 2.6, el modelo utilizado contempla el tiempo de vida de los portadores minoritarios  $\tau_m$ , pero no el tiempo de transición  $t_t$ . Por lo tanto, de estas simulaciones se espera un correcto modelado del tiempo de almacenamiento  $t_s$  pero no del tiempo de crecimiento de la señal una vez terminado el tiempo de almacenamiento.

El tiempo de crecimiento de la señal dependerá tanto del tiempo de transición del diodo  $t_t$  como del circuito, a través de una constante de tiempo  $t_{RC}$ . Si  $R$  y  $C$  son la resistencia y capacidad entre los terminales del SRD, el tiempo de crecimiento  $t_r$  será [37]

$$t_r = \sqrt{t_t^2 + t_{RC}^2}. \quad (2.11)$$

La capacidad  $C$  estará compuesta por la capacidad de juntura del diodo y todas las capacidades parásitas (de encapsulado y de PCB) que se encuentren. En la simulación realizada,  $t_t$  es nulo, por lo que el tiempo de crecimiento  $t_r$  observado es igual a  $t_{RC}$ . En esta simulación la única capacidad es la de juntura, en una simulación con extracción de parásitos, se contemplarían las capacidades de las estructuras adyacentes.



# Capítulo 3

## Diseño

### 3.1. SRD como acelerador de flanco

Como fuese explicado en el capítulo 2, el diodo SRD puede utilizarse para acelerar flancos. Esta funcionalidad combinada con un stub permite generar pulsos de gran velocidad de crecimiento y ancho controlable. Para explicar el funcionamiento del generador, empezaremos explicando el funcionamiento del circuito acelerador de flancos. En la figura 3.1 puede observarse un circuito que demuestra el funcionamiento.

El circuito está compuesto por un generador de cuadrada lento, con tiempos de crecimiento y decrecimiento de 5 ns, en serie una resistencia de fuente  $R_s$  de valor 50 Ω y un diodo SRD. La carga del circuito es la resistencia  $R_L$  de 50 Ω.

En la figura 3.2 se observa el resultado de la simulación. Vemos que, hasta aproximadamente 85 ns, la señal de salida  $V_o$  es igual a la señal de entrada, afectada por el divisor entre  $R_L$  y  $R_s$ , es decir

$$V_o(t < 85 \text{ ns}) = V_p \times \frac{R_L}{R_L + R_s} = V_p \times 0,5. \quad (3.1)$$

Durante este tiempo, el SRD se encuentra en un estado de una baja impedancia. En la porción positiva de la señal de entrada  $V_p$ , esto es coincidente con un diodo de juntura usual, ya que el mismo se encuentra polarizado en directa. En lo que destaca el SRD de un diodo usual, es que luego de que la tensión de entrada se invierta, este sigue presentando una baja impedancia. Esto se debe al gran tiempo de vida de sus portadores minoritarios, lo que requiere un tiempo apreciable para descargarlos y pasar al estado de alta impedancia. Se observa en la forma de onda de  $V_o$  que esta transición se da alrededor de 85 ns, donde la tensión de salida cae abruptamente a 0. En la forma de onda de la corriente se observa la misma caída abrupta en los 85 ns, y una inversión en

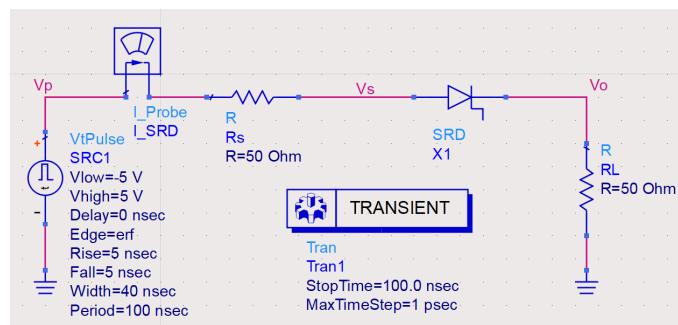


Figura 3.1: Circuito de ejemplo para ilustrar la utilidad del SRD como acelerador de flanco.

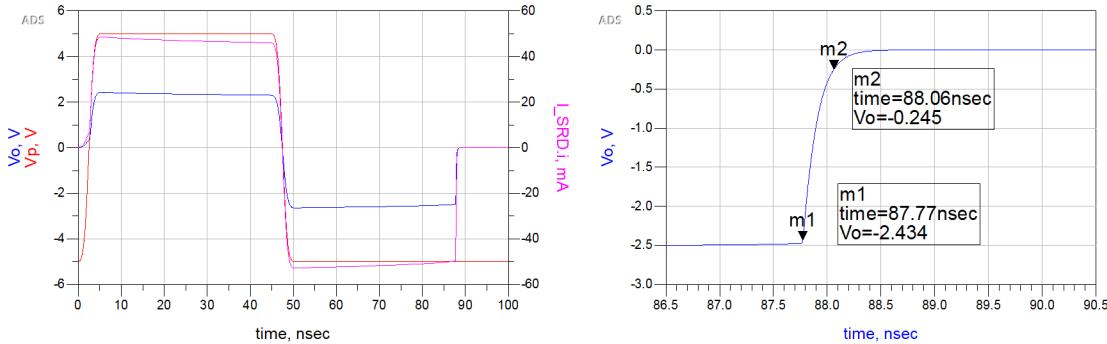


Figura 3.2: A la izquierda las tensiones  $V_p$  del generador y  $V_o$  sobre el diodo. A la derecha, detalle de la tensión sobre el diodo  $V_o$  ilustrando el acortamiento del tiempo de crecimiento.

el signo de la corriente con la inversión en el signo de la cuadrada de entrada. Este colapso a 0 de la corriente y tensión se debe al efecto de recuperación reversa descripto en el capítulo 2.

Llamaremos corriente de inyección de carga  $I_F$  a la corriente que circula por el SRD con sentido positivo. Esta corriente determina la carga  $Q_F$  almacenada en el mismo, y ambas se relacionan mediante [37] [27]

$$Q_F = I_F \times \tau \times \left(1 - e^{-t_F/\tau}\right). \quad (3.2)$$

Para el circuito presentado, siendo  $V_h$  el valor de la tensión positiva de la señal cuadrada de entrada, la corriente  $I_F$  estará dada por

$$I_F = \frac{V_h}{R_s + R_L}. \quad (3.3)$$

Para la corriente de extracción de carga  $I_R$ , que es la corriente existente durante la porción negativa de la señal cuadrada de entrada en la que el SRD se encuentra en un estado de baja impedancia, tenemos la siguiente expresión

$$I_R = \frac{V_l}{R_s + R_L} \quad (3.4)$$

con  $V_l$  el valor de la tensión negativa de la señal cuadrada de entrada.

El tiempo de descarga del diodo  $t_s$  es el tiempo que tarda la corriente negativa en remover todas las cargas almacenadas durante la porción positiva. Por definición, es el tiempo entre el cambio de signo de la corriente en el diodo, y la caída a 0 de la corriente. Este tiempo se relaciona con las corrientes  $I_F$  e  $I_R$  y el tiempo de vida de los portadores minoritarios  $\tau$  mediante [37]

$$\frac{t_s}{\tau} = \ln \left( 1 + \frac{I_F}{I_R} \right). \quad (3.5)$$

En la figura 3.2, puede observarse el tiempo de crecimiento del escalón generado con el apagado del SRD. Se toma el tiempo de crecimiento 10%-90%. Siendo que el escalón de tensión se da entre  $-2,5 \text{ V}$  y  $0 \text{ V}$ , tenemos que el punto de 10% es  $V_{10\%} = -2,5 \text{ V} \times 0,9 = 2,25 \text{ V}$ , y el de 90% es  $V_{90\%} = -2,5 \text{ V} \times 0,1 = -0,25 \text{ V}$ .

En cuanto a la magnitud del salto de tensión  $\Delta V$ , estará dado por el valor de la tensión en el cátodo del SRD antes de que pase al estado de alta impedancia. Esta tensión estará dada por el divisor entre  $R_L$  y  $R_s$ ,

$$\Delta V = V_l \times \frac{R_L}{R_L + R_s}. \quad (3.6)$$

El tiempo de crecimiento de este escalón estará dado por dos componentes: un tiempo de transición intrínseco del diodo SRD  $t_t$ , y un tiempo de carga  $t_{RC}$  dado por la capacidad en reversa  $C_{VR}$  del

diodo SRD y la resistencia equivalente vista desde sus terminales [37]. El tiempo de crecimiento total estará dado por

$$t_r = \sqrt{t_t^2 + t_{RC}^2}. \quad (3.7)$$

Vemos por los marcadores de la figura, que estos tiempos son 87,77 ns y 88,06 ns respectivamente, por lo que tenemos un tiempo de crecimiento

$$t_r = 87,77 \text{ ns} - 88,06 \text{ ns} = 290 \text{ ps}. \quad (3.8)$$

Como fuese explicado anteriormente, este tiempo de crecimiento estará dado por el tiempo de transición del diodo y por el tiempo del RC formado entre la capacidad de reversa del diodo y la resistencia vista desde los nodos del capacitor.

De esta manera observamos cómo un circuito compuesto por un SRD en serie con una fuente lenta con 5 ns de flanco permite generar a la salida un flanco extremadamente rápido, de 290 ps en este caso. Es interesante notar que la velocidad del flanco resultante es independiente del de entrada, por lo que este podría ser incluso más lento, y el flanco de salida de 290 ps se mantendría. En cuanto a la amplitud del flanco de salida, se demostró que es igual a la amplitud del generador lento afectado por el divisor resistivo entre la impedancia de carga y la impedancia de fuente.

## 3.2. Generador de pulsos con *stub*

### 3.2.1. Principios del *stub*

Agregando una linea de transmisión terminada en tierra en paralelo con el acelerador de flancos descripto anteriormente, es posible formar pulsos con un tiempo de crecimiento igual al tiempo de crecimiento del escalón generado por la apertura del SRD, y un ancho proporcional al largo de la línea de transmisión.

Un *stub* consiste de una línea de transmisión conectada en paralelo al camino de la señal. Su efecto sobre la señal dependerá de su impedancia característica, largo e impedancia de terminación [38].

Cuando el *stub* se encuentra abierto, es decir, terminado por una impedancia infinita, la señal propagada se verá reflejada con signo positivo, y en el caso de una línea de transmisión sin pérdidas, con un factor de ganancia unitario. En el caso de una línea de transmisión real, las pérdidas resultaran en un factor de atenuación. Este efecto permite generar resonancias en ciertas frecuencias, útiles para filtrado de señales o adaptación de impedancias.

En el caso de un *stub* cortocircuitado, es decir, con una impedancia de terminación igual a 0, el efecto será una reflexión de la señal con fase opuesta, y un factor de atenuación dado por las pérdidas de la línea.

El caso de interés para el circuito generador de pulsos, es el del *stub* cortocircuitado, ya que la reflexión de señal con fase opuesta, permite generar un pulso en base a una forma de onda creciente o decreciente.

En la figura 3.3 se observa el principio de funcionamiento del generador de pulsos en base a un *stub*. En línea azul, se observa un escalón que actúa como señal de entrada, en nuestro caso será el mismo que en la figura 3.2. Por acción del *stub*, este escalón se ve reflejado con polaridad opuesta, arribando al nodo de entrada con un retraso  $T_d$ . Esta reflexión se suma al escalón de entrada, resultando en la formación de un pulso. El ancho del pulso dependerá de  $T_d$  y de la velocidad de crecimiento del escalón de entrada. De esta manera, se puede controlar el ancho del pulso ajustando el largo de la línea, que determina el valor de  $T_d$ .

Definiendo al tiempo de propagación de la línea de transmisión  $T$ , vemos que el tiempo  $T_d$  que demora el pulso de entrada en reflejarse es  $2 \times T$ , el tiempo de un camino de ida y vuelta. El tiempo de propagación  $T$  está dado por la velocidad de propagación en la línea de transmisión  $v_p$  y el largo de la línea  $L$ .

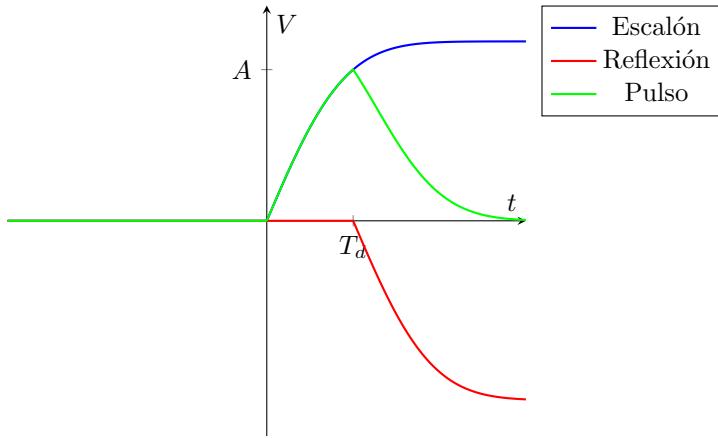


Figura 3.3: Generación de pulsos en base a reflexiones.

En un medio con permitividad relativa  $\kappa$  y permeabilidad magnética relativa unitaria, la velocidad de propagación está dada por [38]

$$v_p = \frac{c_0}{\sqrt{\kappa}}. \quad (3.9)$$

Para una línea de transmisión, es posible desarrollar una *permitividad relativa efectiva*  $\kappa_{\text{eff}}$ , que es una función de la geometría de la línea y sus materiales [38]. Esta función puede obtenerse a través de una forma cerrada, generalmente involucrando diversas aproximaciones, o mediante métodos numéricos iterativos. El punto a resaltar es que, dada una determinada estructura de línea de transmisión y sus materiales, se puede considerar a  $\kappa_{\text{eff}}$  una constante del circuito.

Es interesante notar que para una línea de transmisión con modo de propagación TEM,  $\kappa_{\text{eff}}$  es una función del corte transversal de la línea de transmisión, y no de su dimensión longitudinal. De esta manera,  $\kappa_{\text{eff}}$  es independiente del largo  $L$  de la línea [38].

Para el caso de una línea no TEM, no es posible definir un  $\kappa_{\text{eff}}$  independiente de la longitud. Sin embargo, para ciertas líneas no TEM, es posible hacer una aproximación cuasi-TEM en determinado rango de frecuencia. Bajo esta aproximación, es posible definir una constante  $\kappa_{\text{eff}}$ . Este caso es de interés ya que la línea microtira utilizada en este trabajo es no TEM, pero aproximable como cuasi-TEM en todo el ancho de banda de operación.

Utilizando la constante  $\kappa_{\text{eff}}$  para la expresión de velocidad de propagación en la línea  $v_p$ , podemos encontrar la siguiente representación para el tiempo  $T_d$

$$T_d = 2 \times T = 2 \times \frac{L}{v_p} = \sqrt{\kappa_{\text{eff}}} \times \frac{2L}{c_0}. \quad (3.10)$$

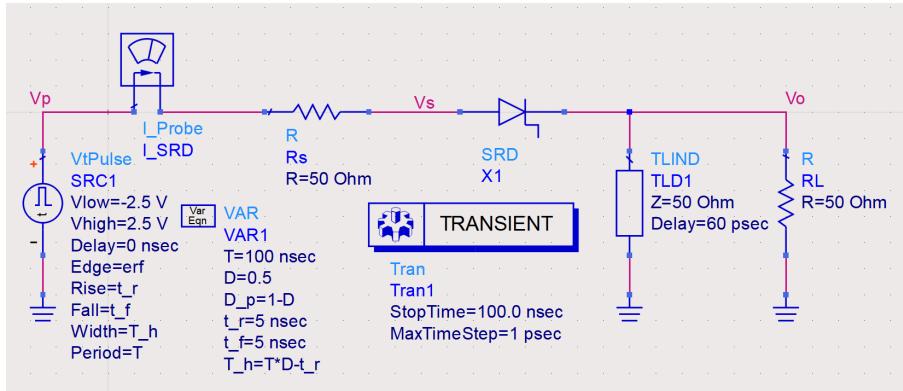
De esta forma, se puede diseñar el largo de línea  $L$  para obtener un tiempo  $T_d$  deseado

$$L = \frac{T_d}{2} \times \frac{c_0}{\sqrt{\kappa_{\text{eff}}}}. \quad (3.11)$$

El tiempo  $T_d$  es el tiempo en el que el pulso formado alcanza su valor máximo  $A$ . El ancho del pulso  $T_p$  dependerá de  $T_d$  y también del tiempo de crecimiento  $t_r$  de la señal de entrada. La forma del pulso estará dada por la relación entre  $t_r$  y  $T_d$ . Para casos en los que  $T_d \approx t_r$ , la forma del pulso será aproximadamente gaussiana y podemos tomar la aproximación

$$T_p \approx 2 \times T_d, \quad (3.12)$$

donde la aproximación indica que el ancho del pulso  $T_p$  tendrá un orden de magnitud  $2 \times T$ . Para una relación precisa entre las variables, es necesario contemplar el tiempo de crecimiento  $t_r$ .

Figura 3.4: Generador de pulsos basado en *stub*.

### 3.2.2. Generador de pulsos SRD+*stub*

A continuación se analizará el agregado de un stub al acelerador de flancos basado en SRD descrito anteriormente. El SRD generará el flanco rápido, el stub generará el pulso en base a este flanco de entrada, determinando el ancho del pulso con su longitud. La amplitud del pulso estará dado por la amplitud de la señal cuadrada de entrada, y por la relación entre la impedancia de carga  $Z_L$  y la del generador  $Z_g$ .

Como fuese explicado en la sección 3.1, el escalón de tensión generado en el SRD tiene una magnitud dada por

$$\Delta V = V_l \times \frac{R_L}{R_L + R_s}. \quad (3.13)$$

La amplitud del pulso  $A$  estará dada por el valor de este escalón en el instante en el que el pulso reflejado se recombina, como puede observarse en la figura 3.3. Si asumimos que el escalón crece como un sistema de primer orden con constante de tiempo  $\tau$ , el valor del escalón en función del tiempo es

$$V(t) = \Delta V \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (3.14)$$

Siendo el tiempo que tarda el pulso en reflejarse ida y vuelta  $2T$  o  $T_d$ , la amplitud del pulso estará dada por

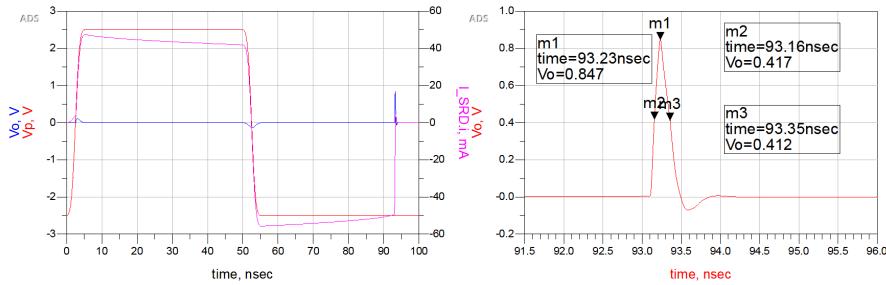
$$A_p = V(T_d) = V_l \times \frac{R_L}{R_L + R_s} \left( 1 - e^{-\frac{T_d}{\tau}} \right). \quad (3.15)$$

Vemos que  $\Delta V$  es el máximo valor que puede alcanzar el pulso, siendo la relación  $\frac{T_d}{\tau}$  la que determina qué porcentaje de este valor tomará el pulso. Para  $\tau \ll T_d$ , será  $e^{-\frac{T_d}{\tau}} \approx 1$ , y por lo tanto  $A_p \approx 0$ . Este es el mismo resultado que intuitivamente se obtendría, que para señales con una variación temporal  $\tau$  mucho menor al tiempo de propagación en el stub  $T_d$ , la señal será filtrada por el efecto de puesta a tierra.

Para el caso de la señal de escalón generada por el SRD, es fácil obtener un tiempo de crecimiento del orden de los cientos de picosegundos, por lo que su amplitud resulta un porcentaje considerable de  $\Delta V$ . Cuanto más rápido sea el flanco, mayor amplitud.

En la figura 3.4 podemos observar un esquemático del generador de pulsos basado en SRD y *stub*. La fuente es simétrica, con amplitudes de  $\pm 2,5$  V. La impedancia de fuente  $Z_g$  se encuentra perfectamente adaptada a la de carga  $Z_L$ , siendo ambas de  $50\Omega$ . La línea de transmisión es ideal, caracterizada únicamente por su impedancia característica,  $50\Omega$  en este caso, y su retardo de propagación, 60 ps en este caso.

En la figura 3.5 se observan los resultados de la simulación del esquemático de la figura 3.4. En la figura se observan las formas de onda de la señal de entrada  $V_p$ , la tensión de salida  $V_o$  y

Figura 3.5: Resultado de simulación de generador con *stub*.

la corriente sobre el SRD  $I_{SRD}$ . Se observa que la tensión de salida  $V_o$  sigue a la de entrada  $V_p$  hasta aproximadamente 85 ns, donde el SRD pasa del estado de baja impedancia al de alta. En este instante, se forma un pulso por una combinación del salto de tensión en el SRD y el efecto de reflexión del stub cortocircuitado. Es interesante notar que los flancos positivos y negativos de la señal de entrada también resultan en pulsos a la salida, aunque de mucha menor amplitud. La forma de onda de la corriente es coincidente con lo mencionado anteriormente, siendo una versión escalada por la impedancia de la forma de onda de entrada  $V_p$ , hasta los 85 ns, donde cae abruptamente a 0 debido al cambio de impedancia en el SRD.

Es interesante notar que en este caso, los valores de la corriente están dados por  $\frac{V_p}{R_s}$  y no  $\frac{V_p}{R_s + R_L}$  como en la sección 3.1. Esto se debe a que el *stub* actúa como un cortocircuito sobre  $R_L$ , anulando su impedancia. Es importante notar que, entonces,  $R_S$  tiene la función de limitación de corriente durante la etapa de conducción del SRD. De ser 0 esta impedancia, la corriente sería infinita (en rigor, se vería limitada únicamente por la resistencia serie del SRD)

En la figura 3.5 también se observa un zoom sobre el pulso obtenido. Tiene una amplitud de 847 mV y una duración de 180 ps. Se observa que el pulso presenta un sobrepico negativo, una no idealidad no contemplada hasta ahora en el modelo presentado.

### 3.3. Generador de pulsos con *stub* y rectificador

Para compensar tanto las transmisiones de los flancos de la fuente de entrada y el sobrepico negativo observado, se agrega al generador un diodo rectificador en serie con la resistencia de carga  $R_L$ . Siendo la tensión de encendido del diodo mayor a la amplitud de los pulsos generados por las transiciones de la onda de entrada, estos no serán transmitidos a la carga  $R_L$  debido a la acción de rectificación. En cuanto al sobrepico, también será filtrado debido al bloqueo de corriente en sentido negativo.

Para un correcto funcionamiento del generador de pulsos, es fundamental que el rectificador sea lo suficientemente rápido como para transmitir el pulso ultracorto sin degradación. Por esta razón se utiliza un diodo Schottky.

