

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL BUENOS AIRES  
Departamento de Electrónica**

**Materia: Medidas Electrónicas 2  
Proyecto: RF-Switch SPDT con diodos pin**

Docente: Ing. Alejandro Henze

Ayudante de TP: Ing. Guillermo Monasterios

Grupo N°: 4

Alumnos :

	Apellido y Nombre	Legajo
1	Carducci, Nahuel	146.678-1
2	Cinetto, Cristian	146.740-2
3	Demski, Andrés	146.634-3
4	Kukulanski, Ariel	146.771-2
5	Paunovic, Iván	146.810-8

Entrega Informe	Fecha
Primer entrega	11 / 12 / 16
Aprobación	/ / 16

Firma

Entrega	Devolución	Re-entrega	Firma Recepción
2°	15 / 12 / 16	16 / 12 / 16	
3°	/ / 16	/ / 16	
4°	/ / 16	/ / 16	

**ÍNDICE**

Resumen	2
<b>1. INTRODUCCIÓN</b>	<b>2</b>
<b>2. DESARROLLO DEL TRABAJO</b>	<b>3</b>
Principio de funcionamiento	3
Diseño	5
Cálculo de la corriente de polarización de los diodos PIN	5
Diseño del Bias Tee	5
Diseño de la placa / Layout	8
Diseño de la fuente de corriente	10
Modelo matemático	11
Modelo del diodo pin	11
Modelo de componentes discretos	11
Simulaciones	12
Mediciones Realizadas	12
Parámetros medidos	12
Setups de medición utilizados	13
<b>3. RESULTADOS</b>	<b>16</b>
<b>4. DISCUSIÓN</b>	<b>19</b>
<b>5. CONCLUSIONES</b>	<b>19</b>
<b>6. REFERENCIAS</b>	<b>19</b>
<b>7. ANEXOS</b>	<b>21</b>
Tablas con resultados de las mediciones	21
Señal incidente en puerto 1 - Estado "A"	21
Señal incidente en puerto 1 - Estado "B"	22
Señal incidente en puerto 2 - Estado "A"	23
Señal incidente en puerto 2 - Estado "B"	24
Señal incidente en puerto 3 - Estado "A"	25
Señal incidente en puerto 3 - Estado "B"	26

## RF-Switch SPDT con diodos pin

Carducci N., Cinetto C., Demski A., Kukulanski A. y Paunovic I.

Docente a cargo: Henze A., Monasterios G.

Universidad Tecnológica Nacional - Facultad Regional Buenos Aires  
Medidas Electrónicas 2

### Resumen

Se diseñó, implementó y caracterizó un switch SPDT disipativo para RF. Para el mismo, se utilizó un circuito basado en diodos PIN, con el cual se obtuvo un ancho de banda del dispositivo de 300 MHz a 3 GHz. El dispositivo fue caracterizado mediante mediciones de parámetros S hechas con un analizador vectorial de redes (VNA) y de su módulo con la utilización de un analizador de espectro (AE).

### 1. INTRODUCCIÓN

Los switches electrónicos tienen varias clasificaciones. En este caso se habla de un switch *single pole-double throw* (SPDT), lo cual refiere a que un terminal se puede conectar a dos posibles terminaciones distintas (Fig. 1 izq.). En el caso de un *double pole - double throw* (DPDT) refiere a dos terminales, donde cada uno de ellos puede conectarse en dos terminaciones distintas, y ambas conexiones cambian en forma conjunta (Fig. 1 der.).

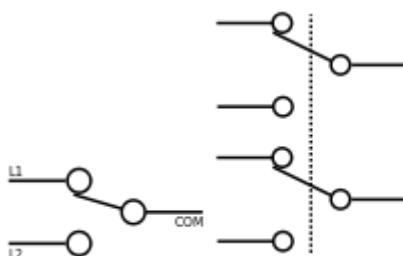


Fig. 1: Switch SPDT izquierda, switch DPDT derecha.

De los switches SPDT, los hay tanto del tipo reflectivo (reflective) y disipativo (absorptive). Los primeros siguen el esquema antes mostrado (Fig. 1 izq.), en el cual el terminal desconectado (L2) queda abierto o en corto, reflejando toda la potencia que se aplique al terminal. En el caso de los disipativos, el puerto desconectado es terminado en la impedancia característica del sistema en el cual esté inmerso (Fig. 2).

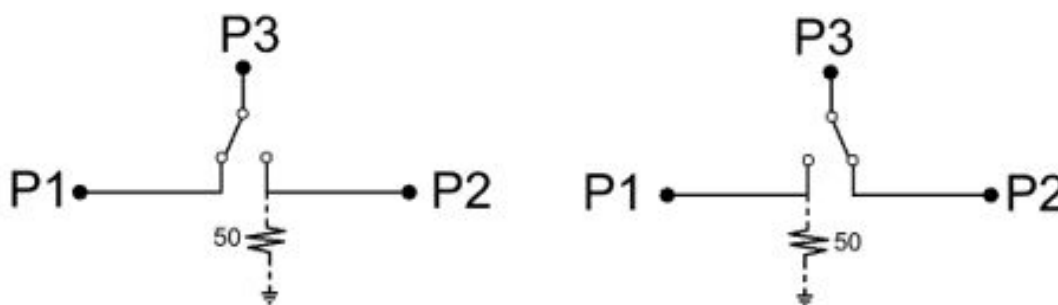


Fig. 2: Switch SPDT disipativo.

También los switches electrónicos pueden clasificarse según la tecnología en que fueron desarrollados. En la Tabla 1 se resumen las características de las principales tecnologías [1].

Este proyecto es realizado utilizando diodos PIN, los cuales al polarizarlos en directa funcionan para RF como una resistencia cuyo valor es controlable con la corriente de polarización, y al ponerlos en inversa presentan una impedancia alta.