El costo de este diodo es la perdida de amplitud en el pulso principal, dada por la magnitud de su tensión de encendido

Para esta función de rectificación, se utilizó un diodo Schottky MA4E2502H [39]. Este diodo con aplicaciones en rango de frecuencias de microondas posee una muy baja capacidad total, del orden de 0,1 pF, y capacidad e inductancia parásitas extremadamente bajas debido a su encapsulado. Esto permite trabajar en el ancho de banda necesario. Además, el encapsulado es de montaje superficial por lo que es fácilmente integrable. Su tensión de encendido es de 650 mV, por lo que la amplitud perdida se encontrará en ese orden.

En la figura 3.6 se observa un esquemático del generador de pulsos con el rectificador incluido. En la figura 3.7 se observa el resultado de la simulación. Para este caso, en la salida se encuentra únicamente el pulso principal, habiéndose bloqueado los pulsos generados por las transiciones de la señal de entrada.

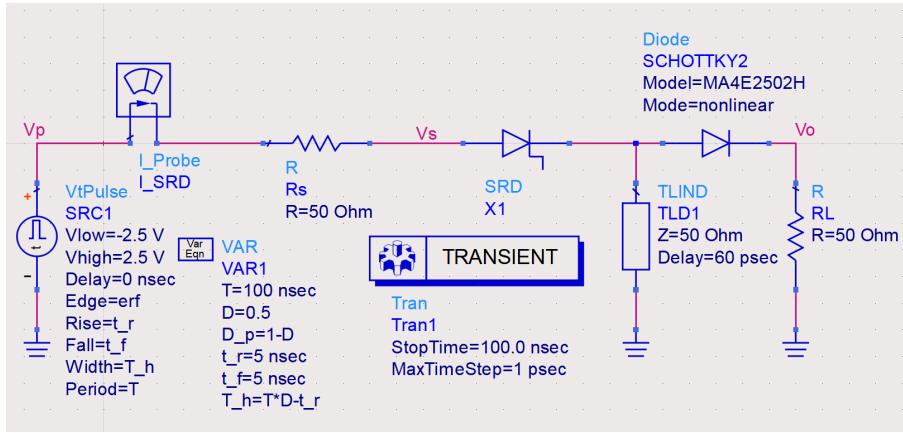


Figura 3.6: Pulser final incluyendo diodo Schottky.

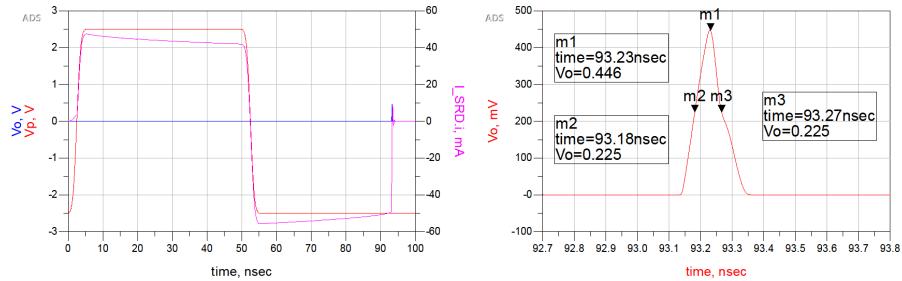


Figura 3.7: Resultado de simulación de generador con rectificador.

En la figura 3.7 se observa el pulso simulado. Con respecto al de la simulación sin rectificador, figura 3.5, se observa una perdida en la amplitud pico de 400 mV, dada por la tensión de encendido del Schottky utilizado, y una anulación del sobreímpetu negativo.

### 3.4. Consumo del generador

El pulser final, que puede observarse en la captura del esquemático simulado en la figura 3.6, está compuesto por 3 componentes: la resistencia serie  $R_s$ , el diodo SRD y el diodo Schottky. Calcularemos el consumo de potencia de los 3.

Para un período de la señal cuadrada de entrada, podemos identificar 3 secciones

- La sección positiva, en la que la tensión de la señal de entrada es positiva, y la corriente la aproximaremos constante y positiva.
- La sección de conducción negativa, en la que la tensión de la señal de entrada se vuelve negativa, y la corriente es constante y también negativa.
- La sección de no conducción, en la que la señal de entrada es negativa y ya no circula corriente debido a la transición al estado de alta impedancia del SRD.

La corriente en el SRD y  $R_s$  durante un período de la señal cuadrada tendrá 3 valores:  $I_+$  en el período positivo,  $I_-$  en el de conducción negativa y 0 en la sección de no conducción. Definiendo a  $D$  como el ciclo de trabajo de la señal de entrada y al ciclo complementario  $D' = 1 - D$ , la corriente RMS es

$$\begin{aligned}
 I_{RMS}^2 &= \frac{1}{T} \times \int_{t_0}^{t_0+T} i(t)^2 dt = \frac{1}{T} \times (D \times T \times I_+^2 + T_s \times I_-^2) \\
 I_{RMS}^2 &= D \times I_+^2 + \frac{T_s}{T} \times I_-^2 \\
 I_{RMS}^2 &< D \times I_+^2 + D' \times I_-^2.
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

Podemos acotar a la corriente RMS con  $D \times I_+^2 + D' \times I_-^2$ . Despreciando la caída de tensión en el SRD, las expresiones de estas corrientes son

$$\begin{aligned}
 I_+ &= \frac{V_+}{R_s} \\
 I_- &= \frac{V_-}{R_s}.
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Tomando como tensión máxima 10 V, tenemos que la corriente máxima será  $I_M = \frac{10\text{ V}}{50\Omega} = 200\text{ mA}$ .

$$\begin{aligned}
 I_{RMS}^2 &< D \times \left(\frac{V_+}{R_s}\right)^2 + D' \times \left(\frac{V_-}{R_s}\right)^2 \\
 I_{RMS}^2 &< D \times \left(\frac{10\text{ V}}{50\Omega}\right)^2 + D' \times \left(\frac{10\text{ V}}{50\Omega}\right)^2 \\
 I_{RMS}^2 &< \left(\frac{10\text{ V}}{50\Omega}\right)^2 \\
 I_{RMS} &< 200\text{ mA}.
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

En cuanto a la corriente de la rama de salida, esta está será igual a

$$i_o(t) = \frac{v_o(t)}{R_L}. \tag{3.19}$$

Podemos acotar el consumo tomando un pulso de peor caso de 3 V de amplitud y 0,5 ns de duración.

$$\begin{aligned}
 V_{RMS}^2 &< \frac{1}{T} \times \int_{t_0}^{t_0+T} v(t)^2 dt = \frac{1}{100\text{ ns}} \times 0,5\text{ ns} \times (\times 3\text{ V})^2 \\
 V_{RMS} &< \frac{3\text{ V}}{\sqrt{200}} \\
 V_{RMS} &< 213\text{ mV}.
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

En la impedancia de salida  $Z_o$ , esto resulta en una disipación de potencia

$$\begin{aligned}
 P_o &= \frac{V_{RMS}^2}{Z_o} \\
 P_o &= \frac{213\text{ mV}^2}{50\Omega} \\
 P_o &= 0,3\text{ mW}.
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

Que representa una potencia prácticamente despreciable.

En el caso del diodo Schottky, asumiendo una tensión de encendido constante durante la duración del pulso y de un valor igual a 650 mV, tenemos

$$\begin{aligned}
 P_D &< \frac{1}{T} \times \int_{t_0}^{t_0+T} v(t) \times i(t) dt = \frac{1}{T} \times \int_{t_0}^{t_0+T} V_D \times \frac{v_o(t)}{R_o} dt \\
 P_D &< \frac{1}{100\text{ ns}} \times (0,5\text{ ns} \times 650\text{ mV} \times \frac{3\text{ V}}{50\Omega}) \\
 P_D &< 0,2\text{ mW}.
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

La máxima potencia especificada por el fabricante es de 50 mW, por lo que nos encontramos muy por debajo del límite.

### 3.5. Ancho de banda del pulso

Tanto para dimensionar correctamente los sistemas por los que el pulso será transmitido como para calcular diversas métricas de desempeño, es fundamental la figura de ancho de banda del pulso. Estimar en forma precisa el ancho de banda del pulso mediante cálculos teóricos es difícil dada la naturaleza no lineal del circuito y los diversos factores que intervienen para dar forma al pulso. De todas maneras, realizaremos algunos cálculos basados en modelos simples para intentar estimar a priori el ancho de banda del pulso que se obtendrá. Luego contrastaremos estos valores con la simulación del circuito.

El modelo simplificado de pulso que asumiremos es uno gaussiano. Se encontrará una expresión para el ancho de banda del pulso gaussiano en función de su duración temporal, y finalmente se demostrará que el pulso gaussiano es una buena aproximación para el pulso simulado.

#### 3.5.1. Ancho de banda de pulso gaussiano

Supongamos que el pulso tiene forma gaussiana con la siguiente expresión:

$$p(t) = b e^{-at^2}. \quad (3.23)$$

Su transformada de Fourier es real y par y también tiene forma gaussiana:

$$\mathcal{F}(p)(f) = \int f(t) e^{-2\pi jft} dt \quad (3.24)$$

$$= b \sqrt{\frac{\pi}{a}} e^{-\frac{(\pi f)^2}{a}}. \quad (3.25)$$

Para medir el ancho de banda podemos calcular la respuesta normalizada en dB:

$$H_{\text{norm}}(f) = 20 \log_{10} \left| \frac{\mathcal{F}(p)(f)}{\mathcal{F}(p)(0)} \right| = 20 \log_{10} e^{-\frac{(\pi f)^2}{a}} \quad (3.26)$$

$$= -20\pi^2 \log_{10}(e) \frac{f^2}{a} \quad [\text{dB}]. \quad (3.27)$$

Vemos entonces que el valor de  $b$  no influye sobre el ancho de banda como era de esperarse. Ahora relacionamos el valor de  $a$  con el valor FWHM (del inglés *Full Width at Half Maximum*) medido del pulso. Este valor se define como la diferencia temporal entre los puntos en los que el pulso alcanza la mitad de su valor máximo. Definimos  $t_M$ , el tiempo que tarda el pulso en caer a 1/2 de su amplitud desde el maximo:

$$e^{-at_M^2} = \frac{1}{2} \quad (3.28)$$

$$at_M^2 = \log 2 \quad (3.29)$$

$$a = \frac{\log 2}{t_M^2} \quad (3.30)$$

Tenemos entonces:

$$H_{\text{norm}}(f) = -20\pi^2 \log_{10}(e) \frac{(ft_M)^2}{\log 2} \quad [\text{dB}] \quad (3.31)$$

De la figura 3.7 vemos que el FWHM está dado por la diferencia de tiempo entre los marcadores  $m2$  y  $m3$ , siendo  $FWHM = 0,09$  ns. Teniendo en cuenta que FWHM y  $t_M$  se relacionan a través de  $t_M = FWHM/2$ , tenemos  $t_M = 0,045$  ns.

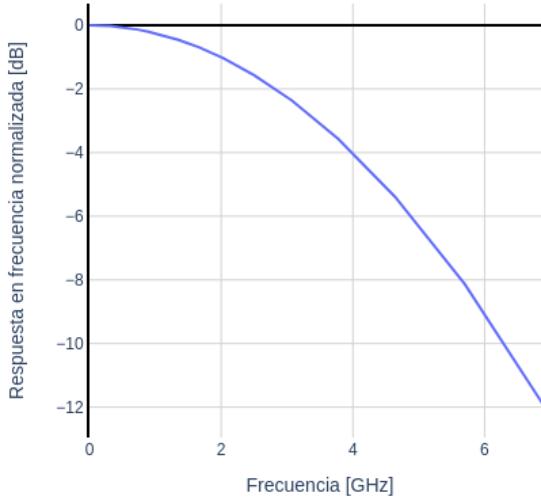


Figura 3.8: Respuesta en frecuencia normalizada del pulso gaussiano.

Llegamos entonces a una relación entre la respuesta en frecuencia normalizada en dB  $H_{\text{norm}}(f)$  y la frecuencia  $f$ . En la figura 3.8 se observa un gráfico con esta relación.

Podemos despejar  $f$  para de esta manera obtener la frecuencia  $f$  en la que se realiza una cierta atenuación  $H_{\text{norm}}$

$$f = \sqrt{-\frac{\log 2}{20\pi^2 \log_{10}(e)} \frac{H_{\text{norm}}}{t_M^2}} \quad (3.32)$$

$$\approx 0,09 \frac{\sqrt{H_{\text{norm}}}}{t_M}. \quad (3.33)$$

Tomando una atenuación de  $H_{\text{norm}} = -3\text{dB}$  obtenemos el ancho de banda de 3 dB del pulso. En este caso, obtenemos

$$B_{3\text{dB}} \approx 0,09 \frac{\sqrt{3}}{0,045 \text{ ns}}. \quad (3.34)$$

$$B_{3\text{dB}} \approx 3,46 \text{ GHz.}$$

En sistemas UWB es usual tomar la definición de ancho de banda a 10 dB. Tomando esta definición llegamos a un ancho de banda de

$$B_{10\text{dB}} \approx 0,09 \frac{\sqrt{10}}{0,045 \text{ ns}}. \quad (3.35)$$

$$B_{10\text{dB}} \approx 6,32 \text{ GHz.}$$

### 3.5.2. Comparación contra simulación

Para validar la aproximación gaussiana, graficamos el pulso simulado de la figura 3.7 junto al pulso obtenido con la ecuación 3.23. Para  $b$  utilizamos la amplitud de pulso, que se observa

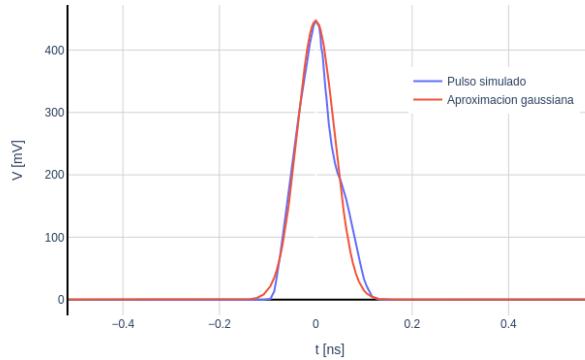


Figura 3.9: Comparación de pulso simulado y gaussiano dado por 3.23, con  $a = 148,7 \text{ ns}^{-2}$  y  $b = 446 \text{ mV}$ .

del marcador  $m1$  es 446 mV. Para  $a$ , reemplazamos en 3.30 el valor  $t_M = 0,045 \text{ ns}$  y obtenemos  $a = 148,7 \text{ ns}^{-2}$ . En la figura 3.9 se observa el resultado. Dado el buen acuerdo entre estimación y simulación, consideramos al ancho de banda del pulso como el calculado anteriormente.

### 3.6. Diseño del *driver*

El pulser desarrollado permite generar pulsos ultracortos con un circuito extremadamente simple. Como fuese explicado anteriormente, la amplitud del pulso generado depende linealmente de la amplitud de la señal cuadrada de entrada, y el consumo de corriente del pulser también es lineal con la amplitud. Este consumo es considerable, ya que es todo el consumo de polarización del SRD. En cuanto a los niveles de tensión de la señal cuadrada, es necesario que sean positivo y negativo para poder polarizar en directa e inversa al SRD en los ciclos de la señal.

Estos requerimientos de carga, amplitud y polaridad vuelven impracticable conectar directamente la salida digital de un sistema embebido a la entrada del pulser. Estas salidas suelen tener poca capacidad de carga, y niveles de tensión igual a 0 y 3,3 V o 5 V en el mejor de los casos.

Dado que uno de los objetivos del trabajo es un generador de pulsos que pueda ser directamente controlado por la salida digital de un sistema embebido, y dadas los requerimientos sobre la señal de entrada del pulser, es necesario desarrollar una etapa driver que permita con una señal unipolar y de baja capacidad de carga, controlar la generación de pulsos.

La función de esta etapa es, en base a un pulso digital de entrada de control y una fuente de alimentación continua, generar el pulso bipolar necesario para el funcionamiento del *pulser*. Tanto el período como ciclo de trabajo de este pulso bipolar serán iguales a los del pulso unipolar de entrada. Es necesario también que el *driver* presente una baja carga a la entrada.

En la figura 3.10 se observa un diagrama en bloques del driver propuesto. El mismo está compuesto por dos componentes principales que brindan dos funciones diferenciadas, la llave y el capacitor. A la entrada es excitado por la señal digital de control, y a la salida está cargado por una impedancia  $Z_L$ . La carga en este caso será el pulser, por lo tanto será una carga no lineal, ya que como se mostró en secciones anteriores, la corriente que consume tiene una abrupta caída a 0 en el instante que se genera el pulso.

La llave conmuta entre  $V_{dd}$  y tierra según la señal de control digital. De esta manera, la corriente que consume la carga es entregada por la fuente y no por la señal de control digital. A la salida de la llave se generará una señal cuadrada unipolar, pero a diferencia de la entrada, esta conmutará entre  $V_{dd}$  y tierra, mientras que a la entrada se conmuta entre  $V_{dig}$  y tierra, siendo  $V_{dig}$  la tensión

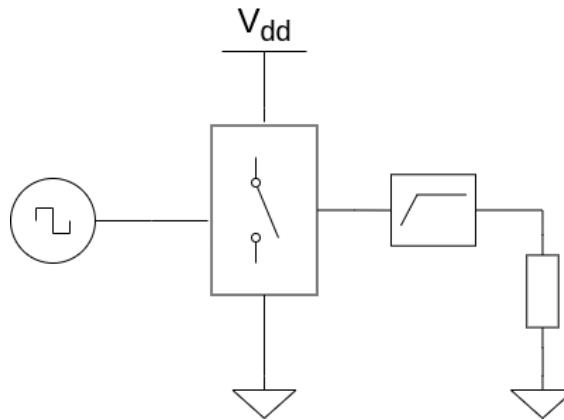


Figura 3.10: Diagrama en bloques del driver propuesto.

de alimentación del sistema digital de control. De esta manera, la llave logra presentarle una carga baja y constante a la salida digital, y amplifica la conmutación a todo el rango disponible con la fuente de alimentación.

A la salida de la llave tenemos entonces una señal cuadrada unipolar, con amplitud pico a pico igual a  $V_{dd}$ , es decir, toda la amplitud disponible de la fuente de alimentación, y una capacidad de entrega de corriente considerable. Para convertir esta señal en una bipolar, se utiliza un filtro pasa altos, que elimina la componente continua de la señal unipolar, resultando en una bipolar.

En las próximas secciones se explica en detalle los requerimientos e implementación de cada uno de estos bloques.

### 3.6.1. Filtro pasa altos

El objetivo del filtro pasa altos es convertir el pulso unipolar en uno bipolar. Esta conversión se hará restándole al pulso unipolar su valor medio  $V_m$ . Estando el espectro de un pulso cuadrado de período  $T$  compuesto por una componente de continua con el valor medio  $V_m$  y múltiples harmónicos de  $T$ , cada uno con una amplitud que decae con  $\frac{1}{n}$  [40], podemos pensar esta operación de resta de valor medio como un filtrado pasa altos. El ancho de banda de este filtro debe ser tal que filtre la componente de continua y no distorsione las componentes alternas, que se encuentran a partir de  $T$ .

Sabemos que un filtro pasa altos de primer orden con frecuencia de corte  $f_c$  tiene una característica de magnitud que presenta atenuación desde continua hasta aproximadamente  $f_c$ , y una fase que varía  $90^\circ$  desde  $\frac{f_c}{10}$  hasta  $f_c \times 10$ . Entonces, para filtrar la componente continua de la unipolar y transmitir la bipolar sin distorsión, es necesario que la frecuencia de la cuadrada sea mayor a 10 veces  $f_c$ , es decir  $T > 10 \times f_c$ , o  $f_c < \frac{T}{10}$ .

Siendo la PRF objetivo de 10 MHz, el requerimiento sobre  $f_c$  es entonces  $f_c < 1 \text{ MHz}$ .

Para implementar el filtro pasa altos propuesto, se optó por un filtro de primer orden RC. Para lograr la característica pasa altos, el capacitor debe estar en el camino de la señal, es decir, en serie. De esta manera, el filtro queda compuesto por un capacitor  $C$  serie y una impedancia  $Z$  dada por la impedancia de entrada del pulser, asumiendo una impedancia despreciable para la llave.

Para una estimación del rango de valores posibles para  $C$  asumimos un rango para  $Z$  de  $Z \approx 50 \Omega$ . Esta es una aproximación razonable dado que el sistema trabaja en  $50 \Omega$ , por lo que  $Z$  será una serie de impedancias cercanas a  $50 \Omega$  en serie o paralelo, lo que resultará en una impedancia en ese mismo orden de valores. De esta manera,

$$\begin{aligned}
 f_c &< 1 \text{ MHz} \\
 \frac{1}{2\pi \times |Z| \times C} &< 1 \text{ MHz} \\
 C &> \frac{1}{2\pi \times |Z| \times 1 \text{ MHz}} \\
 C &> \frac{1}{2\pi \times 50 \text{ MHz} \times 1 \text{ MHz}} \\
 C &> 3,2 \text{ nF}.
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

La capacidad debe estar por arriba de 3,2 nF, valores fácilmente obtenibles en los tamaños de encapsulados objetivo.

Para un valor  $C$  de capacidad por encima de los 3,2 nF, la tensión sobre el capacitor tendrá una forma triangular, con una amplitud pico a pico inversamente proporcional al valor de capacidad. Para minimizar la amplitud de esta señal triangular, usaremos un valor muy por encima del límite de 3,2 nF, siendo el valor elegido de 100 nF.

En la siguiente sección, asumiendo un filtrado ideal, es decir, donde se filtra por completo el valor medio  $V_m$  y se transmiten los harmónicos sin distorsión, se desarrolla la expresión de los valores de la bipolar.

### Cuadrada unipolar filtrada por pasa altos

El valor medio de la tensión  $V_m$  en una señal cuadrada con valores  $V_+$  y  $V_-$ , con período  $T$  y ciclo de trabajo  $D$  está dado por

$$V_m = D \times V_+ + (1 - D) \times V_- \tag{3.37}$$

En nuestro caso, la señal unipolar a la salida de la llave tiene valores  $V_+ = V_{dd}$  y  $V_- = 0$ , por lo que tiene un valor medio

$$V_m = D \times V_{dd} \tag{3.38}$$

La cuadrada desarrollada en la impedancia de carga  $Z_L$  será la cuadrada unipolar a la salida de la llave, menos su valor medio. Esta señal tendrá entonces valores  $V_+$  y  $V_-$  dados por

$$\begin{aligned}
 V_+ &= V_{dd} - V_m = V_{dd} \times (1 - D) \\
 V_- &= -V_m = -V_{dd} \times D.
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

Estos son los valores de la señal cuadrada unipolar que excitará al pulser. Entonces, reconocemos que  $V_-$  es  $V_l$  en la ecuación 3.15.

$$A_p = V_{dd} \times D \times \frac{R_L}{R_L + R_s} \left( 1 - e^{-\frac{2T}{\tau}} \right). \tag{3.40}$$

Vemos que tanto  $V_{dd}$  como  $D$  incrementan linealmente la amplitud del pulso a la salida. Aumentar  $V_{dd}$  tiene como límite la conducción de corriente máxima en los componentes del circuito, mientras que  $D$  tiene como límite superior el tiempo de descarga  $T_s$ , teniendo que ser  $T \times (1 - D) > T_s$ , es decir, el tiempo en el que la cuadrada bipolar tiene el valor  $V_l$  tiene que ser suficiente para la remoción de todas las cargas en el SRD.