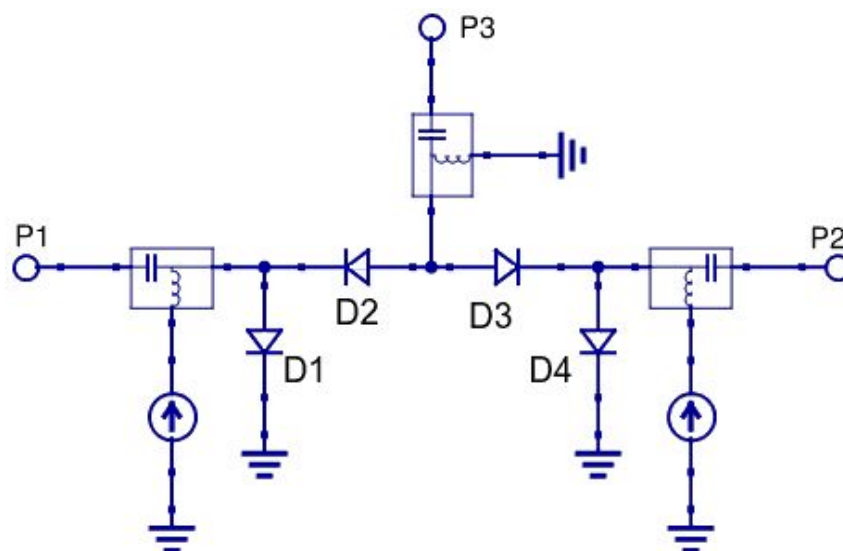
	Basados en diodos PINs	Basados en FETs	Electromecánicos o MEMS
Aislación en alta frecuencia	Mala	Mala	Buena
Frecuencia de corte inferior	$\sim 10\text{MHz}$	Muy baja	Desde DC
Potencia	Alta	Media	Alta
Respuesta	No lineal en bajas frecuencias	Lineal	Muy lineal
Velocidad de conmutación	Rápida	Rápida	Lenta
Consumo de polarización	Alto	Bajo	–
Insertion loss	Medio	Medio	Muy bajo
Redes de polarización	Complejas	Sencillas	No tiene
Ciclos de vida	Alto	Alto	Medio

**Tabla 1:** Comparativa de las distintas tecnologías switches.

## 2. DESARROLLO DEL TRABAJO

### Principio de funcionamiento

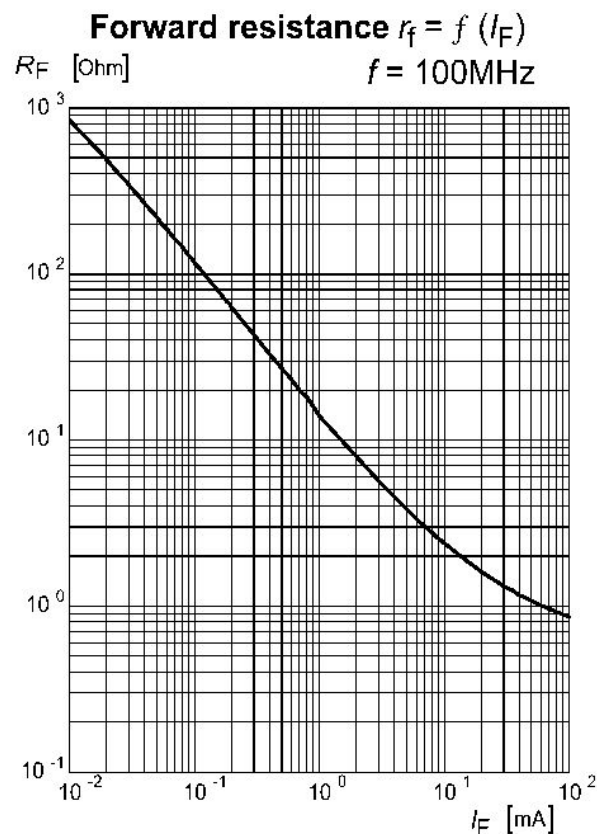
El funcionamiento de este switch se basa en la polarización de cuatro diodos PIN (Fig. 3) [2], de forma de obtener dos estados posibles. Uno en el cual el puerto 1 queda conectado al puerto 3, con el puerto 2 presentando la impedancia característica de  $50\Omega$ , y el otro en el cual el puerto 2 se conecta al puerto 3, y es el puerto 1 el que presenta  $50\Omega$ .



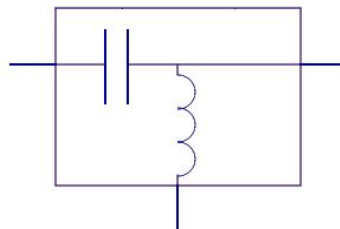
**Fig. 3:** Esquema básico de un SPDT con diodos pin.

Los diodos PIN están formados por tres capas. Una dopada tipo N, una intrínseca, y una dopada tipo P. Tienen la particularidad que al circular por ellos una corriente continua, se acumulan portadores en la capa intrínseca. A partir de cierta frecuencia, la capa intrínseca no llega a desagotarse de portadores, por lo que presenta un comportamiento resistivo. La magnitud de la corriente continua que circule está fuertemente ligada a la cantidad de portadores acumulados, y por lo tanto, a la resistencia que presenta el dispositivo en alta frecuencia. Esta relación se puede ver en la curva que se presenta en la [Fig. 4](#), la cual es parte de la hoja de datos del diodo PIN BAR64-02V [3].

Para polarizar los diodos y al mismo tiempo hacerles circular la RF, es necesario desacoplar las bajas y altas frecuencias entre sí. Esto se logra con un Bias-Tee. El Bias-Tee es una red de tres puertos (RF, CC, RF+CC) que permite aislar entre sí los puertos de señal (RF) y corriente continua (CC). El esquema más básico consiste en un inductor y un capacitor de acople ([Fig. 5](#)). El capacitor funciona como un cortocircuito para la señal de RF, y un circuito abierto para la continua, mientras que el inductor funciona como circuito abierto para la RF, y como cortocircuito para la continua.