### Pasa altos con *pulser*

Simulamos el circuito pasa altos utilizando como carga al pulser. En la figura 3.11 puede observarse el esquemático simulado. A la entrada tenemos una fuente unipolar de 5 V de amplitud, con un ciclo de trabajo  $D = 0,5$ . En base a 3.39, esperamos en el nodo  $V_{bipolar}$  una señal cuadrada simétrica con amplitudes de  $\pm 2,5$  V. Siendo la constante de tiempo del circuito pasa altos  $\tau \approx$

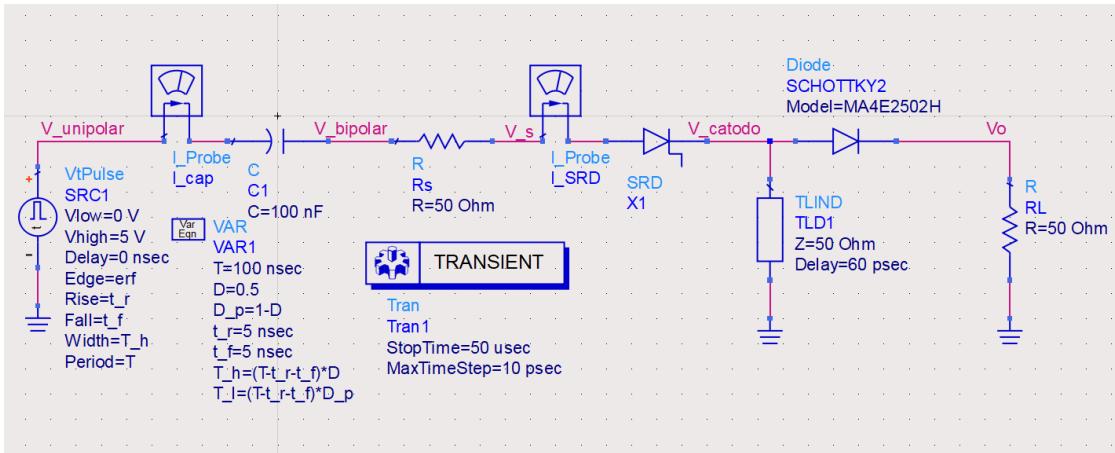


Figura 3.11: Esquemático simulado para filtro pasa altos con carga no lineal.

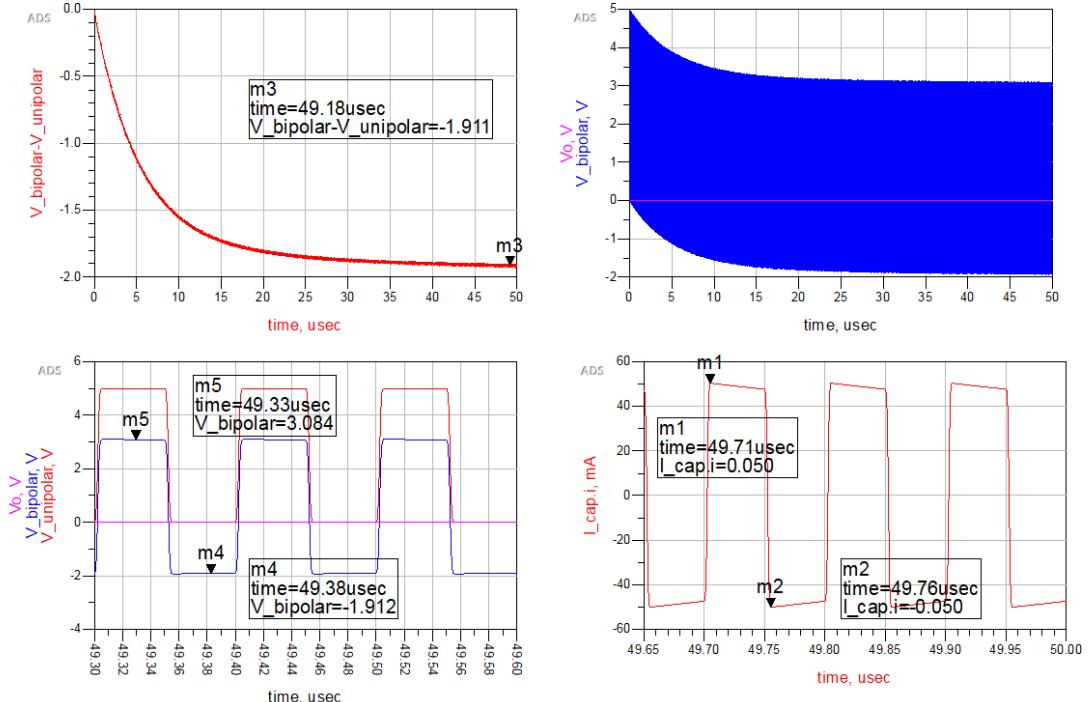


Figura 3.12: Resultados de simulación para filtro pasa altos con carga no lineal.

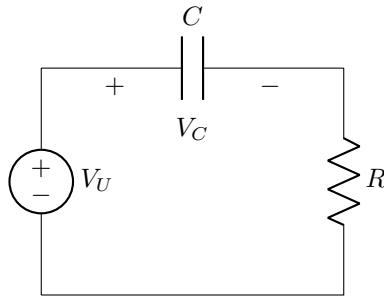


Figura 3.13: Circuito pasa altos con carga lineal.

$100 \text{ nF} \times 50 \Omega = 5 \mu\text{s}$ , el tiempo total de simulación es de  $50 \mu\text{s}$  de manera tal de capturar 10 constantes y analizar el estado permanente del circuito.

En la figura 3.12 se observan los resultados de la simulación. Contrario a lo predecido por 3.39, los valores de  $V_{bipolar}$  no son  $\pm 2,5 \text{ V}$ , sino  $3 \text{ V}$  y  $-1,9 \text{ V}$ . Esto es consistente con el valor en estado estacionario de la tensión en el capacitor, que es  $-1,9 \text{ V}$ , y no  $-2,5 \text{ V}$

En cuanto al nodo de salida  $V_o$ , vemos que no desarrolla los pulsos esperados, encontrándose constante en  $0 \text{ V}$ . Esto es consistente con la forma de onda bipolar generada: al presentar un nivel de tensión positivo de mayor magnitud al negativo, aplicándose ambos niveles durante el mismo tiempo (es decir  $D = 0,5$ ), es esperado que la carga inyectada al SRD no sea removida, no pasando este al estado de alta impedancia y, por lo tanto, no se dé la generación de pulsos.

Esto se confirma observando la forma de onda de la corriente: es simétrica, con la misma corriente siendo inyectada en la porción positiva de la cuadrada bipolar que siendo removida en la porción negativa.

Desarrollaremos en detalle el comportamiento del filtro pasa altos con una carga no lineal para explicar la razón de este problema, y presentar una solución al mismo.

### Carga lineal

Empezamos analizando el caso de una carga lineal, pero sin apelar a argumentos de función transferencia, ya que para el caso de una carga no lineal no son válidos. Basaremos el análisis en el balance ampere-segundo en el capacitor [41]. Este resultado establece que el valor medio de la corriente en un capacitor en estado estacionario es nulo.

$$\langle i(t) \rangle = \int_{t_0}^{t_0+T} i(t) dt = 0. \quad (3.41)$$

En caso de una carga  $Z_L$  lineal, la corriente y la tensión están linealmente relacionadas, conduciendo al resultado de la sección anterior en el que tanto la tensión como la corriente tienen un valor medio 0. En el caso de la carga no lineal, se mantiene la ecuación 3.41, es decir, el valor medio de la corriente en el capacitor será cero, pero no necesariamente el de la tensión será 0.

Asumiendo que en estado permanente el capacitor se carga a una tensión constante  $V_C$ , este valor será el que resulte de imponer el cumplimiento de la ecuación 3.41.

Para el caso de una carga lineal, tenemos un circuito como el de 3.13. Asumiendo que durante las porciones positivas y negativas de la tensión unipolar tenemos corrientes constantes  $I_+$  e  $I_-$ , aplicando 3.41 llegamos a

$$\begin{aligned} \int_{t_0}^{t_0+T} i(t) dt &= I_+ \times D - I_- \times D' = 0 \\ I_+ \times D &= I_- \times D'. \end{aligned} \quad (3.42)$$

En este caso, las corrientes son

$$\begin{aligned} I_+ &= \frac{V_U - V_C}{R} \\ I_- &= \frac{V_C}{R}. \end{aligned} \quad (3.43)$$

Reemplazando en 3.49,

$$\begin{aligned} \frac{V_U - V_C}{R} \times D &= \frac{V_C}{R} \times D' \\ V_U \times D &= V_C \times (D' + D) \\ V_C &= V_U \times D. \end{aligned} \quad (3.44)$$

Es el mismo resultado que en la sección anterior. De esta manera, vemos que la aplicación [?] para un sistema lineal es consistente con el análisis de función transferencia como es esperado.

### Carga no lineal

Ahora, supongamos una carga no lineal de las siguientes características: conduce durante todo el período positivo de la unipolar  $D$ , y una porción  $\alpha \times D'$  de la porción negativa, con  $\alpha \in [0, 1]$ . En la figura 3.14 se muestra gráficamente la definición. Un valor de  $\alpha = 0$  corresponde a una carga que no conduce en la porción negativa, como un diodo usual, y una de  $\alpha = 1$  corresponde a una carga lineal. En nuestro caso, es  $\alpha = 2 \times \frac{T_s}{T}$ , con  $T_s$  el tiempo de descarga del SRD, es decir, el tiempo que le toma a la corriente negativa extraer todas las cargas inyectadas en la porción positiva.

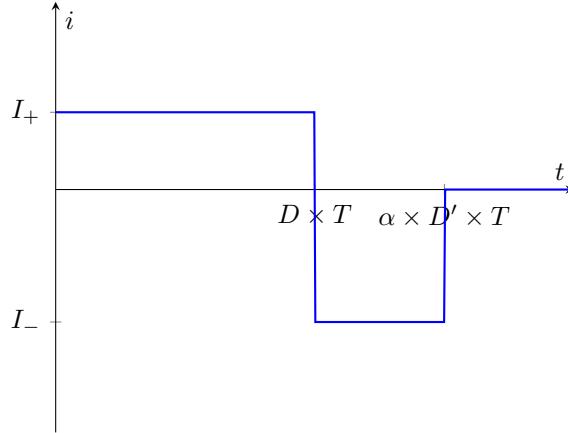


Figura 3.14: Definición del parámetro  $\alpha$ .

En este caso, el balance de corrientes es

$$\begin{aligned} \int_{t_0}^{t_0+T} i(t) dt &= I_+ \times D - I_- \times \alpha \times D' = 0 \\ I_+ \times D &= I_- \times \alpha \times D'. \end{aligned} \quad (3.45)$$

Las corrientes  $I_+$  e  $I_-$  son las mismas que en 3.43. Entonces, llegamos a

$$\begin{aligned} \frac{V_U - V_C}{R} \times D &= \frac{V_C}{R} \times \alpha \times D' \\ V_U \times D &= V_C \times (\alpha \times D' + D) \\ V_C &= V_U \times \frac{D}{\alpha \times D' + D}. \end{aligned} \quad (3.46)$$

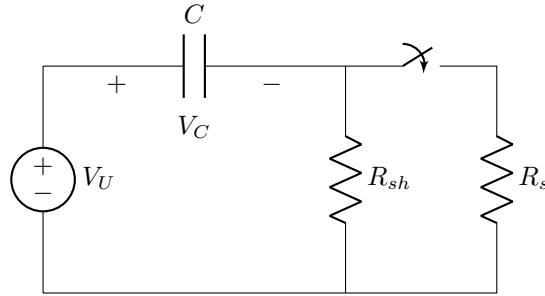


Figura 3.15: pasa altos con carga no lineal en paralelo con lineal.

Definiendo a  $\alpha' = \alpha - 1$ , tenemos

$$\begin{aligned} & \alpha \times D' + D \\ & (1 - \alpha') \times D' + D \\ & \times D' - \alpha' \times D' + D \\ & 1 - \alpha' \times D'. \end{aligned} \tag{3.47}$$

Llegamos a

$$V_C = V_U \times \frac{D}{1 - \alpha' \times D}. \tag{3.48}$$

Vemos que para el caso de carga lineal  $\alpha = 1$  ( $\alpha' = 0$ ), la ecuación se convierte en la misma que [3.44](#) como es esperado.

El resultado obtenido es consistente con el resultado de la simulación del pasa altos con el pulser como carga. La ecuación [3.47](#) indica que a mayor  $\alpha$ , es decir, menor conducción de corriente durante la porción negativa, menor es  $V_C$ , la tensión de estado permanente en el capacitor. Este resultado es contrario a las necesidades de operación del generador de pulsos, ya que este se basa en la transición al estado de alta impedancia del SRD, es decir, en un  $\alpha < 1$ . Esta condición resulta en un  $V_C$  menor, lo que incrementa  $I_+$  y decremente  $I_-$ , imposibilitando la remoción de carga en el SRD.

En la siguiente sección, desarrollamos el efecto de un resistor lineal en paralelo con la carga no lineal. Se demostrará como este tiene el efecto de linearizar la operación, compensando el efecto de  $\alpha < 1$ , y posibilitando el funcionamiento del pulser.

### Carga no lineal en paralelo con carga lineal

Tenemos un circuito como el de la figura [3.15](#). Nombramos  $R_s$  a la resistencia de la rama no lineal, ya que en el caso del pulser, cuando la rama conduce, su resistencia es igual a  $R_s$ .  $R_{sh}$  es una resistencia propuesta para mitigar el efecto mencionando anteriormente.

Planteando el balance de corrientes en el capacitor, tenemos

$$\begin{aligned} \int_{t_0}^{t_0+T} i(t) dt &= (I_{+L} + I_{+NL}) \times D - (I_{-L} \times D' + I_{-NL} \times \alpha \times D') = 0 \\ (I_{+L} + I_{+NL}) \times D &= (I_{-L} + I_{-NL} \times \alpha) \times D'. \end{aligned} \tag{3.49}$$

Siendo ambas expresiones  $I_{\pm-L}$  e  $I_{\pm-NL}$  las de [3.43](#) evaluando  $R = R_{sh}$  y  $R = R_s$  respectivamente, llegamos a

$$\begin{aligned} \left( \frac{V_U - V_C}{R_{sh}} + \frac{V_U - V_C}{R_s} \right) \times D &= \left( \frac{V_C}{R_{sh}} + \frac{V_C}{R_s} \times \alpha \right) \times D' \\ (V_U - V_C) \times D \times \left( \frac{1}{R_{sh}} + \frac{1}{R_s} \right) &= V_C \times D' \left( \frac{1}{R_{sh}} + \frac{\alpha}{R_s} \right). \end{aligned} \quad (3.50)$$

Reconocemos la expresión de la resistencia en paralelo de  $R_{sh}$  y  $R_s$ , y la de  $R_{sh}$  y  $\frac{R_s}{\alpha}$ , siendo el efecto de  $\alpha$  el de reducir la resistencia en la porción negativa en  $\alpha$ .

$$\begin{aligned} \frac{V_U - V_C}{R_{sh}/R_s} \times D &= \frac{V_C}{R_{sh}/\frac{R_s}{\alpha}} \times D' \\ \frac{V_U}{R_{sh}/R_s} \times D &= V_C \left( \frac{D}{R_{sh}/R_s} + \frac{D'}{R_{sh}/R_s} \right). \end{aligned} \quad (3.51)$$

Definiendo a  $\alpha' = \alpha - 1$  y desarrollando la expresión que acompaña a  $V_C$ ,

$$\begin{aligned} D \left( \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_{sh}} \right) + (1 - D) \left( \frac{1}{R_{sh}} + \frac{\alpha}{R_s} \right) \\ D \left( \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_{sh}} \right) + (1 - D) \left( \frac{1}{R_{sh}} + \frac{1}{R_s} \right) - (1 - D) \frac{\alpha'}{R_s} \\ \frac{1}{R_{sh}/R_s} - \frac{D' \times \alpha'}{R_s}. \end{aligned} \quad (3.52)$$

Reemplazando en 3.51

$$\begin{aligned} \frac{V_U}{R_{sh}/R_s} \times D &= V_C \left( \frac{1}{R_{sh}/R_s} - \frac{D' \times \alpha'}{R_s} \right) \\ V_U \times D &= V_C \left( 1 - \frac{R_{sh}/R_s}{R_s} \times D' \times \alpha' \right). \end{aligned} \quad (3.53)$$

Reconocemos a  $\frac{R_{sh}/R_s}{R_s} = \frac{R_{sh}}{R_{sh} + R_s}$  como la expresión de un divisor resistivo entre  $R_{sh}$  y  $R_s$ . Llamaremos a esta expresión  $\gamma$ , y notamos que cuando  $R_{sh} \gg R_s$  es  $\gamma \rightarrow 1$ , y cuando  $R_{sh} \ll R_s$  es  $\gamma \rightarrow 0$ .

Entonces, llegamos a

$$\begin{aligned} V_U \times D &= V_C (1 - \gamma \times D' \times \alpha') \\ V_C &= V_U \times \frac{D}{(1 - \gamma \times D' \times \alpha')}. \end{aligned} \quad (3.54)$$

Notamos los siguientes casos extremos de  $\gamma$ :

- $\gamma \rightarrow 1$ : este caso se corresponde a  $R_{sh} \rightarrow \infty$ , es decir,  $R_{sh} \gg R_s$ . En este caso, la expresión es idéntica a 3.48. Esto es esperado, ya que en este caso la corriente que consume  $R_{sh}$  es despreciable, por lo que es un caso equivalente al que no hay  $R_{sh}$
- $\gamma \rightarrow 0$ : en este caso,  $R_{sh} \rightarrow 0$ , es decir,  $R_{sh} \ll R_s$ . En este caso, la expresión 3.54 se convierte en 3.44. Esto es esperado, ya que en este caso, la corriente de la carga no lineal es despreciable frente a la corriente de la carga lineal  $R_{sh}$ .

Notamos del último punto, que en presencia de una carga no lineal, agregar una carga lineal en paralelo  $R_{sh}$ , logra el efecto de *linearizar* la forma de onda, en el sentido de volver sus extremos más similares a los de un caso de carga lineal. En base a este principio es que agregamos un resistor lineal en paralelo al pulser para lograr su correcto funcionamiento.

Realizamos una simulación de la mejora propuesta. En la figura 3.16 se observa el esquemático simulado. Es la misma configuración que en 3.13, pero ahora se agrega un resistor en paralelo con el pulser.

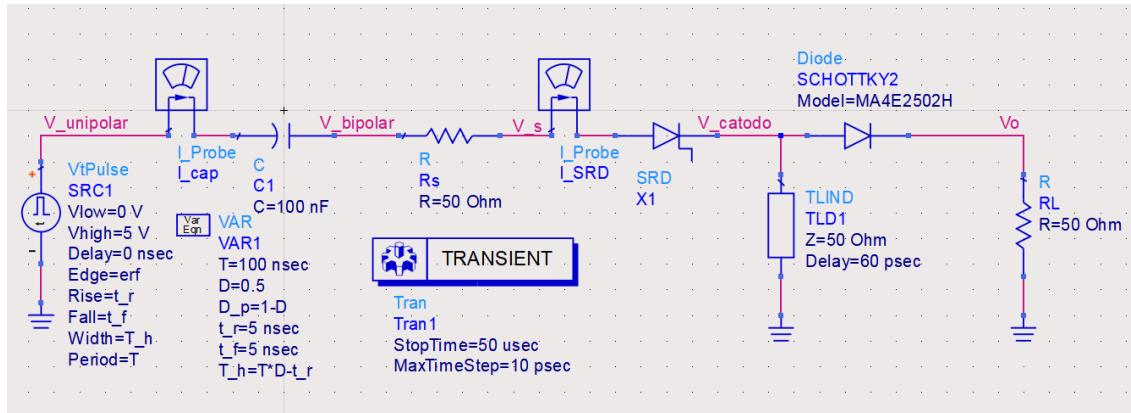


Figura 3.16: Circuito pasa altos con carga no lineal y lineal en paralelo simulado.

En la figura 3.17 se observan los resultados de la simulación. En este caso, a la salida se observa la generación de pulsos. Analizando la corriente sobre el SRD, vemos que en este caso la corriente negativa es de mayor módulo que la positiva, observándose la transición a alta impedancia del SRD con su característica abrupta caída a 0 de la corriente. Para la corriente en el capacitor, vemos que ahora es la suma de la corriente en el resistor lineal y la corriente en el SRD.

En cuanto a la tensión cargada en el capacitor, vemos que ahora es  $-2,52$  V, mayor que los  $-1,9$  V de la simulación sin carga lineal en paralelo. Este incremento de la tensión de carga es consistente con la ecuación 3.54. Evaluando la ecuación, tenemos en este caso

$$D = 0,5$$

$$\gamma = \frac{R_{sh}}{R_{sh} + R_s} = 0,5$$

$$\alpha = \frac{0,4}{0,5} = 0,9. \quad (3.55)$$

Donde tomamos  $\alpha$  leyendo el eje  $x$  de 3.17. Para estos valores, 3.54 predice un valor de

$$V_C = V_U \times \frac{D}{(1 - \gamma \times D' \times \alpha')}$$

$$V_C = 5 \text{ V} \times \frac{0,5}{(1 - 0,5 \times (1 - 0,5) \times (1 - 0,9))}$$

$$V_C = 2,56 \text{ V}. \quad (3.56)$$

La ecuación es consistente con el resultado de la simulación. En este caso, los valores de la señal bipolar son  $\pm 2,5$  V, habiendo logrado bajar los niveles con respecto al resultado de la figura 3.12.

El agregado del resistor lineal en paralelo logró el efecto deseado, aumentando la tensión en el capacitor serie, logrando una señal bipolar que logra cargar y descargar al SRD permitiendo la generación de pulsos.

Para terminar de demostrar su funcionamiento, repetimos la simulación del esquemático de la figura 3.16, ahora con un ciclo de trabajo  $D = 0,8$ . En la figura 3.18 se observa el resultado. Ahora se logra el efecto descripto anteriormente, mediante el incremento del ciclo de trabajo  $D$  decrece la tensión  $V_+$  y aumenta  $V_-$ , resultando en una mayor amplitud de pulso. Vemos que esta es 0,85 V, mientras que en 3.17 se obtuvieron 0,45 V.

En cuanto a la tensión en el capacitor, aplicando la ecuación 3.54, tenemos

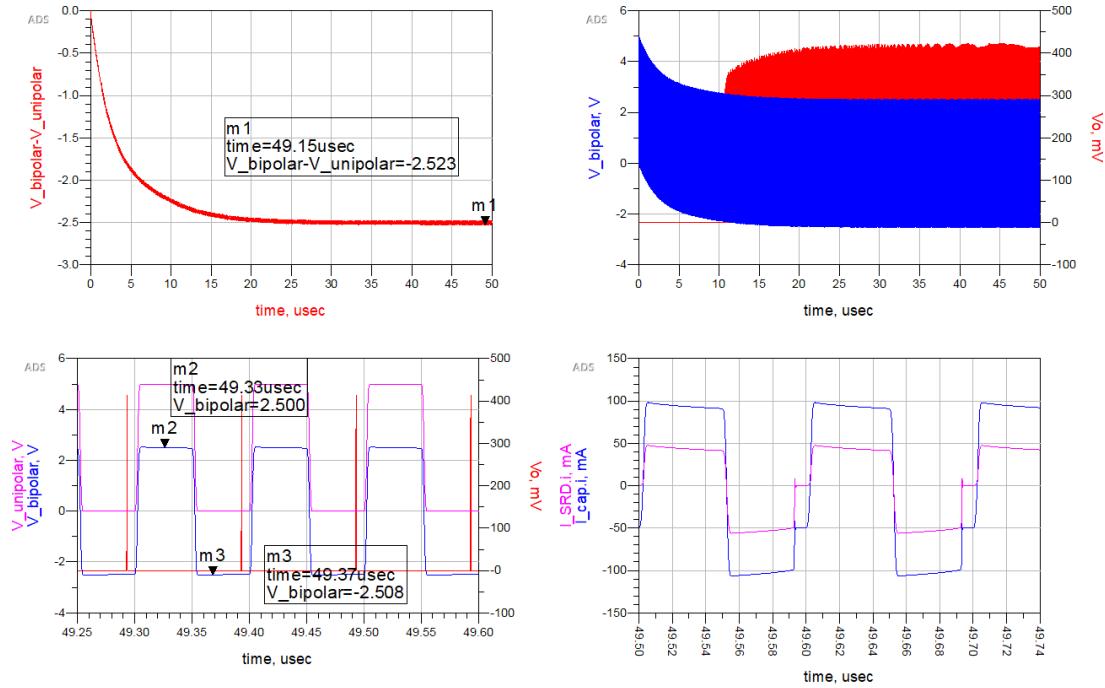
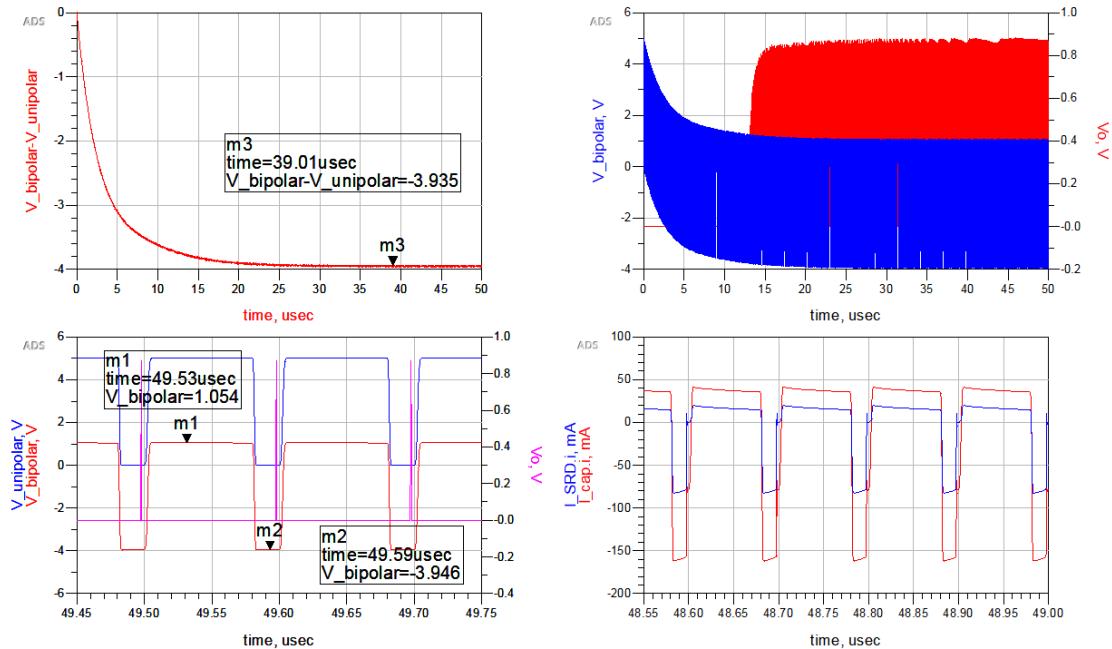


Figura 3.17: Resultado de simulación de pasa altos con carga no lineal y lineal en paralelo.

Figura 3.18: Resultado de simulación de pasa altos con carga no lineal y lineal en paralelo,  $D = 0.8$ .

Variable	Requerimiento
$V_{in}$	CMOS @ $V_{DD} = 3,3 \text{ V}$ ( $V_{OH} 2,4 \text{ V}$ )
$f_{in}$	Typ 10 MHz
$\tau_r / \tau_f$	Max 10 ns
$V_{dd}$	5 V - 8 V
$I_{out}$	Max 200 mA

Tabla 3.1: Requerimientos de la llave para el driver.

$$\begin{aligned}
 V_C &= V_U \times \frac{D}{(1 - \gamma \times D' \times \alpha')} \\
 V_C &= 5 \text{ V} \times \frac{0,8}{(1 - 0,5 \times (1 - 0,8) \times (1 - 0,9))} \\
 V_C &= 4 \text{ V}.
 \end{aligned} \tag{3.57}$$

La ecuación se encuentra consistente con el resultado obtenido en la simulación.

### 3.6.2. Implementación de la llave

Cómo fuese explicado anteriormente, el bloque de llave en el diagrama de la figura 3.10 cumple la función de comutar entre 0 y  $V_{dd}$  según la señal de control de entrada. En esta sección se discute la implementación de este bloque, empezando por un análisis de los requerimientos del mismo y siguiendo con la realización de un circuito que los cumpla.

#### Requisitos

En la tabla 3.1 se describen los requerimientos que debe cumplir la llave

El requerimiento de tensión de entrada es debido al sistema objetivo de integración del prototipo, en el que los sistemas digitales de control trabajan con un  $V_{DD}$  de 3,3 V. Además, este nivel de tensión es versátil en cuanto a que permite trabajar con otro tipo de salidas, como *CMOS* 5 V.

La frecuencia de entrada se debe a la *PRF* objetivo de 10 MHz. El requerimiento de tiempo de crecimiento y caída  $\tau_r / \tau_f$  es impuesto para que no sean mucho mayores a  $\frac{10}{f_{in}}$ . Esto garantiza que la forma de tensión no se diferencie demasiado de la forma de onda ideal con la que se diseñó el sistema. Es probable que formas de onda con mayores relaciones entre tiempo de crecimiento y período funcionen para generación de pulsos, pero para este primer prototipo se optó por una forma de onda lo más ideal posible.

En rigor, también existe un requisito de tiempo mínimo de crecimiento/caída. Esto se debe la presencia del stub. Como fuese explicado en 3.2, el stub genera pulsos para cualquier tipo de transición, con una amplitud de pulso proporcional a la velocidad de crecimiento de la señal. Si los tiempos de crecimiento/caída de la llave fueran tales que el pulso generado por el stub tenga una amplitud mayor a la tensión de encendido del diodo Scottky, se transmitirían pulsos indeseados en la salida. Es por esto que existe un límite inferior para el tiempo de crecimiento/caída de la llave. De todas formas, no se impondrá este requerimiento sobre la llave, ya que en el circuito se dejará disponible un lugar para el soldado de un capacitor  $C$  paralelo a la salida de la llave. Esto permite volver más lento el tiempo de crecimiento en caso de que este sea demasiado rápido.

El requerimiento de  $V_{dd}$  se debe al rango de tensiones de alimentación de interés del sistema. Estas son fácilmente obtenibles en las plataformas a las que se apunta integrar el prototipo.

El requisito de consumo es en base al número de consumo del pulser obtenido en la sección 3.4.

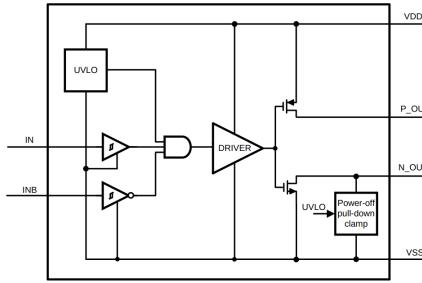


Figura 3.19: Diagrama en bloques del LM5114. Tomado de [42].

### Llave utilizada

En base a todos estos requerimientos, se optó por un circuito integrado comercial *gate driver*. Estos dispositivos son utilizados para conmutar la compuerta de un transistor CMOS de potencia en base a una señal digital de baja capacidad de carga. Debido a la similitud entre este caso de uso y el de este trabajo, fue fácil encontrar un dispositivo que cumpla con los requisitos de la tabla 3.1.

El integrado seleccionado fue el LM5114 [42]. En la figura 3.19 puede observarse un diagrama en bloques del mismo, tomado de [42]. El dispositivo posee dos salidas, una para el transistor *P* y otra para el *N*. Esto permite, mediante resistencias externas, igualar los tiempos de crecimiento de cada transición. En nuestra aplicación, esto no es de interés, por lo que ambas salidas estarán cortocircuitadas.

El integrado presenta dos versiones, *A* y *B*, la primera teniendo niveles de tensión de entrada CMOS y la segunda TTL. Se optó por la versión *B*, ya que los niveles de tensión CMOS dependen de la tensión de alimentación  $V_{dd}$ , mientras que la TTL tiene niveles de tensión independientes de  $V_{dd}$  y compatibles con los especificados en 3.1. En cuanto al encapsulado, se optó por la versión en WSON debido a su disponibilidad en stock.

En cuanto a rango de  $V_{dd}$ , la hoja de datos lo especifica en 4 V - 10 V, excediendo el requerimiento de 3.1. No se especifica una corriente continua máxima de operación, pero se puede obtener esta medida a partir de la especificación de máxima temperatura de juntura  $T_{jM}$  y resistencia térmica  $\theta_{jA}$ . Estas están especificadas en

$$\begin{aligned} T_{jM} &= 125 \text{ }^{\circ}\text{C} \\ \theta_{jA} &= 51,2 \frac{\text{ }^{\circ}\text{C}}{\text{W}}. \end{aligned} \quad (3.58)$$

La relación entre potencia disipada  $P$  en el integrado, temperatura de juntura  $T_j$ , temperatura ambiente  $T_A$  y resistencia térmica  $\theta_{jA}$  es

$$T_j = T_A + P \times \theta_{jA}. \quad (3.59)$$

Dada la máxima temperatura de juntura  $T_{jM}$ , la máxima potencia  $P_M$  es

$$P_M = \frac{T_{jM} - T_A}{\theta_{jA}}. \quad (3.60)$$

Aproximando el consumo de potencia en el integrado con la corriente de salida multiplicada por la impedancia de salida, es decir, despreciando todas las otras fuentes de disipación, tenemos

$$\begin{aligned} P_M &= I_{RMS_{max}}^2 \times R_o = \frac{T_{jM} - T_A}{\theta_{jA}} \\ I_{RMS_{max}} &= \sqrt{\frac{T_{jM} - T_A}{\theta_{jA}}} \times \frac{1}{R_o}. \end{aligned} \quad (3.61)$$

La hoja de datos especifica distintos rangos de  $R_o$  para la salida  $N$  y la  $P$ . Utilizaremos la peor que es  $4,78\Omega$ . Para  $\theta_{jA}$ , dado que el valor depende no solo del integrado sino también del PCB, tomaremos un peor caso aumentando en un 50 % el especificado por el fabricante. Entonces tenemos

$$I_{RMS_{max}} = \sqrt{\frac{125^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{51,2 \frac{\text{C}}{\text{W}} \times 1,5}} \times \frac{1}{4,78\Omega} \quad (3.62)$$

$$I_{RMS_{max}} = 240\text{ mA.}$$

Vemos que el requisito de la tabla 3.1 se cumple. Cabe destacar que esta corriente  $I_M$  fue obtenida asumiendo peores casos, en caso de requeriría una corriente superior, probablemente el integrado pueda proveerla. Incluso en caso de exceder la corriente la temperatura máxima de juntura, se puede colocar un disipador.

En cuanto a tiempo de caída/crecimiento  $\tau_r / \tau_f$ , el fabricante especifica una dependencia del mismo en función de la capacidad de carga  $C_L$ , con mayores tiempos a mayor carga. Para la carga mínima especificada, 1000 pF, el tiempo de crecimiento es de 8 ns y el de caída de 3,2 ns. Ambos se encuentran por debajo de los máximos 10 ns especificados en 3.1.

De todas maneras, analizando la capacidad de carga que tiene el integrado, esta es mucho menor a 1000 pF. Como fuese explicado anteriormente, la impedancia que presenta el pulser es igual a la resistencia  $R_s$  durante el período de conducción positivo, y  $R_s/\alpha$  durante el período negativo. La carga del gate driver está compuesta por el pulser en serie con el capacitor de filtrado pasa altos. Este capacitor es de 100 nF, y en las frecuencias de trabajo de la señal cuadrada, presenta una impedancia

$$|Z_C| < \frac{1}{2\pi \times PRF \times C} \quad (3.63)$$

$$|Z_C| < \frac{1}{j2\pi \times 10\text{ MHz} \times 100\text{ nF}}$$

$$|Z_C| < 15\text{ m}\Omega.$$

La impedancia del capacitor es menor en todo el rango ya que el contenido espectral de la señal cuadrada se encuentra por arriba de la frecuencia fundamental  $PRF$ . Entonces, la impedancia de carga del gate driver es  $Z_L \approx 50\Omega + j \times 15\text{ m}\Omega \approx 50\Omega$ , es decir una carga resistiva pura, debido a lo despreciable de la impedancia del capacitor serie con la resistencia de limitación de corriente  $R_s$ . En este análisis no se tuvieron en cuenta las capacidades a tierra parásitas tanto de los encapsulados como del PCB, por lo que serán estas las que determinen la capacidad de carga real.

Se encuentra especificada una asimetría importante entre  $\tau_r$  y  $\tau_f$ , siendo el último aproximadamente un 25 % del primero. Esta asimetría es un sentido beneficioso para el circuito, ya que el tiempo de transición crítico es el de caída. Este tiempo tiene que ser lo suficientemente rápido para que cuando el SRD transiciones al estado de alta impedancia, la forma de onda de entrada ya haya llegado a su mínimo valor. Caso contrario, el pulso tendrá menor amplitud. Esto es claro de la ecuación 3.15, donde se establece que la amplitud del pulso es directamente proporcional a la tensión en el ánodo del SRD.

El dispositivo no presenta una especificación de frecuencia de trabajo, pero contiene especificaciones de tiempo de propagación y tiempos de caída/crecimiento, que imponen una restricción sobre la máxima frecuencia de operación. En la figura 3.20 se observan las definiciones de tiempo de propagación y caída/crecimiento. De la definición, el tiempo desde que la señal de entrada llega a un 50 % hasta que la salida comienza a cambiar es aproximadamente  $t_{D-on} + t_r$  para el caso de una transición 0 → 1, y para la transición 1 → 0 será  $t_{D-off} + t_f$ .

Referenciando estos al inicio de la transición de la señal de entrada, tenemos que son  $t_{ri} + t_{D-on} + t_{ro}$  y  $t_{fi} + t_{D-off} + t_{fo}$ , donde definimos a  $t_{ri}$  y  $t_{fi}$  y  $t_{ro}$  y  $t_{fo}$  como los tiempos de transición 10 % – 90 % de las señales de entrada y salida respectivamente. Estas expresiones son cotas superiores, ya que los tiempos de crecimiento son del 10 % al 90 %, mientras que el tiempo anterior estaba reverenciado desde el 50 % de la señal de entrada.

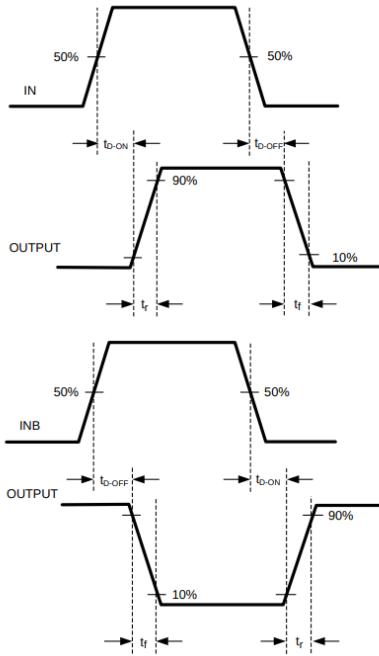


Figura 3.20: Definición de tiempos de transición y propagación, tomado de [42].

Entonces, vemos que el período mínimo será  $T_{min} = t_{ri} + t_{D-on} + t_{ro} + t_{fi} + t_{D-off} + t_{fo}$ . De la hoja de datos, tenemos los siguientes peores (máximos) tiempos especificados para operación a  $T_j = 25^\circ\text{C}$

- $t_{D-on} = 27 \text{ ns}$
- $t_r@1000 \text{ pF} = 12 \text{ ns}$
- $t_{D-off} = 27 \text{ ns}$
- $t_f@1000 \text{ pF} = 3 \text{ ns}$

Asumiendo para un peor caso, tiempos de transición de entrada de 10 ns, tenemos un período mínimo de

$$\begin{aligned} T_{min} &= t_{ri} + t_{D-on} + t_{ro} + t_{fi} + t_{D-off} + t_{fo} \\ T_{min} &= 10 \text{ ns} + 27 \text{ ns} + 12 \text{ ns} + 10 \text{ ns} + 27 \text{ ns} + 3 \text{ ns} \\ T_{min} &= 89 \text{ ns}. \end{aligned} \tag{3.64}$$

El período mínimo se encuentra por debajo del período de 100 ns correspondiente a los 10 MHz especificados en la tabla 3.1, por lo que se cumple el requerimiento de  $f_{in}$ .

### Simulación

El fabricante provee un modelo de SPICE del gate driver [43]. Con este se realizó una simulación para confirmar el correcto funcionamiento. En la figura 3.21 puede observarse el esquemático simulado. El mismo consiste en el pulser, el capacitor de filtrado pasa altos, y el LM5114 junto a una fuente cuadrada unipolar de 3,3 V. Esta simula la señal de control del sistema embebido de bajo costo.

La simulación se realiza bajo dos condiciones de ciclo de trabajo para la señal de entrada: 50 %, con el resultado en la figura 3.22 y 70 %, resultado en la figura 3.23. En ambos casos se

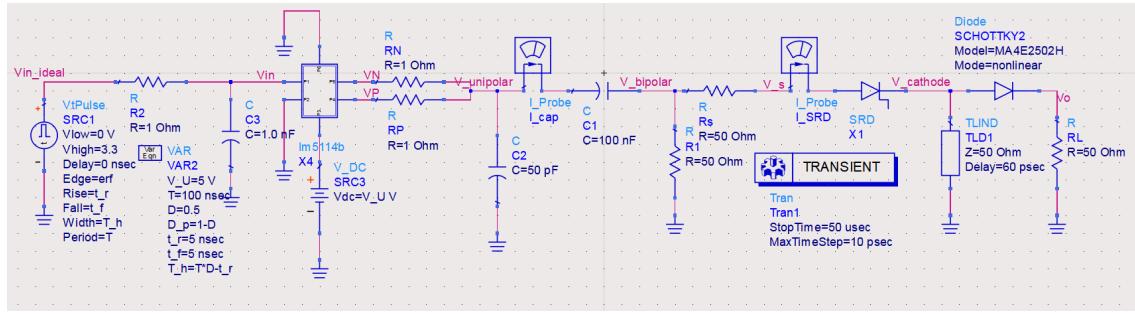
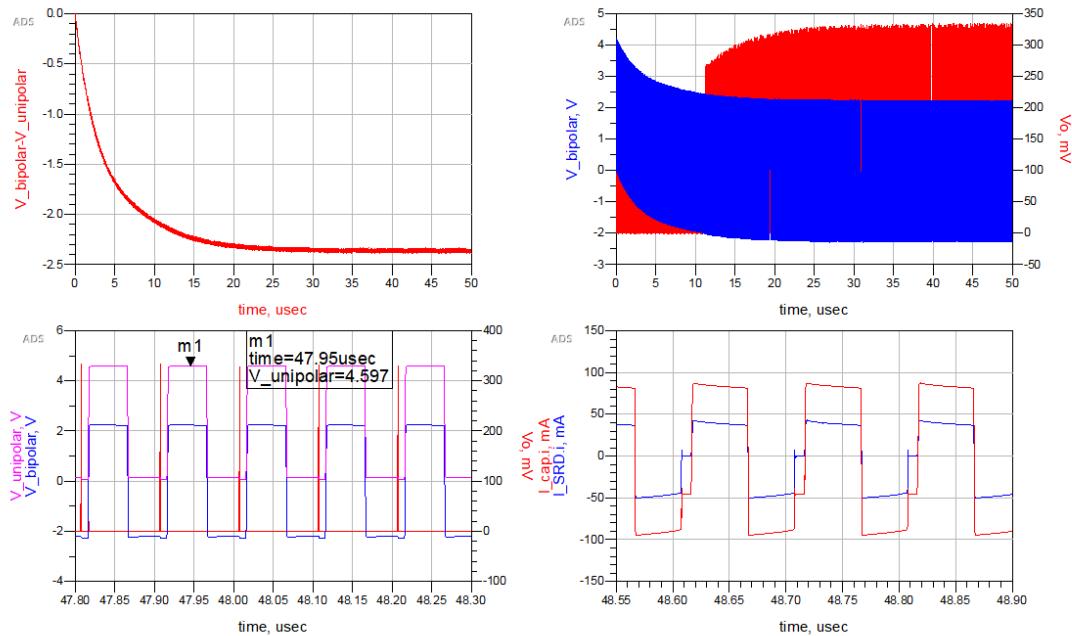


Figura 3.21: Esquemático de simulación con modelo de LM5114.