**Fig. 4:** Curva de Resistencia vs Corriente del diodo PIN BAR64-02V [3].



**Fig. 5:** Bias-Tee.

El primer caso (P1 conectado a P3) se logra polarizando el diodo que une los puertos 1 y 3 (D2) de forma que presente una resistencia lo más baja posible. Los diodos D1 y D3 deben quedar en inversa para conseguir una resistencia lo más alta posible. El diodo D4 es en este caso el encargado de presentar los

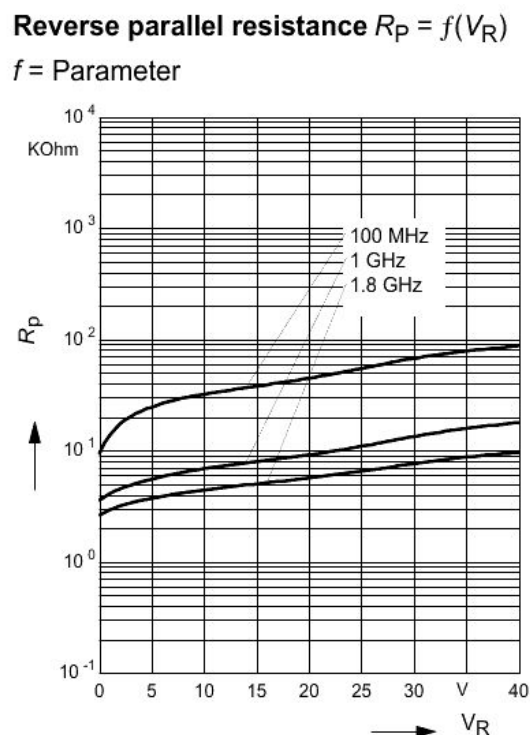
50  $\Omega$  al puerto 2. El segundo caso (P2 conectado a P3) se logra invirtiendo los roles entre D2 y D3, y entre D1 y D4.

## Diseño

### Cálculo de la corriente de polarización de los diodos PIN

Para el diseño se utiliza el diodo BAR64-02V. De su curva de resistencia en función de la corriente directa (Fig. 4), se obtienen los valores de corriente con los que se logran las condiciones planteadas anteriormente.

Para obtener un bajo *Insertion Loss*, se elige una corriente de 20 mA, con la cual la resistencia en alta frecuencia es de 1,3  $\Omega$ . Para lograr una resistencia de 50  $\Omega$ , la corriente directa es de 250  $\mu$ A. Para establecer una alta aislación, basta con polarizar el diodo en inversa. Se observa que la resistencia en inversa está siempre por encima de 2,5 K $\Omega$  (Fig. 6), suficiente para el diseño que se plantea.



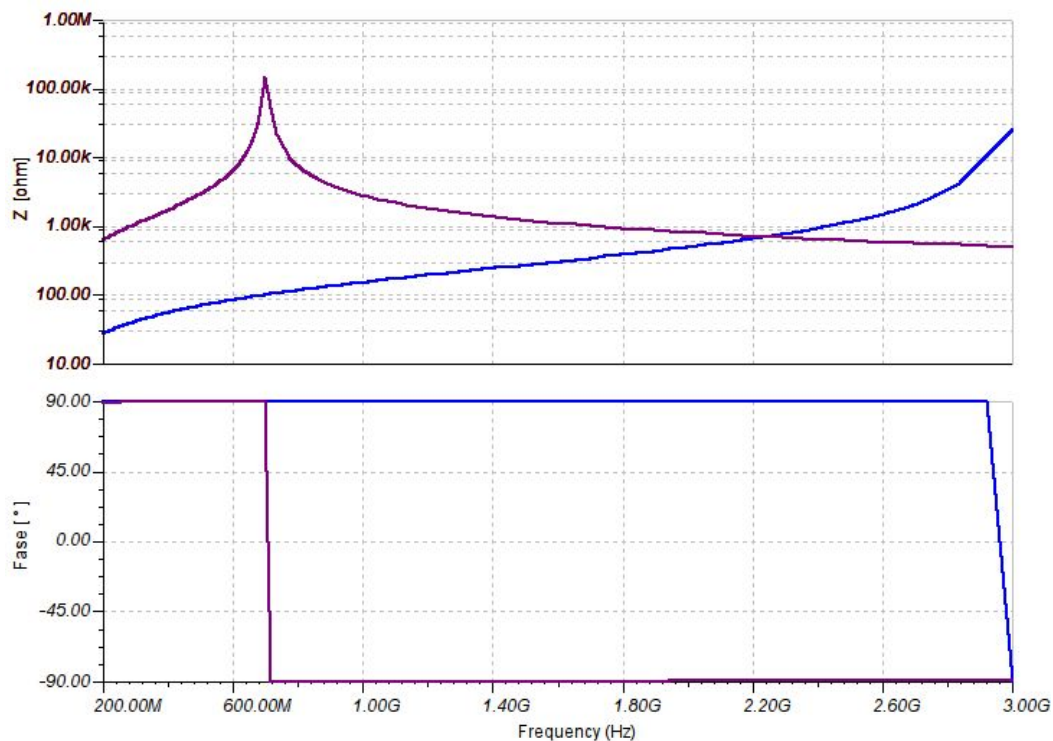
**Fig. 6:** Resistencia del diodo BAR64-02V en función de su tensión inversa [3].