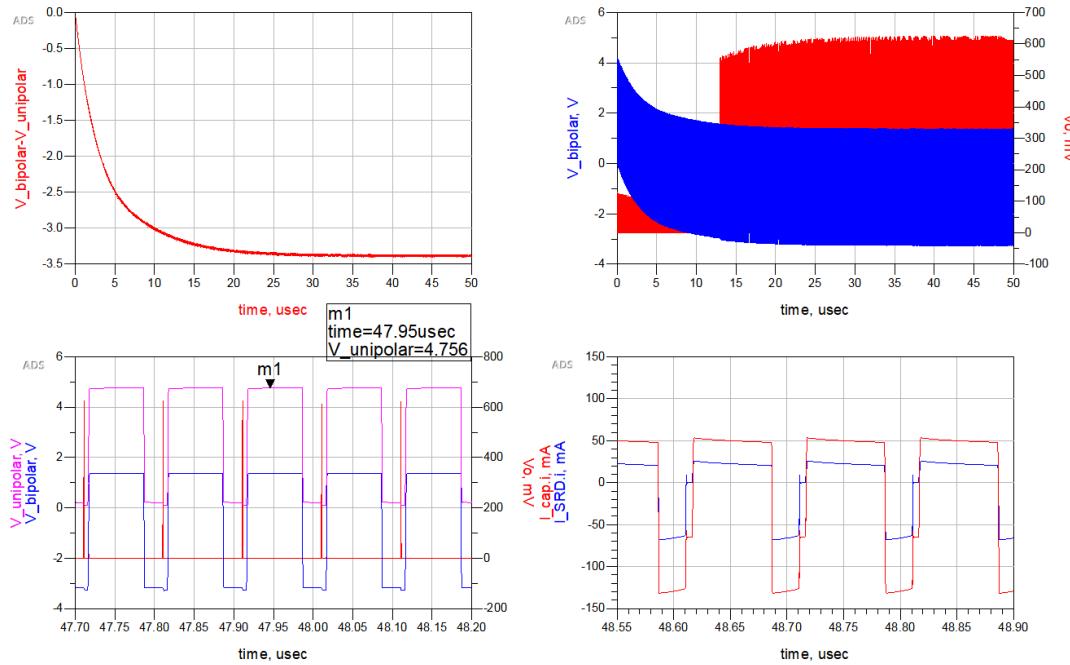
Figura 3.22: Resultado de simulación con modelo de LM5114,  $D = 0,5$ .

observa la transición del SRD al estado de alta impedancia y la consecuente generación de pulsos. Se observa que en este caso la señal cuadrada unipolar no tiene la amplitud completa de la fuente de alimentación, 5 V, sino aproximadamente 4,5 V, debido a las perdidas en el LM5114. Se observa que el efecto de aumentar el ciclo de trabajo de 50 % a 70 % logra un aumento en la amplitud del pulso de casi un 100 % como en la sección anterior.

### 3.7. Implementación en PCB

En cuanto a la implementación física de los circuitos del driver y el pulser, se diseñaron placas distintas para cada uno. Se tomó esta decisión para darle más versatilidad al trabajo. De esta manera, el pulser puede utilizarse con otro eventual driver, el driver puede ser evaluado por separado antes de una medición final, y en caso de falla de diseño en alguno de los dos circuitos, la falla se mantiene contenida al modulo defectuoso y no a la totalidad del sistema.

Se optó por realizar las placas con el fabricante OSHPark. Se utilizó el servicio de 4 capas y material FR408HR de Isola [44]. En ambos circuitos, el pulser y el driver, solo eran necesarias 2 capas, una de señal y una de tierra. Se eligió el proceso de 4 capas en lugar de 2 dado que este

Figura 3.23: Resultado de simulación con modelo de LM5114,  $D = 0,7$ .

último presentaba un grosor de dieléctrico mayor, y dado el tamaño de las placas la diferencia en costo era despreciable.

En cuanto al material del sustrato, FR408HR de Isola, a diferencia del FR4 más económico presenta buena estabilidad en frecuencia para su constante dieléctrica y bajas pérdidas, por lo que es apropiado para trabajar en el ancho de banda necesario. La constante dieléctrica presenta una variación menor al 2 % en el rango 100 MHz a 10 GHz, y una tangente de pérdidas con mayor variación pero menor a 0,01 hasta 10 GHz [44].

En la tabla 3.2 se muestra el apilamiento de las capas del proceso de fabricación, con sus dimensiones y materiales. El proceso consta de 4 capas conductoras, todas compuestas por cobre. Entre ambos pares de conductores se encuentra el *prepeg* de constante dieléctrica estable en frecuencia. Entre los dos pares se encuentra el núcleo FR4. Por sobre las capas de cobre superior e inferior se encuentran capas de serigrafía y máscaras de soldadura, que a los efectos de cálculos de impedancia tienen un rol despreciable.

### 3.7.1. Selección de componentes pasivos

Los componentes pasivos que se encuentran en el camino de la señal tienen que ser seleccionados cuidadosamente para evitar distorsiones indeseadas. Estos incluyen todos los que se encuentran entre la salida del LM5114 y el nodo de salida. Refiriéndonos a la figura 3.21, estos serían  $R_1$ ,  $R_s$ ,  $C_1$  y  $C_2$ .

Dado el ancho de banda del sistema, los componentes pasivos a utilizar deben tener parásitos despreciables para las frecuencias de interés. Para esto, se seleccionaron componentes SMD. En cuanto al encapsulado seleccionado, se analizó el desempeño de cada uno en base a reportes de la literatura [45].

Cuanto más pequeño el encapsulado, menores parásitos y mayor ancho de banda. En contraparte, menores dimensiones implican mayor dificultad para la fabricación y menor capacidad de disipación de potencia. Elegir el encapsulado entonces consistió en encontrar el balance adecuado entre estos aspectos.

Capa	C/D <sup>a</sup>	Grosor [mil]	$\epsilon_r$ <sup>b</sup>
Serigrafía	D	1 ±0.2	
Máscara de soldadura	D	1 ±0.2	
Cobre 1 oz	C	1.7	
<i>Prepreg</i> FR408HR 2113	D	7.96 ±0.796	3.61@1 GHz
Cobre 0.5 oz	C	0.68	
Núcleo FR408HR	D	39 ±3.9	
Cobre 0.5	C	0.68	
<i>Prepreg</i> FR408HR 2113	D	7.96 ±0.796	3.61@1 GHz
Cobre 1 oz	C	1.7	
Máscara de soldadura	D	1 ±0.2	
Serigrafía	D	1 ±0.2	

<sup>a</sup> Conductor/Dieléctrico.

<sup>b</sup> permitividad relativa.

Tabla 3.2: Apilamiento de capas del proceso de fabricación de OSH Park.

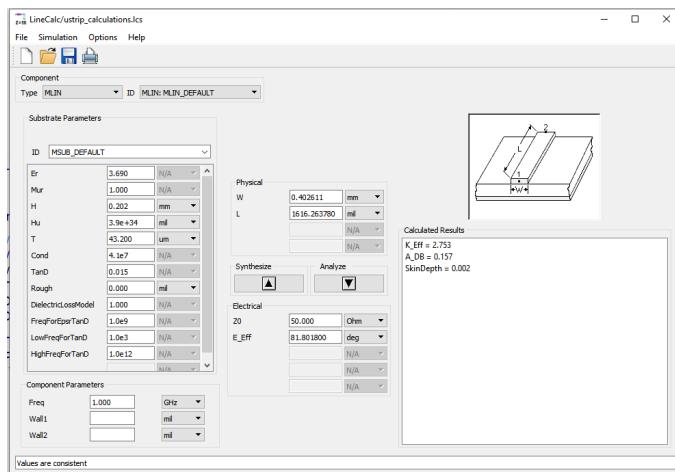


Figura 3.24: Calculo de línea de transmisión para obtener  $50\Omega$ .

Se optó por usar componentes 0603. Estos tienen una buena respuesta en frecuencia en el ancho de banda de trabajo, y su tamaño permite una fabricación manual de las placas. En cuanto a disipación de potencia, componentes en este encapsulado con disipaciones máximas de 0,5 W se encuentran ampliamente disponibles y a un bajo precio.

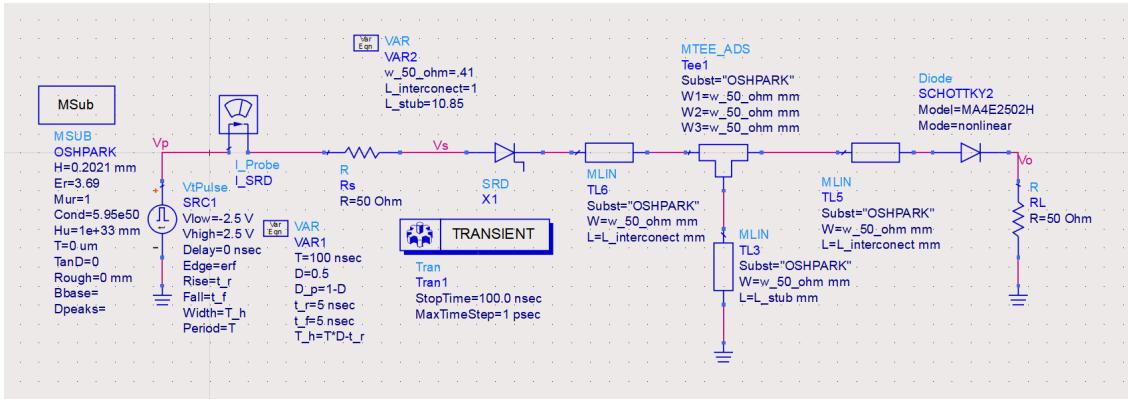
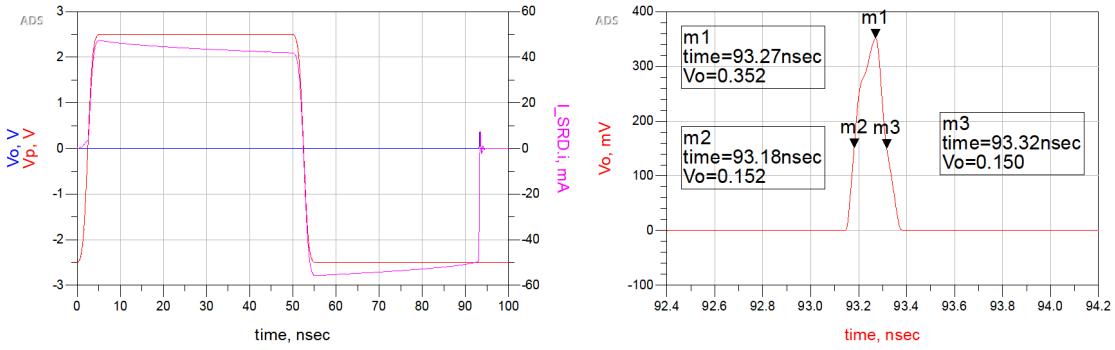
### 3.7.2. Layout del pulser

#### Diseño del stub

Para el pulser, se utilizó la capa superior de cobre como plano de señal y la capa de cobre inferior a esta como tierra. De esta manera, se forma un linea de transmisión microtira [38], siendo el material dieléctrico el *prepreg* de permitividad relativa estable en frecuencia y una altura de  $H = 7,96$  mil = 0,0202 mm.

Dado el  $H$  de la línea de transmisión, se calculó el  $w$  necesario para obtener una impedancia característica de  $50\Omega$ . Para esto, se utilizó el programa *LineCalc* disponible dentro de *ADS*. Este programa permite cargar una configuración de línea de transmisión, y en base al alto del dieléctrico  $H$  y una impedancia característica deseada  $Z_0$ , obtener el ancho  $w$  necesario. En la figura 3.24 se observan los parámetros configurados. Esto resultó en un ancho de pista de 0,4 mm.

Con la línea de transmisión a utilizar en el pulser determinada como una microtira de los

Figura 3.25: Esquemático de simulación con *stub* real.Figura 3.26: Resultado de simulación con *stub* real.

parámetros dados por el proceso de fabricación de la tabla 3.2, se obtuvo su  $\kappa_{\text{eff}}$  con el programa *LineCalc*. En la figura 3.24 se observa que este es de 2,753.

Reemplazando estos datos en la ecuación 3.11 podemos obtener el largo necesario para obtener un retardo de 60 ps.

$$\begin{aligned} L &= \frac{T_p}{2} \times \frac{c_0}{\sqrt{\kappa_{\text{eff}}}} \\ L &= \frac{120 \text{ ps}}{2} \times \frac{3 \times 10^8 \text{ m s}^{-1}}{\sqrt{2,753}} \\ L &= 10,85 \text{ mm}. \end{aligned} \quad (3.65)$$

Con los parámetros de la línea obtenidos, se realiza una simulación del generador, reemplazando la línea ideal por una real. En la figura 3.25 se observa el esquemático simulado. En la figura 3.26 puede observarse el resultado. El pulso obtenido tiene una amplitud de 352 mV y una duración de 140 ps.

### Layout

Una vez diseñada la línea de transmisión y simulada en *ADS*, se exportó el layout obtenido en formato *Gerber*. Este fue importado en el software de código abierto *KiCad* donde se realizaron ajustes finales. En la figura 3.27a puede observarse el resultado.

En todo el plano se agregaron vías, con una separación de 0,5 mm. Estas mejoran la puesta a tierra de todo el plano, reduciendo la impedancia del mismo. También se agregaron agujeros de

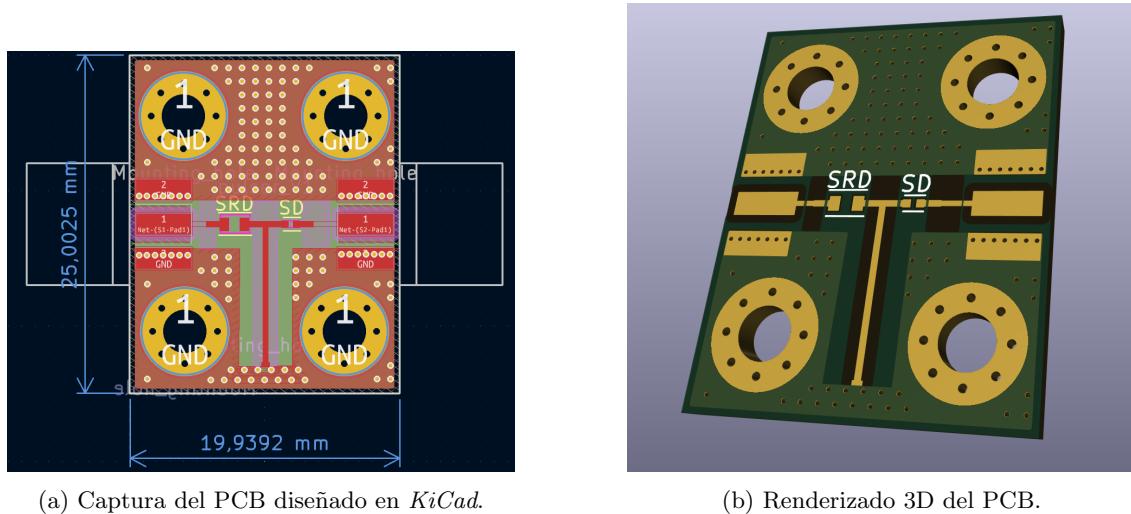
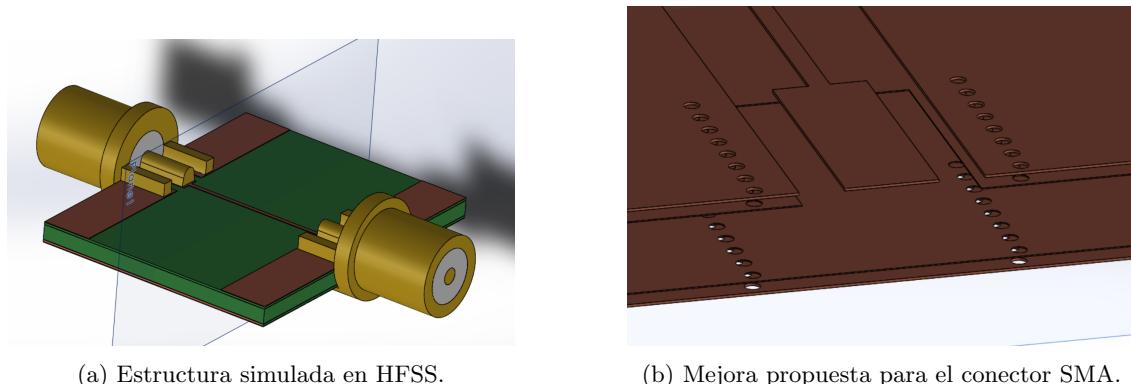


Figura 3.27: PCB diseñado para el pulser.

Figura 3.28: Estructuras simuladas en *HFSS*.

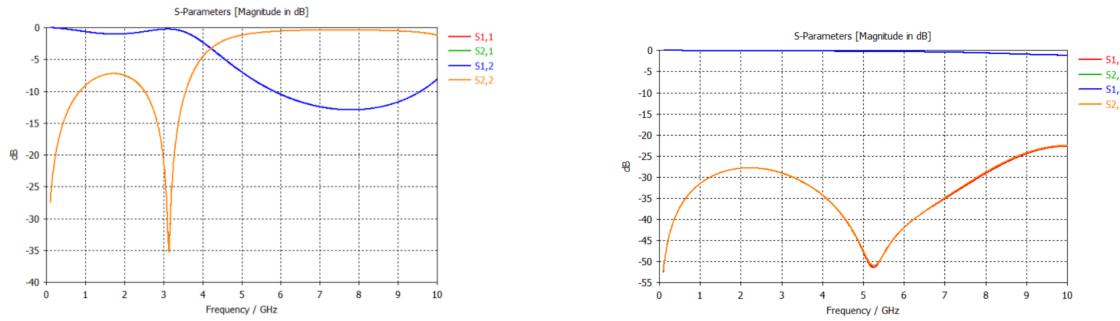
montaje en los 4 extremos de la placa para permitir el montaje de un eventual chasis.

Como fuese explicado anteriormente, se utilizó la capa superior de cobre como plano de señal, y la capa intermedia como plano de tierra. Las otras dos capas no fueron utilizadas, siendo puestas a tierra.

Se agregaron conectores *SMA* para la entrada y salida. Estos ofrecen una conexión segura y un buen rendimiento en el ancho de banda de trabajo, minimizando las pérdidas y reflexiones. Además, son de amplia disponibilidad y versatilidad.

El buen ancho de banda de los conectores *SMA* puede degradarse severamente si su interfaz con la línea microtira no es la adecuada. Para comprobar esta interfaz, se realizó una simulación en el software de elementos finitos *HFSS*. Se realizó un modelo del sustrato de OSH Park, y se simuló el desempeño del conector soldado directamente a la placa.

En la figura 3.28b puede observarse la mejora propuesta. Esta consiste en un agujero en el plano de tierra, por debajo del conector. En la figura 3.29 se observan los resultados para ambos casos. Se observa que la mejora propuesta resulta en un severo incremento del desempeño del sistema, logrando una perdida de retorno mejor a 20 dB y una atenuación menor a 2 dB en todo el ancho de banda de interés.



(a) Desempeño del conector conectado directamente.

(b) Desempeño del conector con la mejora propuesta.

Figura 3.29: Resultados de simulaciones en HFSS.

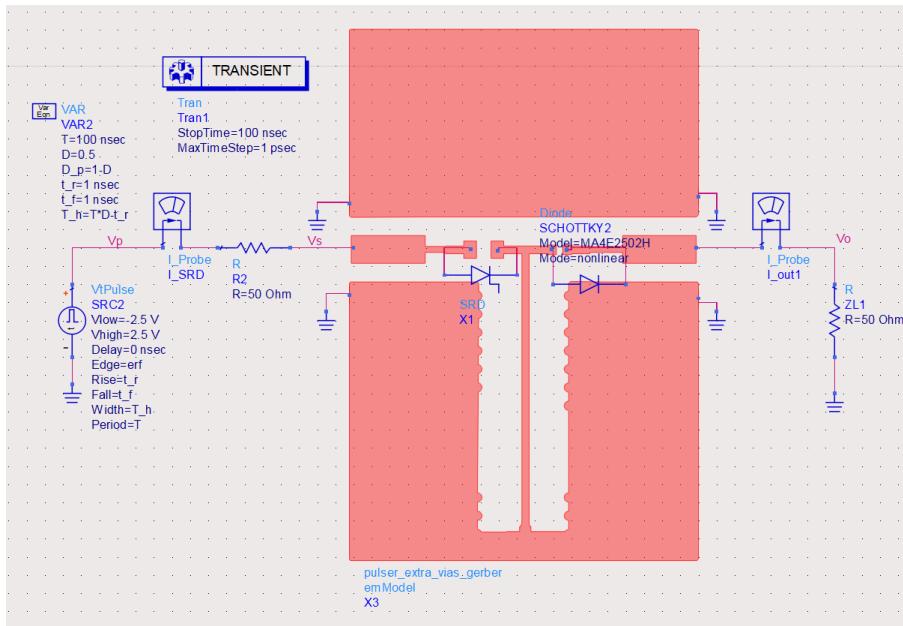


Figura 3.30: Esquemático de simulación de layout.

### Co-simulación de layout

Para validar el diseño, se exportó el diseño a formato gerber, y luego fue importado dentro de ADS. El programa permite realizar extracciones de parásitos de la estructura en base a una simulación electromagnética. Utilizando esta función, se realizó una simulación del modelo del PCB. En la figura 3.30 se observa la simulación realizada.

En la figura 3.31 se observa el resultado de la simulación realizada. El pulso obtenido en este caso tiene una amplitud de 500 mV y una duración de 190 ps. Se observan dos efectos no deseados que con las simulaciones anteriores no ocurrieron: un sobrepico negativo previo al pulso principal, y oscilaciones posteriores.

### 3.7.3. Layout del driver

En la figura 3.32 se observa el PCB del driver. Este incluye al driver LM114 y al filtro pasa altos, y a circuitería de soporte para alimentación y comunicación con la FPGA.

Para la alimentación, hay dos opciones disponibles: alimentar al driver directamente con una

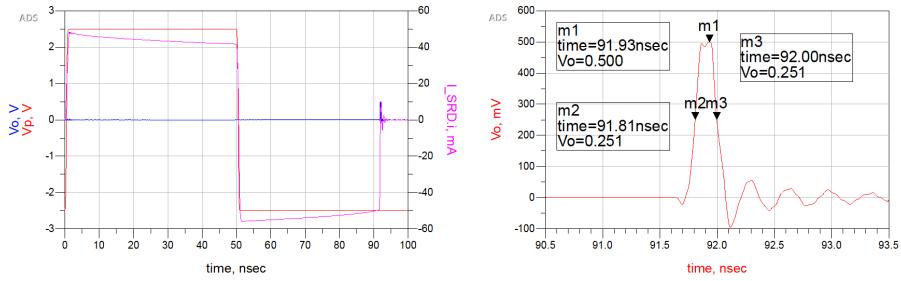


Figura 3.31: Resultado de simulación layout.