### Diseño del Bias Tee

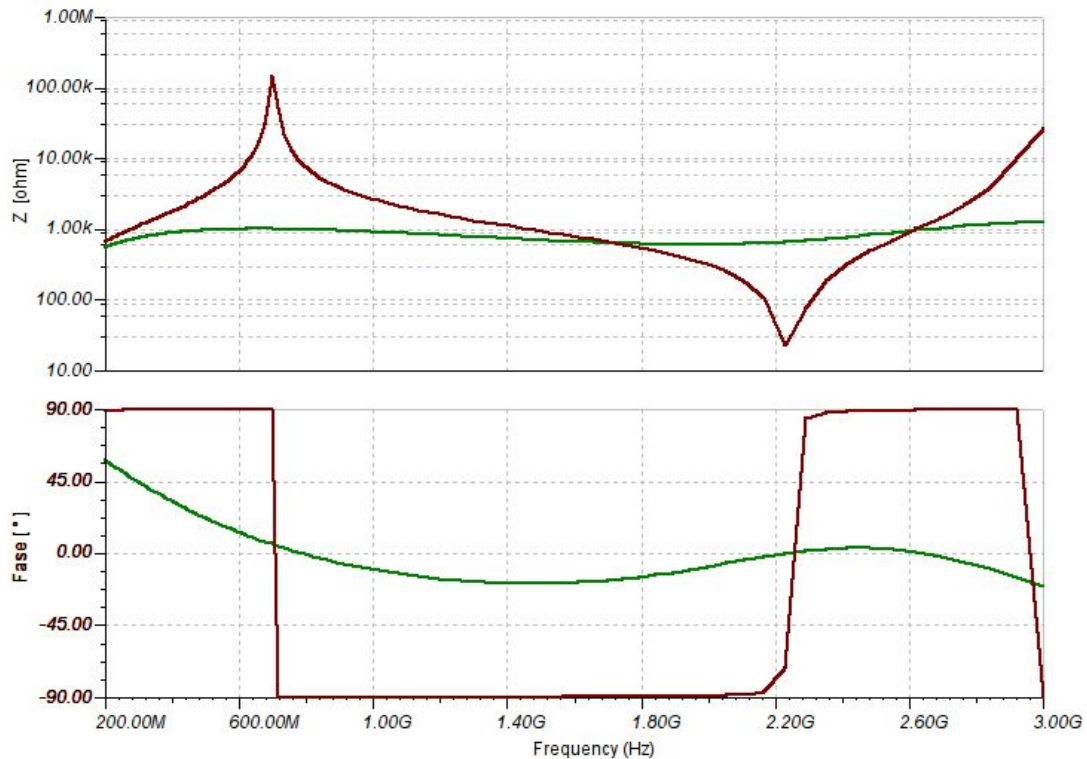
Para un correcto funcionamiento, el puerto de RF debe presentar una impedancia baja en la banda de funcionamiento del dispositivo, y una alta en continua. Como primera aproximación, si se quiere una reactancia capacitiva menor a 1  $\Omega$  a 300 MHz, la capacidad deberá ser mayor a 530 pF. Y si se quiere una reactancia inductiva de al menos 1 K $\Omega$  a esa misma frecuencia, el inductor será como mínimo de 530 nH. Estos valores son factibles para anchos de banda no muy grandes, pero si se busca que sea de al menos una década (300 MHz a 3 GHz), resulta complicado conseguir componentes que tengan una frecuencia de autoresonancia mayor a los 3 GHz. Por ejemplo, el inductor LQW18ANR47J00D de Murata [5] tiene un valor de 470 nH, pero su frecuencia de resonancia es de 700 MHz.

Ante esta situación se resuelve, en vez de usar un único inductor, utilizar varios de distintos valores en cascada, a los que se les reduce el factor de mérito por medio de una resistencia en paralelo, de forma de mantener un valor de impedancia mínimo en la banda de trabajo del switch. Utilizando TINA® como herramienta de simulación, se obtuvieron las impedancias para distintas configuraciones posibles, utilizando como modelo del inductor un tanque LC paralelo que contempla la capacidad parásita. En la Fig. 7 se muestra el módulo y la fase de la impedancia para un inductor de 470 nH que resuena a 700 MHz (violeta),

y uno de 22 nH que resuena a 3 GHz (azul). El inductor de 470 nH sólo no sirve, por tener una reactancia capacitiva a partir de los 700 MHz. El inductor de 22 nH sólo tampoco sirve, por tener una muy baja impedancia en frecuencias por debajo de 1 GHz. Si se conecta ambos inductores en serie, existe una zona en donde la reactancia inductiva del de 22 nH se anulará con la reactancia capacitiva del de 470 nH, generando un valle en el módulo de impedancia. La solución es empeorar el factor de calidad de ambos inductores, forzando que la impedancia cerca de la resonancia esté dominada por el elemento resistivo agregado [4]. El efecto de las resistencias se muestra en la [Fig. 8](#), en donde se grafica la impedancia de los dos inductores mencionados en serie sin resistencias adicionales (marrón), y con resistencias de 1 k $\Omega$  en paralelo a cada uno (verde). Se observa que agregando las resistencias, entre 300 MHz y 3 GHz se mantiene una impedancia por encima de 500  $\Omega$ , siendo esta inductiva entre 300 MHz y 700 MHz, y predominantemente resistiva (o ligeramente capacitiva) entre 700 MHz y 3 GHz.



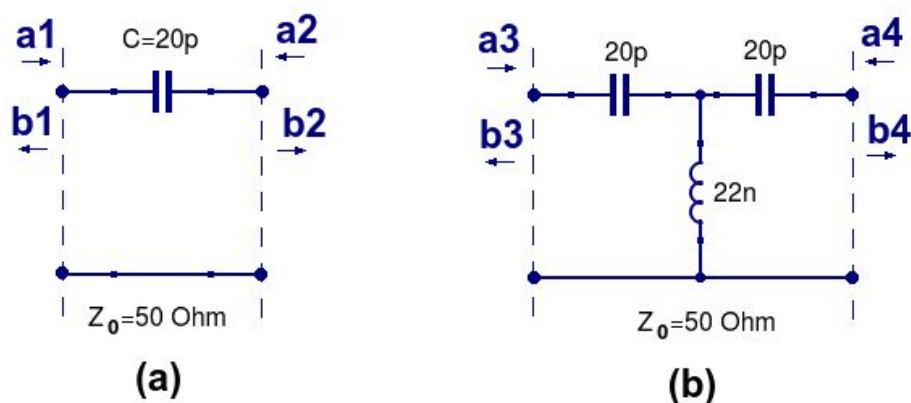
**Fig. 7:** Impedancia de inductor de 470 nH con resonancia en 700 MHz (violeta) y de inductor de 22 nH con resonancia en 3 GHz (azul)



**Fig. 8:** Impedancia de inductores de 470 nH y 22 nH en serie sin (marrón) y con (verde) resistencias de 1 K $\Omega$  en paralelo a cada uno.

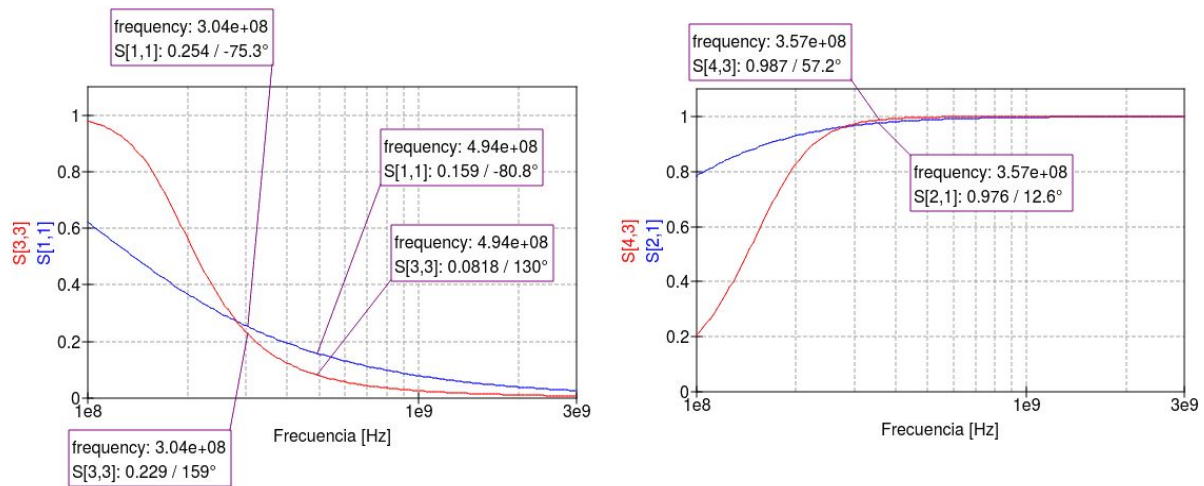
Para evitar la autoresonancia de los componentes antes de los 3 GHz, se basa el diseño en capacitores de 10 pF, en lugar de los 530 pF planteados originalmente. Dada su baja reactancia a 300 MHz, se utilizan de a pares conectados en paralelo, formando 20 pF.

Dado que los 20 pF siguen teniendo una respuesta mala en 300 MHz (reactancia de 26,5  $\Omega$ ), se procede a realizar un filtro que mejora la adaptación, utilizando los componentes disponibles. El filtro es un pasaaltos que consta de dos capacidades y una inductancia, dispuestos en forma "T" como se muestra en la [figura 9 \(b\)](#). La respuesta del filtro se obtuvo a partir de una simulación con QUCS y se muestra en la [figura 10](#), donde se lo compara con la del capacitor sólo.



**Fig. 9:** (a) acople con capacitor de 20 pF. (b) acople con filtro T



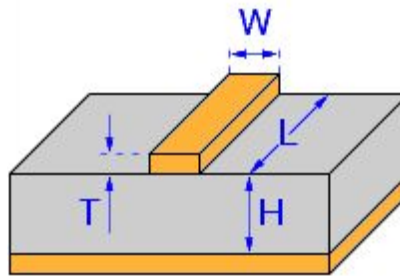


**Fig. 10:** Parámetro de reflexión (a) y de transmisión (b) para ambos acoples. En azul los parámetros con el capacitor, y en rojo los parámetros con el filtro T.

#### Diseño de la placa / Layout

Para el diseño del circuito impreso se debe tener en cuenta el ancho de la traza para evitar desadaptaciones. En baja frecuencia esto no es un problema pero en alta frecuencia, donde la longitud de onda tiene un valor más cercano a las dimensiones de la pista, es importante que la impedancia característica de la línea sea lo más cercana posible a la del generador y la carga para disminuir las reflexiones y así bajar la ROE. La impedancia característica de la línea depende de varios factores, como el ancho de la traza, el espesor del sustrato utilizado para hacer el pcb y su permeabilidad eléctrica.

La placa se realizó utilizando un sustrato RO4350B™ [6] de un espesor de 0,76mm. Para el ruteo se optó por una línea tipo microstrip con impedancia característica de  $50 \Omega$  (Fig. 11).

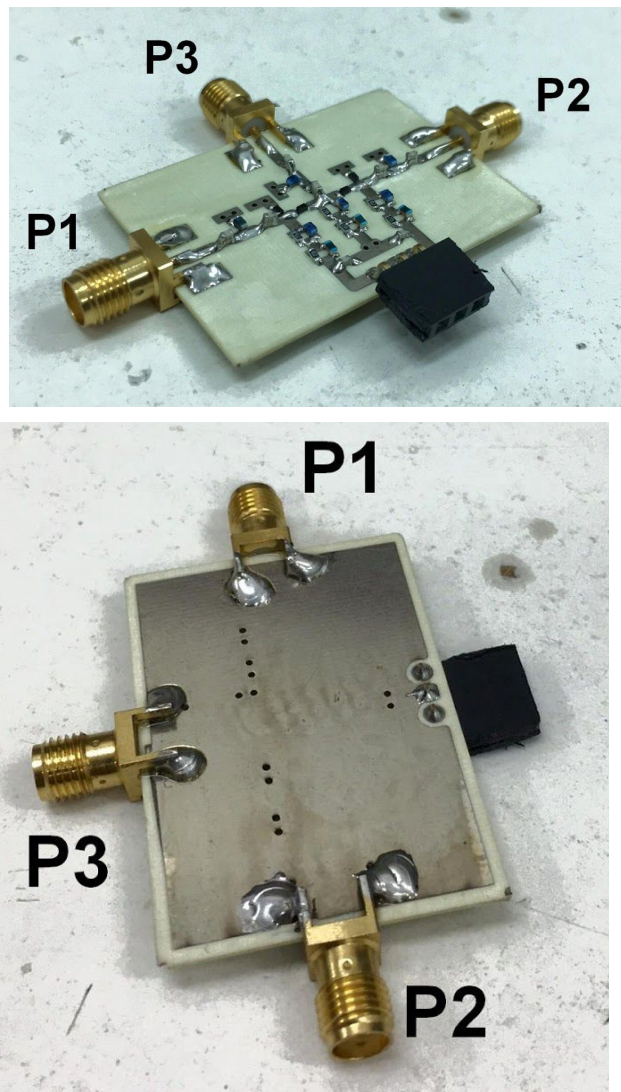


**Fig. 11:** Esquema de un microstrip [QUCS].

Para conseguir esta impedancia el ancho de la pista fue de 1.63mm, valor que fue verificado con TX-LINE y QUCS. Además de elegir el ancho de la traza, se tuvo en consideración lo siguiente:

- Se hizo la placa lo más chica posible
- Se utilizaron componentes 0603 para las resistencias, capacitores e inductores
- Se utilizaron 3 conectores SMA para las dos entradas y la salida de la señal
- Se utilizaron diodos PIN con encapsulado SC79 (su tamaño es de aproximadamente 1.6mm x 0.85mm)
- Se utilizó un conector con pines hembra para conectar las fuentes de polarización
- Se hizo un plano de masa por debajo del PCB y se agregaron vías para hacer contacto directo con el plano de masa
- Las trazas se hicieron lo más rectas posible, sin curvatura

La placa finalizada se muestra en la [Fig. 12](#) donde se puede apreciar el signal path recto entre los puertos P1 y P2, y el camino a 90° en forma de “L” entre los puertos P1-P3 y P2-P3. También se observa un conector de pines hembra para conectar las fuentes de polarización.



**Fig. 12:** Fotos de la placa finalizada.

Los componentes utilizados se encuentran en la [Tabla 2](#).

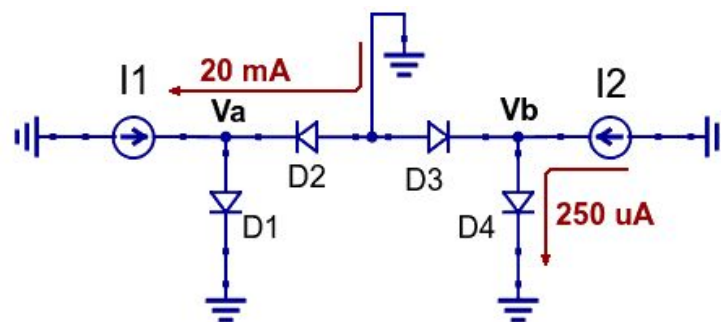
cant		Marca / Código	Características relevantes
3	Conector SMA hembra	RS Pro - R19-070-01-0032210LL [7]	0~18 GHz,
3	Inductor 470 nH	Murata - LQW18ANR47J00D [5]	$f_0 = 700$ MHz
6	Inductor 22 nH	TE Connectivity - 36501J22NJTDG [8]	$f_0 = 3$ GHz
14	Capacitor 10 pF	Kemet - C0603C100J5GACTU [9]	Encapsulado 0603, Dieléctrico C0G
6	Resistor 1 K $\Omega$	- sin datos -	Encapsulado 0603
4	Diodo PIN	Infineon BAR 64-02V [3]	1 MHz~6GHz

**Tabla 2:** Componentes utilizados

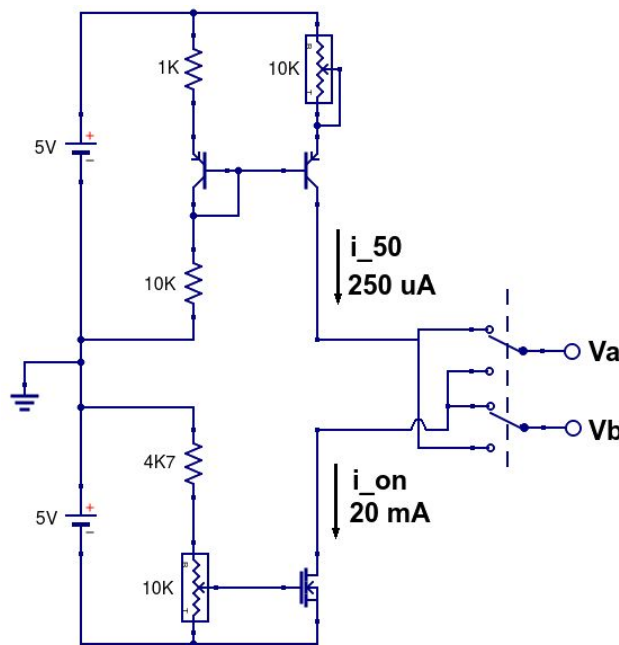
### Diseño de la fuente de corriente

Para polarizar el dispositivo, se realizó un circuito que consiste en dos fuentes de corrientes, las cuales se conmutan manualmente mediante una llave. Como se menciona anteriormente, se usa una corriente de 20 mA para obtener una baja resistencia, y una de 250  $\mu$ A para obtener 50  $\Omega$ .

En la [figura 13](#) se muestra el circuito equivalente de DC, polarizado para conectar el puerto 1 al 3, y presentando 50  $\Omega$  en el puerto 2. Se observa que para polarizar el diodo D2 con 20 mA, es necesario un potencial  $V_a$  menor al de masa, dejando a D1 en inversa. Lo mismo ocurre con D3 y D4: para hacer circular corriente por D4, el potencial  $V_b$  será mayor a masa, dejando a D3 en inversa. Esto permite polarizar los diodos utilizando sólo dos fuentes de corriente. La conmutación del switch se logra conmutando las fuentes de corriente.

**Fig. 13:** Circuito equivalente de continua.

La implementación de las fuentes de corriente se encuentran en la [Fig. 14](#). La fuente de 20 mA se realizó con el MOSFET canal N 2N7000 en el cual, mediante un regulador de tensión y un preset, se puede ajustar la corriente de drenaje. La fuente de 250  $\mu$ A se realizó con dos transistores pnp BC327 en configuración espejo con emisor degenerado. También se fija la corriente por medio de un regulador de tensión y un preset.