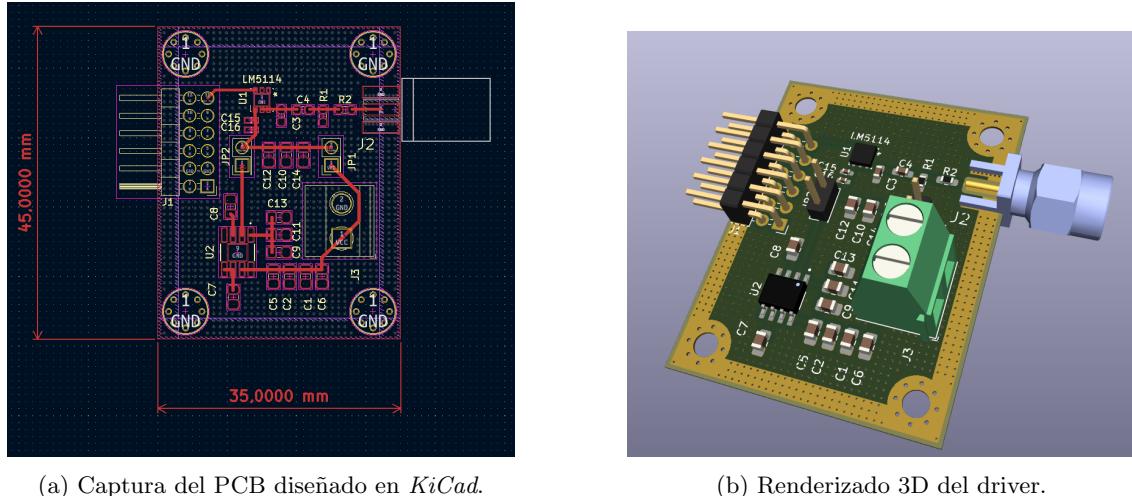


Figura 3.32: PCB diseñado para el driver.

fuente externa, o alimentarlo con un ADM7150. Este integrado provee la función de regulador lineal de ultra bajo ruido, con una salida fija de 5 V y una corriente máxima de 800 mA. Para alimentar con mayores amplitudes, se dispone de la posibilidad de alimentar al LM5114 directamente con la fuente externa. Para seleccionar entre las dos opciones, la placa tiene dos jumpers.

Para la comunicación con la FPGA, se utilizó un conector PMOD macho. Este permite conectarse directamente a la placa. De los 12 pines que dispone, solo se utilizaron 3: dos para conexión de tierra, y uno para la señal de control. Esta señal de control es la que controla el LM5114, determinando la frecuencia y ciclo de trabajo de la señal cuadrada.

Para el ruteo del LM5114 se minimizaron las distancias entre componentes de todo el camino de señal de la salida, para minimizar efectos parásitos. Se agregó a la salida un capacitor opcional C3, que permite bajar el tiempo de crecimiento de la señal de salida en caso de ser necesario.

En toda la placa se agregaron vías para mejorar la conexión a tierra. Podría haberse evitado este paso ya que las señales del driver no son de gran ancho de banda, pero de todas maneras mejorar la impedancia del plano de tierra siempre ayuda. En este caso, alrededor de la placa se dejó un espacio de 3 mm sin máscara antisoldante, para el agregado de un eventual chasis.



# Capítulo 4

## Mediciones

### 4.1. Introducción

En este capítulo se detallarán las mediciones realizadas sobre el prototipo. Se explicará el banco de mediciones conformado, con todos sus componentes. Se discutirá el desempeño medido del sistema en el contexto de los resultados reportados en la literatura. Al final del capítulo, se presentan una tabla y un gráfico comparando el desempeño obtenido con el reportado en otros trabajos.

### 4.2. Banco de medición

En la Figura 4.1 puede observarse un diagrama del banco de medición. Consiste de los siguientes bloques:

- Placa FPGA: genera un pulso cuadrado unipolar, de frecuencia y ciclo de trabajo configurables. Con la frecuencia se controla la *PRF* de los pulsos de salida, y con el ciclo de trabajo los valores de tensión del pulso de salida del *driver*.
- Fuente de alimentación: provee la alimentación  $V_{dd}$  para el *driver*. El valor de esta tensión determina la amplitud pico a pico del pulso de salida del *driver*.
- *Driver*: cumple la función de *buffer* para la FPGA, presentando una alta impedancia a la salida de la misma. Convierte el pulso unipolar de 3,3 V en uno bipolar, con amplitud pico a pico igual a  $V_{dd}$  (5 V o 7 V).
- *Pulser*: el DUT, genera pulsos ultra cortos en base a la salida del driver.
- Osciloscopio: instrumento de medición del experimento. Actúa como carga con su impedancia de entrada de  $50\ \Omega$ .

#### 4.2.1. Fuente de alimentación

Para la fuente de alimentación se utilizó una *Marconi Instruments TF2154*, en la figura 4.4 puede observarse la misma.

Presentaba limitación de corriente regulable e indicadores para la amplitud y la corriente suministrada, lo que permitía trabajar de manera segura, dentro de los límites de consumo obtenidos en las simulaciones anteriores.

Como fuese explicado en la sección 3.4, la corriente máxima esperada en las condiciones de trabajo era menor a 200 mA, por lo que se monitoreó durante todo el experimento que la corriente entregada por la fuente no supere este máximo teórico.

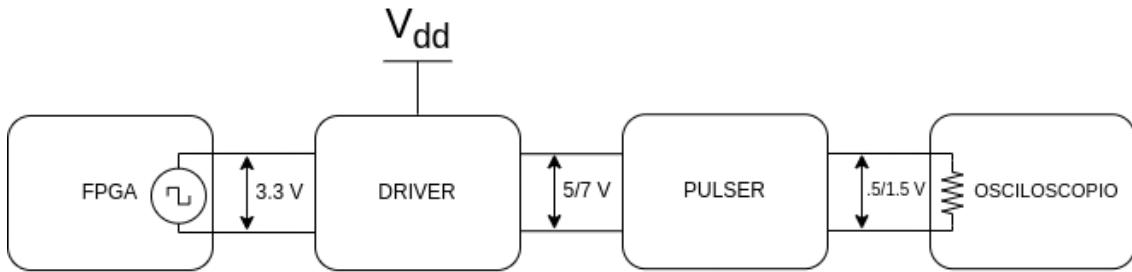


Figura 4.1: Banco de medición

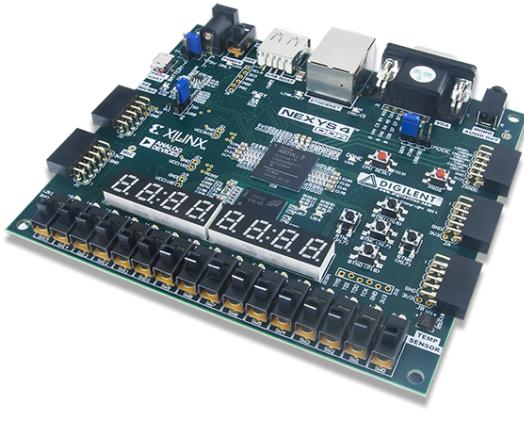


Figura 4.2: Placa de desarrollo FPGA para generación de señal de control.



Figura 4.3: FPGA, driver y pulser.

#### 4.2.2. FPGA

La FPGA generaba el pulso unipolar cuadrado de entrada, que controlaba la *PRF* y el ciclo de trabajo del pulso del driver. La placa utilizada fue *Nexys-4 DDR* de Digilent [46], con un chip *Artix-7* de Xilinx. En la figura 4.2 puede observarse la misma.

Se utilizó una FPGA para poder validar la utilidad del prototipo en el contexto de un sistema UWB como el descripto en [12], en el que se dispone de señales de control digitales. Este componente del sistema es fácilmente reemplazable por otra FPGA o sistema embebido. Las variables de ajuste del pulso unipolar de la FPGA eran las siguientes

- Frecuencia: la frecuencia de la señal cuadrada de entrada es igual a la frecuencia de repetición de pulsos (*PRF*) del sistema, ya que controla la frecuencia con la que el SRD se prende y se apaga y, por lo tanto, la frecuencia de generación de pulsos.
- Ciclo de trabajo: el ciclo de trabajo de la señal cuadrada unipolar determina los extremos de tensión de la señal cuadrada bipolar de salida del driver. A mayor ciclo de trabajo, valores más negativos. Este control se da a través del control del valor medio de la señal, que luego es restado por el capacitor serie del *driver*.

##### Diseño implementado:

El diseño implementado en la FPGA consistía en un generador de cuadrada con ciclo de trabajo y frecuencia variables. La interfaz del sistema era la siguiente



Figura 4.4: Fuente utilizada para alimentar el prototipo.

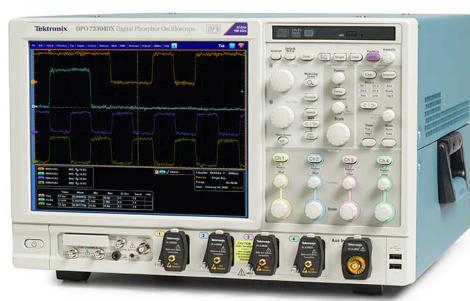


Figura 4.5: Osciloscopio *Tektronix MSO 70404C* utilizado para la medición del pulso.

- Los botones *BTNL* y *BTNR* controlaban el ciclo de trabajo en pasos de a 1 % en incrementos y decrementos respectivamente.
- Los botones *BTND* y *BTNU* controlaban el ciclo de trabajo en pasos de a 10 % en incrementos y decrementos respectivamente.
- Con los *switches SW0* a *SW1* se controlaba la frecuencia del pulso unipolar.
  - Con *SW0* seleccionado, la frecuencia era de 1 MHz.
  - Con *SW1* seleccionado, la frecuencia era de 5 MHz.
  - Con *SW2* seleccionado, la frecuencia era de 10 MHz.

En el anexo A se encuentra el HDL del diseño implementado.

#### 4.2.3. Osciloscopio

El osciloscopio fue utilizado para realizar la medición en el dominio del tiempo del pulso generado. Para una medición exitosa, era indispensable que este instrumento cuente con los requerimientos de ancho de banda del pulso. Como fuese explicado en 3.5, el ancho de banda esperado para el pulso era de 3,5 GHz.

El osciloscopio utilizado fue un *Tektronix MSO 70404C*, en la figura 4.5 puede observarse el mismo. El instrumento posee 4 GHz de ancho de banda analógico, y una tasa de muestreo de 25 GS/s, con la posibilidad de realizar muestreo en tiempo equivalente [47]. Estas prestaciones eran suficientes para medir el pulso de salida.

El instrumento posee configuraciones de impedancia de entrada seleccionables entre  $50\Omega$  y  $500\text{ M}\Omega$  [47]. Para la medición del prototipo, se seleccionó la entrada de  $50\Omega$ , actuando esta impedancia como carga del generador de pulsos.

#### 4.2.4. Seguridad del instrumento

Debido a las prestaciones del osciloscopio y su gran costo, era fundamental garantizar la integridad del mismo en la medición del experimento. Dado que actuaba como carga del DUT, se debía garantizar que bajo todas las condiciones de trabajo, la potencia entregada por el generador de pulsos se encuentre dentro de los límites determinados por el fabricante del equipo para evitar posibles daños.

La máxima tensión de entrada se especifica en  $5V_{RMS}$  para una resolución  $\geq 100mV/div$  y  $1VRMS$  para una resolución  $< 100mV/div$ . Para garantizar la seguridad del equipo en cualquier caso, se toma como límite el valor de peor caso,  $1V_{RMS}$  (correspondiente a una resolución  $\geq 100mV/div$ , para resoluciones menores a esta el límite es mayor).

En condiciones normales de funcionamiento, la potencia disipada por la carga es mínima, ya que es la potencia que disipa el tren de pulsos en un carga de  $50\Omega$ . Como fuese desarrollado en la sección 3.4, esta potencia está acotada por  $0,3\text{ mW}$ , que en  $50\Omega$  resultan en  $123\text{ mV}_{RMS}$ , que se encuentran muy por debajo de los  $1V_{RMS}$  especificados por el fabricante.

No solo es necesario analizar la disipación de potencia en condiciones normales de funcionamiento, sino también para el caso de una falla, ya que el principal objetivo es garantizar la integridad del instrumento en cualquier condición.

En caso de ocurrir alguna falla con algún componente del circuito, el *stub* de salida provee una función de protección. Este componente, para señales con una variación temporal mucho mayor al largo del mismo, actúa como una puesta a tierra.

Entonces, la componente de continua a la salida del generador de pulsos tiene un valor esperado de  $0V$ , tanto para condiciones normales de funcionamiento como en presencia de fallas.

En cuanto a la componente alterna de la salida, su valor esperado es extremadamente bajo, ya que únicamente señales de gran ancho de banda pueden ser filtradas y permanecer con una amplitud considerable a la salida del *stub*.

### 4.3. Mediciones realizadas

Las mediciones consistieron en mediciones en el dominio del tiempo del pulso de salida. Utilizando funciones provistas por el osciloscopio, se midieron tiempo de crecimiento, tiempo de decaimiento, amplitud máxima, y ancho a medio máximo (FWHM del inglés *Full Width at Half Maximum*).

Se realizaron distintas mediciones para distintas condiciones de trabajo del circuito. Se barrió para el pulso digital de entrada, el ciclo de trabajo, y para la fuente de alimentación distintos valores de tensión.

- Para la amplitud de la fuente, se utilizaron valores de  $5V$  y  $7V$ .
  - $5V$  por ser un valor fácilmente obtenible en los sistemas UWB de referencia.
  - $7V$  por ser la máxima amplitud tolerable por el circuito. Tensiones de alimentación mayores a estas resultan en corrientes de polarización mayores a las máximas admisibles dado los dimensionamientos de las pistas de los PCBs.
- El ciclo de trabajo se barrió entre  $50\%$  y  $70\%$ .
  - Se tomo  $50\%$  como límite inferior por ser un valor fácilmente obtenible como división de un reloj digital.
  - Se tomo  $70\%$  como límite superior ya que se observó que valores superiores a este resultaban en un pulso bipolar con amplitudes negativas decrecientes, y por lo tanto, amplitudes de pulso decrecientes.
  - La teoría no indicaba un límite superior para el ciclo de trabajo. Sin embargo, este se observó en la práctica debido al comportamiento no ideal del pulso de salida del *driver*, que no era perfectamente cuadrado.

En la figura 4.3 puede observarse el *pulser* junto con el *driver* y la FPGA.

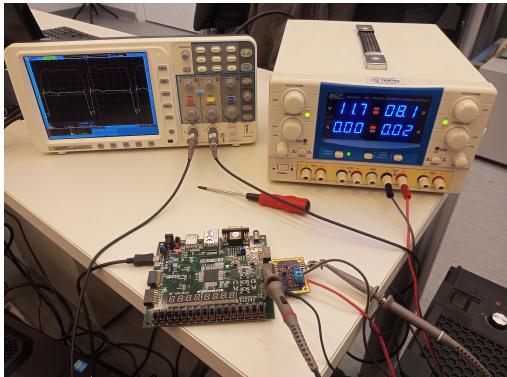


Figura 4.6: Banco de medición para el *driver*.



Figura 4.7: Medición de driver para  $D = 50\%$

#### 4.3.1. Mediciones del *driver*

Previo a las mediciones principales, se realizó una medición de la salida del driver, con el objetivo de validar el pulso bipolar generado.

El motivo de esta medición previa fue la limitada disponibilidad del osciloscopio de gran ancho de banda utilizado para la medición final del pulso. Esta pre-medición del pulso bipolar se realizó con un osciloscopio de bajo ancho de banda, ya que el objetivo era validar los niveles de tensión del pulso, y su correcta variación con la variación del ciclo de trabajo del pulso unipolar.

En la figura 4.6 puede observarse el banco de medición. Se utilizó la FPGA para generar el pulso cuadrado unipolar, y se conectó la punta de un osciloscopio a los terminales de un conector SMA conectado a la salida del *driver*. La entrada del osciloscopio se configuró en alta impedancia. La alimentación la proveyó una fuente de continua como se observa en la figura 4.6, con una alimentación de 8 V. El osciloscopio utilizado en este caso no fue el Tektronix MSO 70404C de gran ancho de banda, sino uno comercial de 50 MHz.

En las figuras 4.7, 4.8 y 4.9 se observan los resultados obtenidos para distintas condiciones de ciclo de trabajo. En rojo se muestra la salida de la FPGA y en amarillo la salida del driver. Abajo y a la izquierda de las formas de onda, se observan las mediciones configuradas en el osciloscopio. La cantidad  $V_p$  se corresponde a la amplitud pico-a-pico,  $+D$  al ciclo de trabajo y  $M_i$  al valor mínimo.

Para la salida de la FPGA se observa que la escala es de 1 V por división, notándose que la señal comuta entre 0 V y 3,3 V. El valor pico a pico es ligeramente mayor, alrededor de 3,8 V debido a sobrepicos presentes en la señal. El mismo comentario aplica para la salida del driver, que está alimentado por 8 V, pero presenta una amplitud pico a pico de casi 9 V debido a sobrepicos.

En la tabla 4.1 se resumen los resultados obtenidos. Se observa una buena coincidencia entre los valores medidos y los predecidos. Es de interés destacar que para la porción negativa del pulso, se observa un sobrepico negativo, y que para mayores ciclos de trabajo, este sobrepico representa casi la totalidad del período negativo.

En cuanto al valor positivo de la salida, es interesante notar que para el ciclo de trabajo de 92 %, notando que la escala es de 2 V, se observa un valor que oscila entre 400 mV y 800 mV. Este valor no es suficiente para polarizar en directa al SRD, por lo que quedan descartados ciclos de trabajo superiores a este valor para operar el pulser.

#### 4.3.2. Medición de pulso

En las figuras 4.10 y 4.11 se observan las mediciones realizadas para  $V_{cc}$  de 5 V y 7 V respectivamente. En ambos casos, se realizaron mediciones para dos ciclos de trabajo de la señal cuadrada de entrada: 50 % y 70 %.

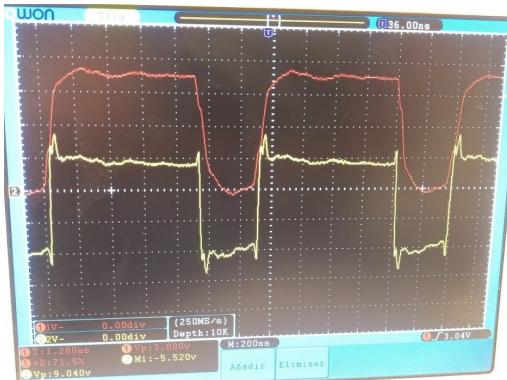


Figura 4.8: Medición de driver para  $D = 71\%$



Figura 4.9: Medición de driver para  $D = 92\%$

$D [\%]$	$V_{-m}$ <sup>a</sup>	$V_{-e}$ <sup>b</sup>
50	4.4	4.5
71	5.52	5.68
92	6.884	7.36

<sup>a</sup>  $V_{-}$  medido

<sup>b</sup>  $V_{-}$  esperado según  
3.38

Tabla 4.1: Resultados de medición de *driver*

$V_{cc}$ [V]	$D [\%]$	$A$ [V]	FWHM [ps]	3 dB	$B$ [GHz]	10 dB	$B$ [GHz]	$t_r$ [ps]	$t_f$ [ps]
5	50	0.380	159	5.5	8.6	93	88		
5	70	0.625	161	2.8	4.5	93	91		
7	50	0.702	162	2.9	4.5	93	93		
7	70	1.120	165	2.5	4.1	95	96		

Tabla 4.2: Resultados de mediciones de pulso.

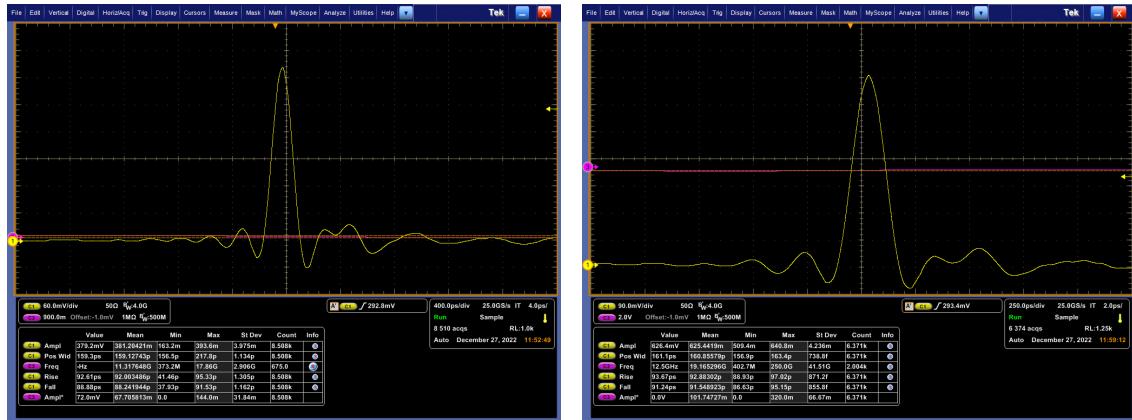
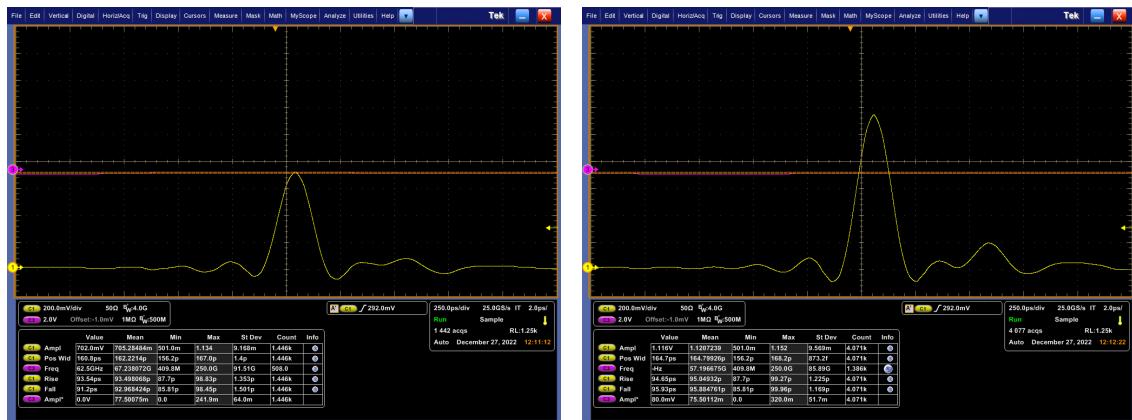
En las mediciones se observa una captura del osciloscopio. En todas las mediciones la entrada del osciloscopio fue configurada en  $50\Omega$ , como fuese explicado anteriormente. En las capturas se observa la forma de onda del pulso medido, y en la parte inferior una tabla con diversos parámetros medidos por el instrumento. Las de interés en este caso con la amplitud, el ancho y los tiempos de crecimiento y caída.

Se observó en las mediciones una amplitud de pulso creciente con mayor ciclo de trabajo y mayor amplitud de pulso, como era esperado. La menor amplitud de pulso obtenida fue de 380 mV para un  $V_{cc}$  de 5 V y un D de 50 %, y la mayor fue de 1,12 V para un  $V_{cc}$  de 7 V y un D de 70 %

En cuanto al ancho de pulso, se mantuvo aproximadamente constante en 160 ps, al igual que los tiempos de crecimiento y decrecimiento, que se mantuvieron constantes en 90 ps. Este resultado es el esperado para un *pulser* basado en un *stub*, ya que el ancho de pulso está determinado por el largo del *stub*.

En cuanto a la forma del pulso, se observa una prácticamente gaussiana. Se observan no idealidades no contempladas en los modelos de simulación utilizados. Se observan oscilaciones tanto antes como después del pulso, y también un segundo de menor amplitud.