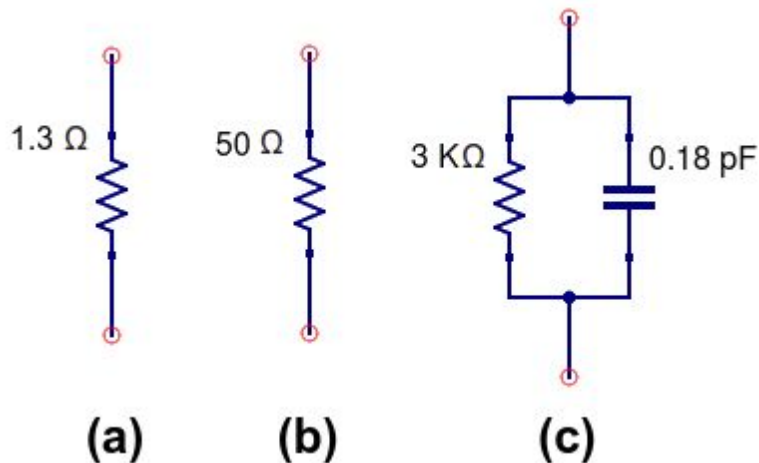


**Fig. 14:** Fuentes de corriente para polarizar los diodos PIN.

### Modelo matemático

#### Modelo del diodo pin

El modelo del diodo pin en alta frecuencia consiste en una resistencia en paralelo con un capacitor. Al polarizarlo en directa, la resistencia es lo suficientemente baja como para despreciar la capacidad. Los modelos equivalentes para las distintas polarizaciones se muestran en la [figura 15](#).



**Fig. 15:** Modelo equivalente del diodo pin en alta frecuencia polarizado en directa con (a) 20 mA, (b) en directa con 250  $\mu$ A y (c) en inversa.

#### Modelo de componentes discretos

Los resistores y capacitores se asumen ideales por no tener una hoja de datos para modelizarlos. Los inductores, en cambio, se los modeliza con su capacidad paralela parásita, responsable de la autorresonancia del componente. El inductor de 22 nH resuena en 3 GHz, y el de 470 nH en 700 MHz. Los modelos equivalentes de los inductores se muestran en la [Fig. 16](#).

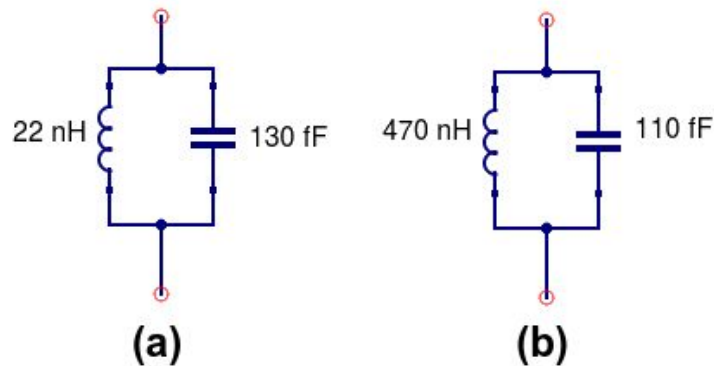


Fig. 16: Modelo equivalente de inductor de (a) 22 nH y (b) 470 nH.

### Simulaciones

Se realizaron simulaciones de los parámetros S con el programa QUCS. En este se tuvieron en consideración los modelos aclarados en la sección anterior. El circuito completo simulado se encuentra en la Fig. 17. Los resultados de los parámetros simulados se encuentran junto a las mediciones para poder compararlas.