En la tabla 4.2 pueden observarse los resultados obtenidos. Para el ancho de banda, se utiliza el obtenido a partir de la *PSD* del pulso medido. En la sección 4.3.2 se detalla cómo fue obtenido este valor.

Figura 4.10: Pulsos medidos para  $V_{cc} = 5$  VFigura 4.11: Pulsos medidos para  $V_{cc} = 7$  V

### Comparación contra simulación

En las figuras 4.12a a 4.15b pueden observarse los resultados de las mediciones obtenidas superpuestos con los resultados de simulación para las mismas condiciones de trabajo (amplitud de alimentación y ciclo de trabajo).

Para las simulaciones, se toman dos resultados:

- Una simulación “ideal”, indicada como “esquemático ideal” en las leyendas, que se corresponde a una simulación sin contemplar parásitos de ningún tipo.
- Una simulación “real”, en las leyendas “Layout”, una simulación en la que se extrajeron previamente los efectos parásitos del *PCB* mediante una simulación electromagnética y se incorporaron en la simulación del pulso.

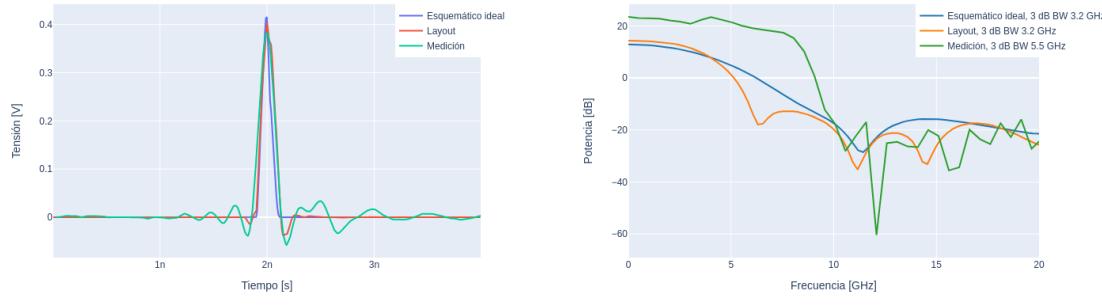
Se realizan las comparaciones en el dominio del tiempo y de la frecuencia. Las comparaciones en el dominio del tiempo consisten en la superposición del pulso medido con los simulados. Para las comparaciones en el dominio de la frecuencia, se calculó el espectro de cada una de las formas de onda del dominio del tiempo. Para realizar las comparaciones, se exportaron los resultados a formato CSV y se importaron dentro de un programa en python. Mediante las librerías numpy y plotly se realizaron los distintos graficos.

```

1 import numpy as np
2
3 def get_spectrum(x, sample_time):
4     w = np.hanning(len(x.shape))
5     s_win = np.linalg.norm(w, 2) ** 2
6     x_w = np.multiply(x, w)
7     X_W = np.fft.rfft(x_w)
8     P_xx = np.abs(X_W)**2 / s_win
9     P_xx_dB = 10 * np.log10(P_xx)
10    freq = np.fft.rfftfreq(x_w.shape[-1]) / sample_time
11    return pd.DataFrame({'frequency': freq, 'magnitude': P_xx_dB})

```

Código 4.1: Función para obtener PSD

(a) Pulso @  $V_{cc}$  5 V, D 50 %(b) PSD @  $V_{cc}$  5 V, D 50 %Figura 4.12: Pulsos y PSDs para  $V_{cc}$  5 V, D 50 %

En cuanto a la obtención de la PSD de cada pulso, en el código 4.1 se muestra la función utilizada para obtenerla. La misma reciba una secuencia de datos discretos  $x$  y el tiempo de muestreo entre cada muestra  $sample\_time$ . Obtiene la PSD aplicando una ventana de *Hanning* y normaliza por la norma  $L^2$  de la ventana [48].

En el dominio del tiempo, se observa una buena coincidencia entre la amplitud de los pulsos y el ancho. Se observa una diferencia en el *ringing* de ambos. Las simulaciones prácticamente no presentan oscilaciones alrededor del pulso, mientras que las mediciones las presentan tanto previa como posteriormente. También se observa un segundo pulso de menor amplitud siguiendo al primero.

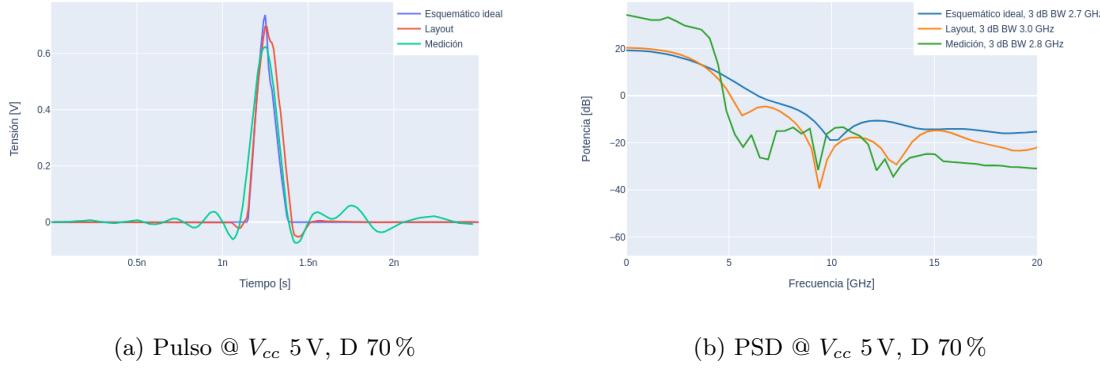
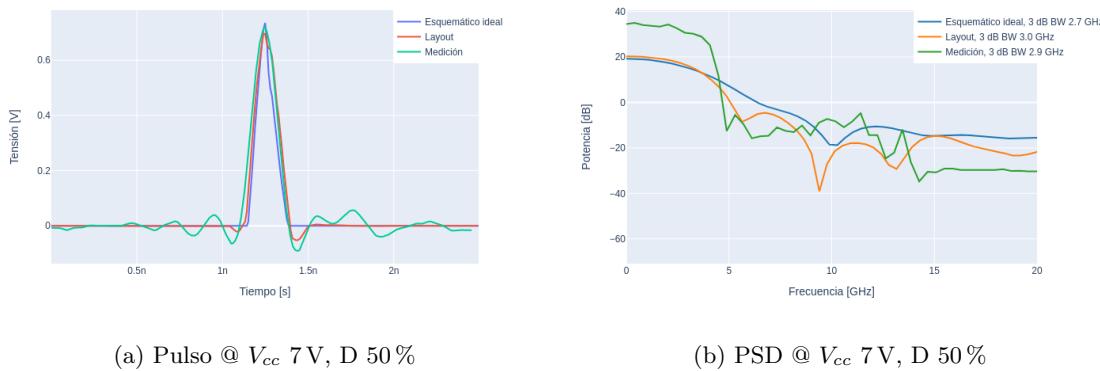
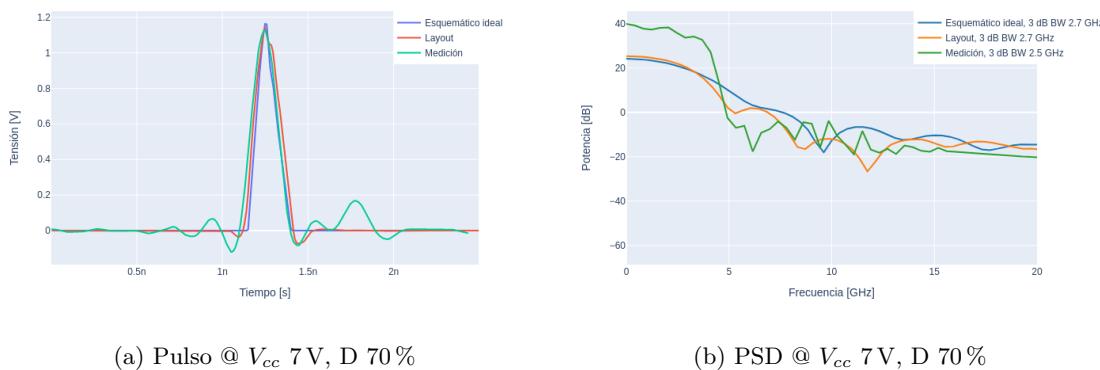
Como causa de estas discrepancias, se descarta un efecto del *PCB* no modelado, ya que los parásitos de esta estructura fueron extraídos por una simulación electromagnética, y sus efectos contemplados en las simulaciones del *layout*.

Estas discrepancias sugieren una limitación en el modelado de alguno de los dispositivos, tanto el SRD como el Schottky. Las simulaciones predijeron correctamente la amplitud y el ancho de los pulsos resultantes, pero fallaron en predecir el ringing y el pulso secundario.

### Comparación contra resultados de la literatura

En la tabla 4.3 se resumen resultados reportados para generadores de pulsos *UWB* en la literatura. En la figura 4.16 se observan los valores de amplitud y duración reportados en un gráfico de dispersión.

En cuanto a los resultados reportados en este trabajo, se obtuvo uno de los anchos de pulso más bajos, existiendo otros trabajos que reportan el mismo o menor ancho de pulso con mayor amplitud, pero también mayor complejidad. Otra característica a destacar es la simplicidad del

Figura 4.13: Pulses y PSDs para  $V_{cc}$  5 V, D 70 %Figura 4.14: Pulses y PSDs para  $V_{cc}$  7 V, D 50 %Figura 4.15: Pulses y PSDs para  $V_{cc}$  7 V, D 70 %

diseño implementado, tanto en cantidad de componentes activos, como en requisitos de fuente de alimentación y pulso de entrada.

En [49] se presenta un diseño compuesto de un solo SRD en el que se desarrolla un pulso

Ref.	$A$ [V]	$FWHM$ [ps]	Bal <sup>a</sup>	Bias	Dispositivos	$V_{cc}$ [V]	$V_{in}$ [V]	$PRF$ [MHz]
[49]	$\pm 0,896, \pm 1,6$ <sup>b</sup>	335, 511	Sí	Int	SRD	5	TTL	50
[50]	-7,5	110	No	Ext	SRD+3TBJ+SD	12	TTL	5
[51]	0,8	170	No	Int	SRD	4	4	10
[52]	0,2	300	No	Ext	SRD+2SD	?	?	10
[20]	-6, -4	150	No	Int	SRD+L	20	5	12
[53]	1,27 <sup>c</sup>	286	No	Int	2SRD+L	10	10 <sup>d</sup>	?
Prop.	1,12	165	No	Int	SRD+SD	7	CMOS	10

<sup>a</sup> Balanceado.

<sup>b</sup> la publicación presenta dos resultados, correspondientes a circuitos con componentes concentrados y distribuidos.

<sup>c</sup> la publicación presenta múltiples resultados, se muestran los mejores.

<sup>d</sup> la señal de entrada es senoidal.

Tabla 4.3: Resultados reportados en la literatura

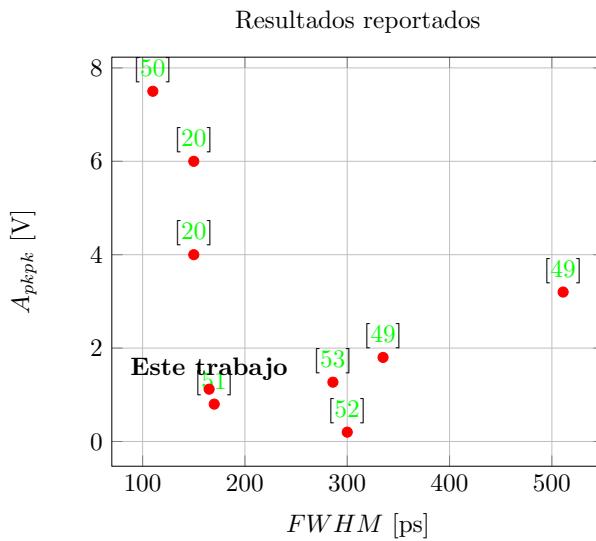


Figura 4.16: Diagrama de dispersión de resultados reportados.

balanceado a la salida. Se presentan dos diseños, uno con componentes distribuidos y otro con componentes concentrados. En ambos casos se obtienen amplitudes pico a pico de pulso mayores a las de este trabajo. Es destacable que se obtienen mayores amplitudes usando una fuente de alimentación menor, de 5 V. En cuanto al ancho de pulso, ambos pulsos presentan duraciones mayores que las de nuestro trabajo. En cuanto a la complejidad, el *pulser* está implementado solamente con 1 SRD y componentes distribuidos o concentrados, dependiendo de la versión, por lo que es más simple que nuestro trabajo. El *driver* presenta la misma complejidad en ambos casos, ya que está implementado con un solo circuito integrado. Nuestro trabajo presenta más versatilidad, ya que la amplitud de la fuente de alimentación puede variarse entre 0 V y 30 V, mientras que el integrado utilizado en el driver de [49] trabaja con 5 V fijos.

En [50] se reporta un resultado de gran amplitud y duración de pulso menor a la de este trabajo. La complejidad del diseño implementado es mucho mayor: necesita una alimentación de 12 V y una corriente de *bias* externa, y la etapa *driver* está implementada con 3 TBJs, frente a 1 solo *gate driver* en nuestro trabajo.

En [51] el pulso reportado es de características muy similares a las de nuestro trabajo. La duración del pulso es prácticamente la misma, mientras que en amplitud nuestro trabajo logró una mayor en un 40 %. Nuestro trabajo logró para el *pulser* una complejidad menor a la reportada en [51], ya que en nuestro caso omitimos la red RC y el atenuador. En cuanto a etapa *driver*, [51] no presenta ninguna, en los resultados se reporta haber utilizado como entrada al *pulser* un pulso

bipolar.

En [52] el generador presentado desarrolla pulsos monociclo, que son la primera derivada de un pulso gaussiano. Nuestro trabajo logró una amplitud de pulso mayor y también una duración de pulso menor. No se especifica el valor de amplitud de señal de entrada utilizado. La entrada al circuito es bipolar, y no se incluye un *driver* de adaptación de pulso. La complejidad del generador descripto es mayor que la de este trabajo, utilizando bias externo, un diodo SRD, dos Schottky y una red RC. Sin embargo, el generador de [52] implementa un monociclo que es una derivada de un pulso gaussiano como el desarrollado en nuestro trabajo, por lo que es natural que la complejidad sea mayor.

El resultado reportado en [20] consiste en pulsos de mayor amplitud y menor duración a los de nuestro trabajo. En ambos casos, el pulser se encuentra acoplado por *AC*, lo que vuelve más complejo el diseño. Se presentan dos generadores, uno con línea de transmisión, y otro con un inductor, que utiliza al SRD en paralelo. El diseño con inductor es más complejo, ya que este se encuentra en el camino del pulso por lo que debe ser seleccionado con cuidado. En ambos casos se utiliza una red RC paralelo, mientras que en nuestro trabajo no. En cuanto a la amplitud de entrada, esta es TTL 5 V. Sin embargo, se reporta una etapa driver entre la entrada y el pulser, compuesta por un amplificador operacional en configuración no inversor, y dos buffers de corriente. En [54] se explica el circuito en más detalle y se reporta una amplitud pico a pico a la entrada del pulser de 20 V. Entonces, este trabajo logra mayores amplitudes pero con una etapa driver mucho más compleja.

El resultado de [53] consiste en un pulso de mayor amplitud y mayor ancho al de nuestro trabajo. La complejidad del diseño es mayor, ya que utiliza dos SRD y un inductor que se encuentra en el camino de alta frecuencia, por lo que es costoso de seleccionar. La señal de entrada es una senoidal, que para el contexto en el que desarrollamos nuestro generador, es más costosa de conseguir, ya que requiere algún DAC, frente a la excitación de nuestro generador que es una señal cuadrada, fácilmente obtenible como salida digital de una FPGA o microcontrolador.

## 4.4. Aplicaciones

Como fuese explicado en el capítulo 1, el generador de pulsos desarrollado tiene aplicaciones en caminos de transmisión y recepción de sistemas UWB. En cuanto a los caminos de transmisión, en el capítulo se desarrolló cómo la utilización de un generador de pulsos ultracortos cadenas permite su simplificación con respecto a las implementadas en base a generadores de pulsos en banda base y su conversión a banda pasante mediante un multiplicador [1]. La utilización del generador evita la necesidad de un oscilador local, un multiplicador y una etapa de amplificación, dado que los multiplicadores para los anchos de banda UWB suelen ser pasivos con pérdidas significativas. En los caminos de recepción, el generador de pulsos permite la implementación de una arquitectura de muestreo en tiempo equivalente, reemplazando así a un conversor de Nyquist que es sumamente costoso para los anchos de banda en cuestión. En esta sección se demostrará la aplicación del generador diseñado en un camino de transmisión.

### 4.4.1. Aplicaciones en transmisión

Para validar la aplicabilidad del transmisor en un cadena de transmisión, se simulará el circuito de la figura 1.4a. En este sistema, para generar un pulso en banda pasante, se excita un filtro pasabandas con la respuesta en frecuencia deseada con el generador de pulsos ultracortos, que aproxima un tren de impulsos ideal. En esta forma de onda ideal, los impulsos tienen un ancho temporal de 0 y una amplitud infinita, y en el dominio de la frecuencia, son perfectamente planos. Esta es una aproximación, el generador real tendrá un ancho de banda finito y una duración temporal finita al igual que la amplitud. La aproximación de impulso ideal puede ser considerada válida si el pulso tiene un espectro plano dentro de la banda de frecuencias del filtro pasabanda. Fuera de esta banda, dada la atenuación del filtro, es indistinta la densidad espectral del pulso de entrada.

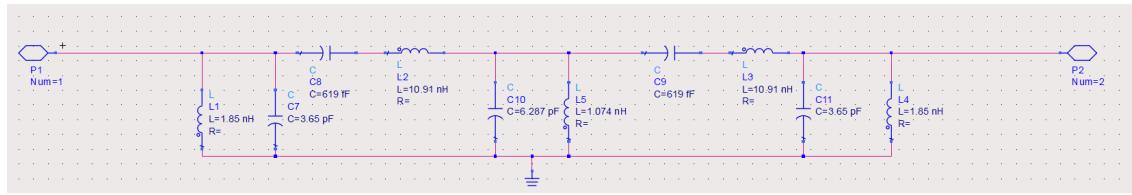
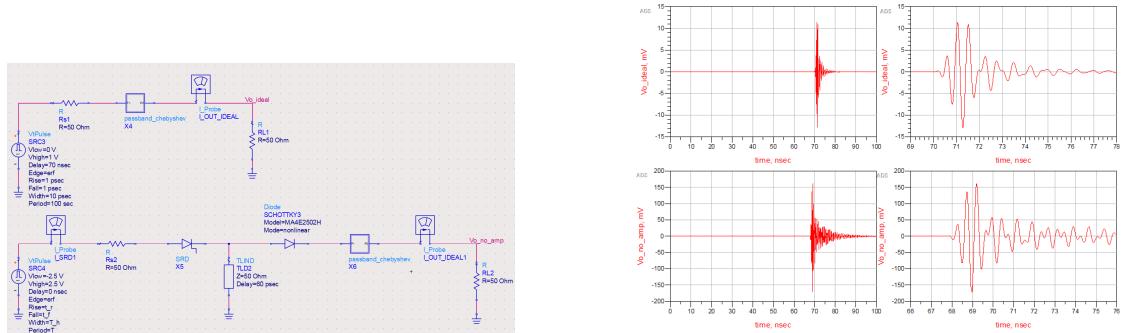


Figura 4.17: Filtro Chebyshev utilizado para simulación de cadena de transmisión.



(a) Simulación de filtro pasabanda con impulso ideal y pulser sin buffer.

(b) Resultado obtenido en simulación de pulser cargado con filtro pasabanda.

Figura 4.18: Esquemático utilizado para filtro pasabanda y simulación realizada con impulso ideal y generado por pulser.

El filtro pasabanda utilizado tendrá las mismas características que el reportado en [1]: Chebyshev de orden 5, con 0,1 dB de *ripple*, frecuencia central de 1,9 GHz y 1 GHz de ancho de banda. Esto resulta en una banda de paso de entre 1,4 GHz y 2,4 GHz. En la figura 4.17 puede observarse la vista esquemática del filtro. Como fuese explicado en la sección 3.5, el pulso teórico tiene un ancho de banda a 3 dB de 3,46 GHz y a 10 dB de 6,32 GHz. En cuanto al ancho de banda obtenido en las mediciones, para el pulso generado con  $V_{cc}$  de 5 V y un ciclo de trabajo de 70 %, se obtuvo un ancho de 3 dB de 2,8 GHz y a 10 dB de 4,5 GHz. Tanto para las mediciones como para el valor teórico, el ancho de banda del pulso se encuentra por arriba de la banda de paso del filtro, por lo que es esperado que el generador diseñado aproxime correctamente al impulso ideal frente al filtro pasabanda.

#### 4.4.2. Simulación

Como primera simulación, se realizó una compuesta por dos circuitos: uno ideal, en el que se aplica al filtro pasabanda un pulso ideal de 1 V de amplitud y 1 ps de duración, y otro en el que se conecta el filtro directamente a la salida del pulser. Simulamos ambos casos para poder comparar el desempeño del generador desarrollado contra el caso ideal. Cabe destacar que el caso ideal con respecto al del pulser lo es tanto por las características del pulso como por el efecto de carga. Es decir, al estar el geneardor ideal implementado con una fuente de tensión ideal, no presenta efectos de carga, mientras que el pulser se ve afectado por estar cargado con una impedancia reactiva.

En la figura 4.18a puede observarse el esquemático simulado y en la 4.18b los resultados obtenidos. Se observa que el pulso resultante del pasabanda con el pulser tiene mayores oscilaciones que en el caso del impulso ideal. En el caso ideal, el pulso tiene una duración aproximada de 10 ns, mientras que en el caso del pulser, la duración es mayor a 20 ns, con oscilaciones que continúan incluso luego de este tiempo. En cuanto a la forma del pulso, se ve que el pulso principal tiene la misma forma. La amplitud de los pulsos es distinta, pero esta no es una cantidad que sea comparable, ya que los pulsos de entrada tienen amplitudes distintas. Entonces, en este caso

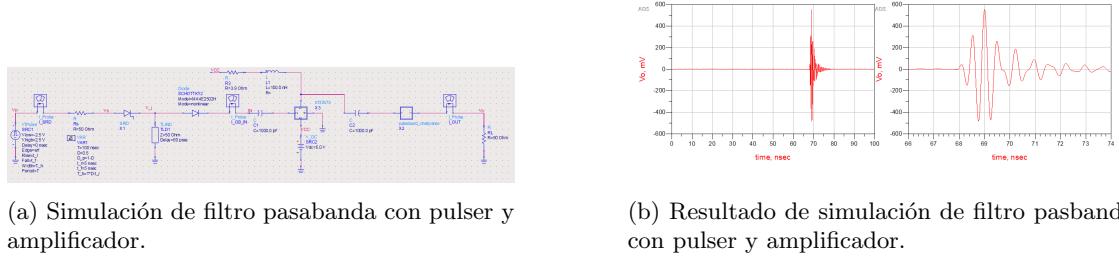


Figura 4.19: Simulación de pulser cargado con filtro pasabanda y etapa buffer.

observamos que cargando al pulser directamente con el filtro pasbandas se logra reproducir la misma forma de onda que con un impulso ideal, pero luego del pulso principal se observan unas oscilaciones remanentes que en el caso del impulso ideal no están presentes.

Para solucionar el problema de las oscilaciones se propone introducir un bloque de ganancia entre el pulser y el filtro pasabanda. Además de incrementar la amplitud resultante, esta etapa remueve los efectos de carga sobre el pulser, que en este caso son los responsables de las oscilaciones. Para el amplificador se utiliza un TRF37B75 de Texas Instruments. Este se caracteriza por una ganancia de 15 dB en un rango de 40 MHz a 4000 MHz y muy bajo costo. En cuanto a su costo de implementación, se alimenta con 5 V por lo que no requiere de fuentes adicionales, y como componentes adicionales únicamente requiere de dos capacitores para acoplar la entrada y la salida, y un *choke* para la entrada de alimentación. Económicamente su costo también es extremadamente bajo, menor a 1 dolar al momento de la redacción de este trabajo. Por lo tanto, la inclusión de este componente en la cadena de transmisión propuesta sigue manteniendo la premisa de bajo costo y simplicidad de implementación. Cabe resaltar que trabajar con este amplificador resulta en un filtrado de las componentes menores a 40 MHz, rango de frecuencia en el que la salida del pulser tiene energía. Sin embargo, como en esta aplicación se excitará un filtro pasabandas con una banda de paso por encima de estas frecuencias, esto no es un problema, ya que este componente filtra todas las frecuencias por debajo de 1,4 GHz, lo que vuelve indistinto el contenidopectral de las frecuencias por debajo de este valor.

Para simular el efecto del amplificador se utiliza un modelo de SPICE provisto por el fabricante. En la figura 4.19a se observa el esquemático simulado. En el mismo se observa el pulser con su salida conectada al TRF37B75, acoplada a alterna mediante un capacitor serie. La salida del amplificador también se encuentra acoplada en alterna, y está conectada al filtro pasabanda cargado con una impedancia de  $50\Omega$ . En la figura 4.19b se observa el resultado de la simulación. El efecto de oscilaciones se ve totalmente removido, con una duración total de pulso de 10 ns, al igual que en el caso ideal. La forma del pulso también se observa sin cambios. Vemos entonces que agregando un amplificador como etapa buffer entre el pulser y el filtro pasabanda, se logra el mismo resultado que con un impulso ideal. En cuanto a la amplitud del pulso, por la acción del amplificador vemos que esta resulta en casi 600 mV, mientras que en el resultado de 4.18b era de 150 mV. Cabe destacar que por la configuración del amplificador, su salida es negativa, por lo que se observa que el pulso de la figura 4.19b se encuentra invertido con respecto al caso ideal de la figura 4.18b. Esto no es un problema, ya que únicamente representa un cambio de fase con respecto a la señal original, se sigue manteniendo la magnitud de la respuesta en frecuencia que es la cantidad de interés en esta aplicación.

De esta manera, queda demostrada en esta sección la validez de la cadena de transmisión propuesta en el capítulo 1 y su implementación con el generador desarrollado. Se demostró que acoplar directamente el filtro pasabandas al pulser resulta en oscilaciones indeseadas, pero este problema puede ser solucionado con la inclusión de un amplificador de bajo costo. Esto tiene además el beneficio de aumentar la amplitud del pulso final.

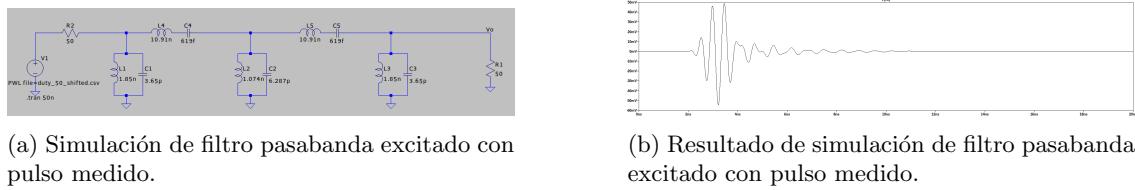


Figura 4.20: Simulación de filtro pasabanda excitado por medición de pulso.

#### 4.4.3. Validación con pulso medido

Para realizar la validación del sistema propuesto, se realiza una simulación utilizando como fuente al pulso medido en lugar de la vista esquemática del generador desarrollado. Para esto, se utilizó el software LTspice, que permite definir una fuente de tensión ideal utilizando un archivo CSV, siendo dicho archivo el generado por el osciloscopio en la medición del pulso. Fue necesario recurrir a este software en lugar del que fue utilizado en el resto del trabajo, ADS, dado que este únicamente permite para fuentes de este estilo utilizar como entrada un tipo de archivo propietario *Keysight Dataset* que es generado por los instrumentos de dicha compañía. Dada la imposibilidad de traducir el archivo CSV, se utilizó LTspice.

En cuanto al pulso medido, se utilizó el correspondiente a  $V_{cc}$  de 5 V y un ciclo de trabajo de 70 %, dado que presentaba el mejor compromiso entre ancho de banda y amplitud. En la figura 4.20a se observa el esquemático simulado, y en 4.20b el resultado. La simulación consiste de una fuente ideal con la forma de onda del pulso medido, y la carga es el filtro Chebyshev de orden 5 cargado con una resistencia de  $50\Omega$ . Como en este caso se utiliza una fuente ideal para la generación del pulso, no es necesaria la inclusión de una etapa de amplificación, ya que no hay efectos de carga. En cuanto a la ganancia que impondría esta etapa, puede contemplarse afectando linealmente el pulso obtenido. En cuanto al resultado, se observa la misma forma de onda que para la simulación de pulso ideal de la figura 4.18a, y la misma duración de 10 ns. De esta manera, queda validada la utilidad del pulso medido en la aplicación de generación de pulsos en banda pasante de manera directa.

# **Capítulo 5**

# **Conclusiones**

Acá van todas las conclusiones.



# Apéndice A

## Código Fuente Verilog

```
'timescale 1ns / 1ps

module top(
    input clk,
    input btnU, btnD,
    input btnL, btnR,
    input [1:0] sw,
    output [1:0] led,
    output [0:0] JA
);

    wire duty_inc_coarse, duty_inc_fine, duty_dec_coarse, duty_dec_fine;

    localparam W = 8;
    reg [W-1:0] div_value = 'd10;
    reg [1:0] sw_old = 'd0;
    reg initialized = 'b0;
    reg [3:0] init_counter = 'b0;
    reg srst = 'b0;

    localparam real DUTY_CYCLE NOMINAL = 0.5;
    localparam real DUTY_CYCLE_COARSE = 0.1;
    localparam real DUTY_CYCLE_FINE = 0.01;

    localparam integer DIV_VALUE_10MHZ = 10;
    localparam integer COUNTS_DUTY_NOMINAL_10MHZ = DUTY_CYCLE_NOMINAL *
        DIV_VALUE_10MHZ;
    localparam integer COUNTS_DUTY_COARSE_10MHZ = DUTY_CYCLE_COARSE *
        DIV_VALUE_10MHZ;
    localparam integer COUNTS_DUTY_FINE_10MHZ = DUTY_CYCLE_FINE *
        DIV_VALUE_10MHZ;

    localparam integer DIV_VALUE_5MHZ = 20;
    localparam integer COUNTS_DUTY_NOMINAL_5MHZ = DUTY_CYCLE_NOMINAL *
        DIV_VALUE_5MHZ;
    localparam integer COUNTS_DUTY_COARSE_5MHZ = DUTY_CYCLE_COARSE *
        DIV_VALUE_5MHZ;
    localparam integer COUNTS_DUTY_FINE_5MHZ = 'd1;

    localparam integer DIV_VALUE_1MHZ = 100;
    localparam integer COUNTS_DUTY_NOMINAL_1MHZ = DUTY_CYCLE_NOMINAL *
        DIV_VALUE_1MHZ;
```

```

localparam integer COUNTS_DUTY_COARSE_1MHZ      = DUTY_CYCLE_COARSE *
DIV_VALUE_1MHZ;
localparam integer COUNTS_DUTY_FINE_1MHZ        = DUTY_CYCLE_FINE   *
DIV_VALUE_1MHZ;

reg [W-1:0] div_value_curr,
counts_duty_nominal_curr,
counts_duty_coarse_curr,
counts_duty_fine_curr;

always @(posedge clk) begin
  if (sw[1]) begin
    div_value_curr           <= DIV_VALUE_1MHZ;
    counts_duty_nominal_curr <= COUNTS_DUTY_NOMINAL_1MHZ;
    counts_duty_coarse_curr <= COUNTS_DUTY_COARSE_1MHZ;
    counts_duty_fine_curr   <= COUNTS_DUTY_FINE_1MHZ;
  end
  else if (sw[0]) begin
    div_value_curr           <= DIV_VALUE_5MHZ;
    counts_duty_nominal_curr <= COUNTS_DUTY_NOMINAL_5MHZ;
    counts_duty_coarse_curr <= COUNTS_DUTY_COARSE_5MHZ;
    counts_duty_fine_curr   <= COUNTS_DUTY_FINE_5MHZ;
  end
  else begin
    div_value_curr           <= DIV_VALUE_10MHZ;
    counts_duty_nominal_curr <= COUNTS_DUTY_NOMINAL_10MHZ;
    counts_duty_coarse_curr <= COUNTS_DUTY_COARSE_10MHZ;
    counts_duty_fine_curr   <= COUNTS_DUTY_FINE_10MHZ;
  end
  sw_old <= sw;
end

always @(posedge clk) begin
  if (initialized == 'b0) begin
    if (init_counter < 'd14) begin
      init_counter <= init_counter+1;
    end
    else begin
      initialized <= 'b1;
      srst <= 'b1;
    end
  end
  else begin
    if (sw_old != sw) srst <= 'b1;
  end
  if (srst) srst <= 'b0;
end

// debounce of buttons
debounce u_debounce_inc_coarse(clk,btnU,duty_inc_coarse);
debounce u_debounce_dec_coarse(clk,btnD,duty_dec_coarse);
debounce u_debounce_inc_fine(clk,btnR,duty_inc_fine);
debounce u_debounce_dec_fine(clk,btnL,duty_dec_fine);

// PWM generator
adhoc_generator#.WIDTH(W)u_generator(
  .clk(clk),

```

```

        .srst(srst),
        .duty_coarse(counts_duty_coarse_curr),
        .duty_fine(counts_duty_fine_curr),
        .duty_nominal(counts_duty_nominal_curr),
        .div_value(div_value_curr),
        .duty_inc_coarse(duty_inc_coarse),
        .duty_inc_fine(duty_inc_fine),
        .duty_dec_coarse(duty_dec_coarse),
        .duty_dec_fine(duty_dec_fine),
        .PWM(JA[0])
    );
    assign led = sw;
endmodule

module debounce(
    input clk,
    input data_in,
    output data_out
);
    localparam DEBOUNCE_BITS = 23;

    reg [DEBOUNCE_BITS-1:0] debounce_counter;
    wire debounce_enable;
    wire tmp_1, tmp_2;

    // debounce enable generation, has period T_clk/2**DEBOUNCE_BITS
    always @(posedge clk) debounce_counter = debounce_counter + 'b1;
    assign debounce_enable = debounce_counter == 2**DEBOUNCE_BITS-1 ? 'b1
        : 'b0;

    // debounce of buttons
    DFF u_DFF_inc_coarse(clk,debounce_enable,data_in,tmp_1);
    DFF u_DFF_dec_coarse(clk,debounce_enable,tmp_1,tmp_2);

    assign data_out = tmp_1 & (~ tmp_2) & debounce_enable;
endmodule

module DFF(
    input clk,
    input en,
    input D,
    output reg Q
);
    always @(posedge clk) begin
        if (en) Q <= D;
    end
endmodule

'timescale 1ns / 1ps

module adhoc_generator#(
    parameter WIDTH = 8
) (
    input clk, srst,
    input duty_inc_coarse, duty_inc_fine,
    input duty_dec_coarse, duty_dec_fine,

```

```
    input [WIDTH-1:0] duty_coarse, duty_fine, duty_nominal, div_value,
    output reg PWM
);

reg [WIDTH-1:0] counter      = 'd0;
reg [WIDTH-1:0] duty_cycle   = 'd0;
wire n_PWM;

assign n_PWM = counter < duty_cycle ? 'b1 : 'b0;

always @ (posedge clk) begin
    if (srst) begin
        duty_cycle  <= duty_nominal;
        counter     <= 'd0;
        PWM         <= 'd1;
    end
    else begin
        counter           <= counter >= div_value-1
        ? 'd0 : counter + 1;
        PWM               <= n_PWM;
        if      (duty_inc_coarse) duty_cycle <= duty_cycle +
            duty_coarse;
        else if (duty_inc_fine)   duty_cycle <= duty_cycle + duty_fine
        ;
        else if (duty_dec_coarse) duty_cycle <= duty_cycle -
            duty_coarse;
        else if (duty_dec_fine)   duty_cycle <= duty_cycle - duty_fine
        ;
    end
end

endmodule
```

## Apéndice B

# Bibliografía

- [1] A. Altieri, M. Bouza, J. A. Maya, and C. G. Galarza, “Design and evaluation of an impulsive ultrawideband system for estimating the moisture content of polyamide targets,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 70, pp. 1–9, 2021.
- [2] Federal Communications Commission, “Revision of part 15 of the commission’s rules regarding ultra-wideband (uwb),” 2002.
- [3] P. Heydari, “A study of low-power ultra wideband radio transceiver architectures,” in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2005*, vol. 2, pp. 758–763 Vol. 2, 2005.
- [4] F. R. Morales, C. Leuschen, C. Carabajal, A. Wolf, and S. Garrison, “Measurements of snow cover using an improved uwb 2–18 ghz airborne radar testbed,” in *2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18)*, pp. 1033–1036, 2018.
- [5] T. Savelyev, X. Zhuge, B. Yang, A. Yarovoy, L. Lighthart, M. Drozdov, and B. Levitas, “Development of uwb microwave array radar for concealed weapon detection,” in *11-th INTERNATIONAL RADAR SYMPOSIUM*, pp. 1–4, 2010.
- [6] H. S. Senapati, P. Chongder, K. K. Ajith, and S. Maiti, “Design of uwb bow tie antenna for gpr object detection,” in *2021 Advanced Communication Technologies and Signal Processing (ACTS)*, pp. 1–4, 2021.
- [7] J. Cha, K. Kwak, J. Lee, and C. Lee, “Ternary zcd-uwb communication system having novel interference-cancellation property,” in *2004 IEEE 59th Vehicular Technology Conference. VTC 2004-Spring (IEEE Cat. No.04CH37514)*, vol. 2, pp. 1205–1208 Vol.2, 2004.
- [8] Z. Bai, W. Zhang, S. Xu, W. Liu, and K. Kwak, “On the performance of multiple access ds-bpam uwb system in data and image transmission,” in *IEEE International Symposium on Communications and Information Technology, 2005. ISCIT 2005.*, vol. 2, pp. 851–854, 2005.
- [9] M. Jalilvand, E. Pancera, X. Li, T. Zwick, and W. Wiesbeck, “A sparse synthetic aperture-based uwb medical imaging system,” in *2011 German Microwave Conference*, pp. 1–4, 2011.
- [10] D. Oloumi, R. S. C. Winter, A. Kordzadeh, P. Boulanger, and K. Rambabu, “Microwave imaging of breast tumor using time-domain uwb circular-sar technique,” *IEEE Transactions on Medical Imaging*, vol. 39, no. 4, pp. 934–943, 2020.
- [11] M. Jalilvand, E. Pancera, X. Li, T. Zwick, and W. Wiesbeck, “Hemorrhagic stroke detection via adaptive uwb medical imaging radar,” in *2011 8th European Radar Conference*, pp. 317–320, 2011.
- [12] P. Gámez, E. Marchi, M. Cervetto, C. Giuffrida, G. Perez, A. Altieri, and C. Galarza, “A low-cost ultra-wideband test-bed for dielectric target detection,” in *2017 XVII Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, pp. 1–6, 2017.

- [13] R. Salman, T. Schultze, and I. Willms, "Uwb material characterisation and object recognition with applications in fire and security," in *2008 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, vol. 2, pp. 203–206, 2008.
- [14] M. Bouza, A. Altieri, and C. G. Galarza, "Robust target classification using uwb sensing\*," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 44267–44277, 2023.
- [15] A. Muqaibel, A. Safaai-Jazi, A. Bayram, and S. Riad, "Ultra wideband material characterization for indoor propagation," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No.03CH37450)*, vol. 4, pp. 623–626 vol.4, 2003.
- [16] R. Salman, T. Schultze, and I. Willms, "Performance enhancement of uwb material characterization and object recognition for security robots," *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2010, pp. 1–5, January 2010.
- [17] N. Nguyen, N. Duong, A. Dinh, and T. Wang, "A 90 nm cmos high order derivative gaussian pulse generator using lc-tank oscillator for 6–10 ghz uwb transceiver," in *2012 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, pp. 379–382, 2012.
- [18] O. Salehi-Abari and C. Plett, "A differential 5th derivative gaussian pulse generator for uwb transceivers," in *Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 1089–1092, 2010.
- [19] X. An, J. Wagner, and F. Ellinger, "A 7th derivative gaussian pulse generator for ir-uwb radar applications in pedestrian detection," in *2018 25th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, pp. 317–320, 2018.
- [20] J. Han and C. Nguyen, "Coupled-slotline-hybrid sampling mixer integrated with step-recovery-diode pulse generator for uwb applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 6, pp. 1875–1882, 2005.
- [21] R. Hall, S. Hamilton, and S. Krakauer, "Impulse-shunt mode harmonic generation," in *1966 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers*, vol. IX, pp. 66–67, 1966.
- [22] J. Han and C. Nguyen, "Integrated balanced sampling circuit for ultra-wideband communications and radar systems," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 10, pp. 460–462, 2004.
- [23] J. L. Moll, S. Krakauer, and R. Shen, "P-n junction charge-storage diodes," *Proceedings of the IRE*, vol. 50, no. 1, pp. 43–53, 1962.
- [24] S. Sze and K. K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*. John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [25] D. A. Neamen, *Semiconductor Physics And Devices: Basic Principles*. New York: McGraw-Hill, 4th ed., 2012.
- [26] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*. Boston • London: Artech House, second ed., 2003.
- [27] J. Moll and S. Hamilton, "Physical modeling of the step recovery diode for pulse and harmonic generation circuits," *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, no. 7, pp. 1250–1259, 1969.
- [28] J. Zhang and A. Raisanen, "A new model of step recovery diode for cad," in *Proceedings of 1995 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 1459–1462 vol.3, 1995.
- [29] J. Zhang and A. Raisanen, "Computer-aided design of step recovery diode frequency multipliers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 12, pp. 2612–2616, 1996.

- [30] K. Kotzebue, "A circuit model of the step-recovery diode," *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, no. 12, pp. 2119–2120, 1965.
- [31] A. Ruengwaree, A. Ghose, J. Weide, and G. Kompa, "Ultra-fast pulse transmitter for uwb microwave radar," in *2006 European Microwave Conference*, pp. 1833–1836, 2006.
- [32] M. Rahman and K. Wu, "A reconfigurable picosecond pulse generator in non-linear transmission line for impulse radar ultrawideband applications," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 32, no. 5, pp. 448–451, 2022.
- [33] P. Heymann, R. Deorner, and M. Rudolph, "Multiharmonic generators for relative phase calibration of nonlinear network analyzers," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, no. 1, pp. 129–134, 2001.
- [34] K. Opalska and J. Baranowski, "A charge model of step recovery diode for cad," in *1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1503–1506 vol.3, 1997.
- [35] G. M. Shevchenko and E. V. Semyonov, "Improving the radioelectronic device simulation quality by using a step recovery diode," in *2022 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, pp. 1–4, 2022.
- [36] "Mmdx smmdx series datasheet." Online Datasheet, 2023.
- [37] Hewlett-Packard, "Pulse and Waveform Generation with Step Recovery Diodes," Tech. Rep. 918, Hewlett-Packard, 1984.
- [38] D. Pozar, *Microwave Engineering, 4th Edition*. Wiley, 2011.
- [39] MACOM Technology Solutions, "MA4E2502 Series Datasheet." Online, September 2023. Accessed on: 9 de noviembre de 2023.
- [40] H. P. Hsu, *Análisis de Fourier*. Addison-Wesley, 1970.
- [41] R. W. Erickson and M. Dragan, *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, hardcover ed., 8 2020.
- [42] Texas Instruments, "Lm5114 high voltage 0.5-a half-bridge gate driver datasheet." <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5114.pdf>, 2015.
- [43] Texas Instruments, *LM5114 PSpice Model*, 2023. Archivo descargado desde el sitio web de Texas Instruments.
- [44] Isola Group, "Fr408hr high performance laminate and prepreg." <https://docs.oshpark.com/resources/four-layer-substrate-FR408HR.pdf>, 2023.
- [45] J. Smith, "Vishay technology," tech. rep., Vishay Corporation, 2023.
- [46] Digilent, "Nexys 4 DDR." Página Oficial, 2023. Disponible online en <https://digilent.com/reference/programmable-logic/nexys-4-ddr/start>.
- [47] Tektronix, Inc., "Osciloscopio MSO 70404C." Datasheet, 2023. Disponible online en <https://download.tek.com/datasheet/DPO-DSA-MSO70000-DataSheet-EN-11Apr23.pdf>.
- [48] A. V. Oppenheim, R. W. Schafer, and J. R. Buck, *Discrete-Time Signal Processing*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2nd ed., 1999.
- [49] P. Rulikowski and J. Barrett, "Truly balanced step recovery diode pulse generator with single power supply," in *Proceedings. 2004 IEEE Radio and Wireless Conference (IEEE Cat. No.04TH8746)*, pp. 347–350, 2004.

- [50] P. Protiva, J. Mrkvica, and J. Macháč, “A compact step recovery diode subnanosecond pulse generator,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, no. 2, pp. 438–440, 2010.
- [51] A. Kamal, A. Bhattacharya, M. Tamrakar, and C. Roy, “Low-ringing and reduced-cost step recovery diode based uwb pulse generators for gpr applications,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 56, no. 10, pp. 2289–2294, 2014.
- [52] J. Han and C. Nguyen, “A new ultra-wideband, ultra-short monocycle pulse generator with reduced ringing,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 6, pp. 206–208, 2002.
- [53] D. Oloumi and E. Fear, “A picosecond pulse generator using srd diodes: Design, analysis, and measurements,” in *2018 USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium)*, pp. 159–160, 2018.
- [54] C. Nguyen and J. Han, *Time-Domain Ultra-Wideband Radar, Sensor and Components*. SpringerBriefs in Electrical and Computer Engineering, Springer New York, NY, 1 ed.