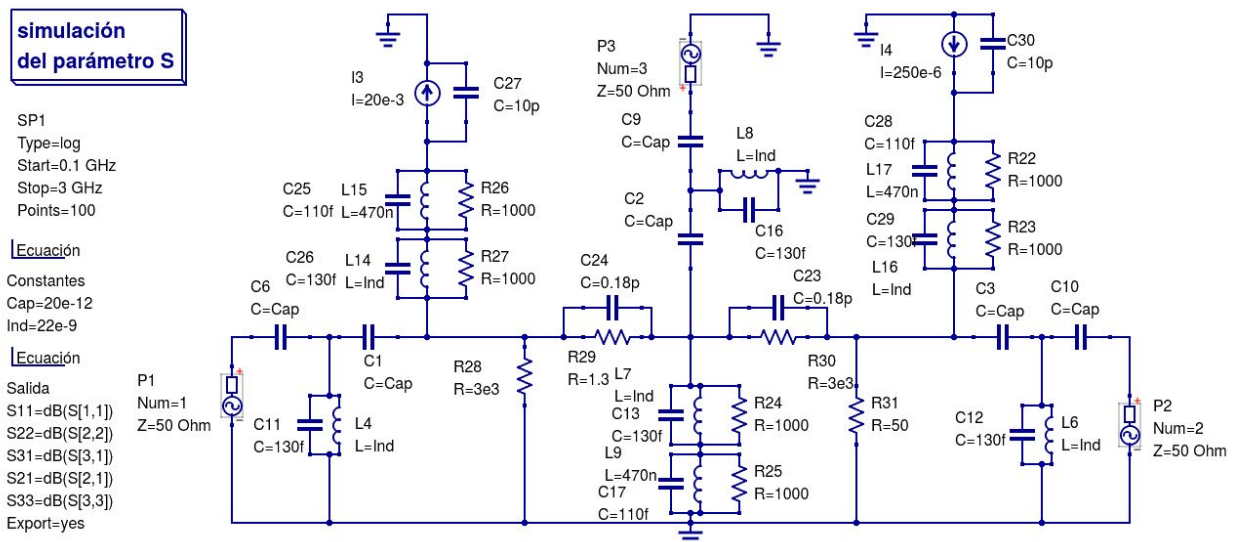


Fig. 17: Circuito simulado

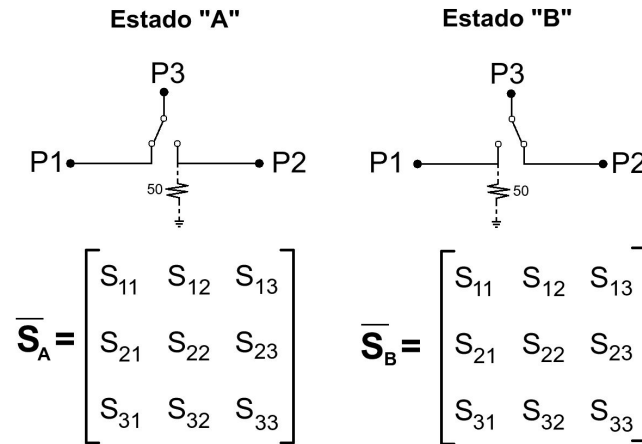
### Mediciones Realizadas

#### Parámetros medidos

Por ser una red de tres puertos, la matriz de parámetros Scattering que caracteriza el switch es de 3x3. A esto se le suma el hecho de que tiene dos estados posibles según a qué puerto se haya conectado el puerto 3, a los que se referirá en el informe como estado “A” y estado “B”. El estado “A” corresponde a conectar el puerto 1 con el 3, y cargar el puerto 2 con 50  $\Omega$ , mientras que el estado “B” corresponde a conectar el puerto 2 con el 3, y cargar el puerto 1 con 50  $\Omega$ .

Para una caracterización completa, la medición consiste en la obtención de 18 parámetros (9 para cada estado posible), tal como se muestra en la Fig. 18.





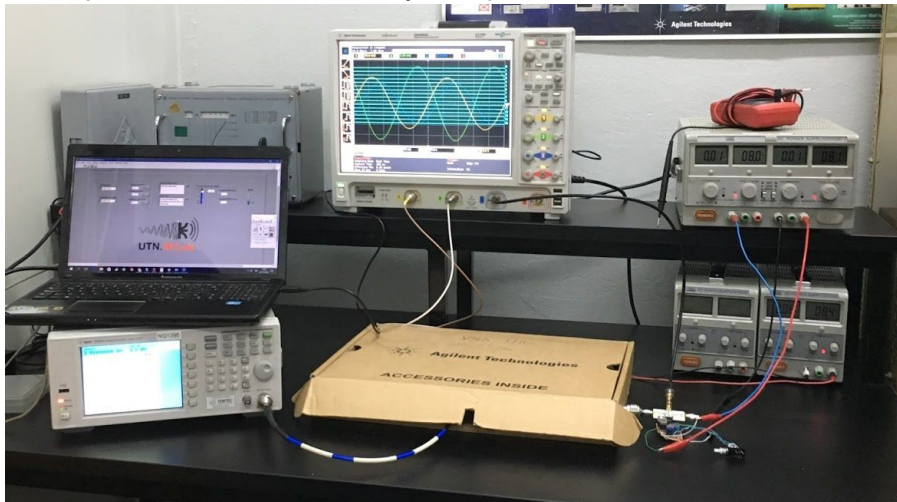
**Fig. 18:** Matrices  $S$  para los estados "A" y "B" del switch

Por ser muy extensa, la información completa de las mediciones se encuentra en el [anexo](#) donde, además, se la compara con los valores simulados.

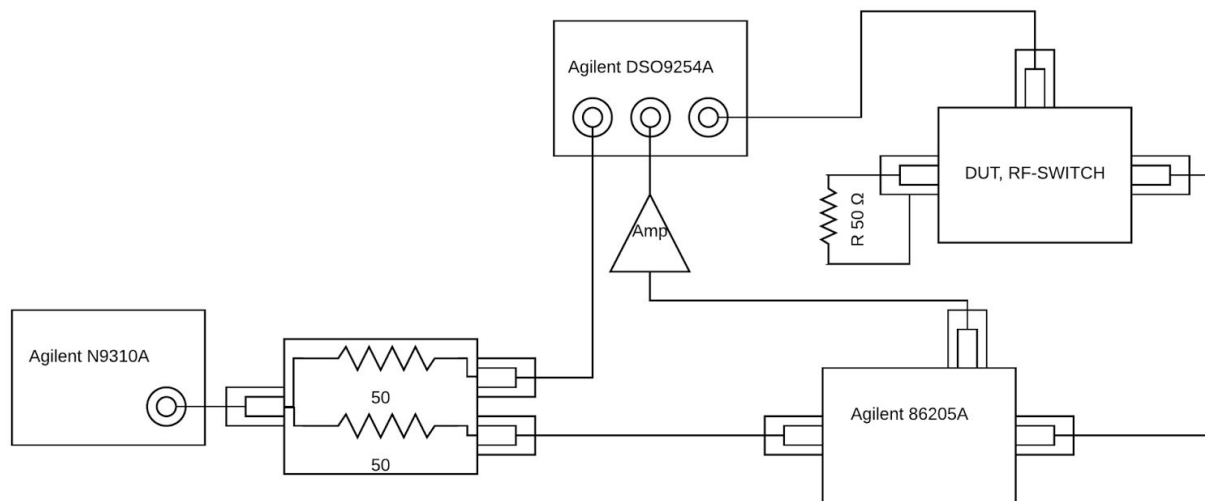
#### Setups de medición utilizados

Las mediciones de los parámetros  $S$  del dispositivo se realizaron con dos setups distintos. El primer setup de medición es el VNA que se encuentra en la facultad, realizado con instrumentos de laboratorio comunes [10] (Fig. 19). En este setup (Fig. 20) la señal es aplicada con un generador de RF (Agilent N9310A), la cual con un power splitter es dividida, parte a un canal del osciloscopio (Agilent DSO9254A) donde se mide la onda incidente y parte a la entrada de un acoplador direccional (Agilent 86205A). La salida del acoplador direccional se conecta al DUT, y la salida del acoplador con la onda reflejada es amplificada y conectada a un segundo canal del osciloscopio. La salida del DUT se la conecta al tercer canal del osciloscopio. Se usa un modelo de corrección de errores *One Path - Two Ports*.

Se realizaron mediciones de los parámetros en dos días distintos, haciendo en cada una de ellas la respectiva calibración. En la primera de ellas se aplicó un nivel de señal algo bajo (0 dBm), y no se lograron medir parámetros como crosstalk y aislación debido al rango dinámico limitado del osciloscopio. En la segunda medición, se aplicó una señal de 13 dBm, y se lo pudo medir correctamente.

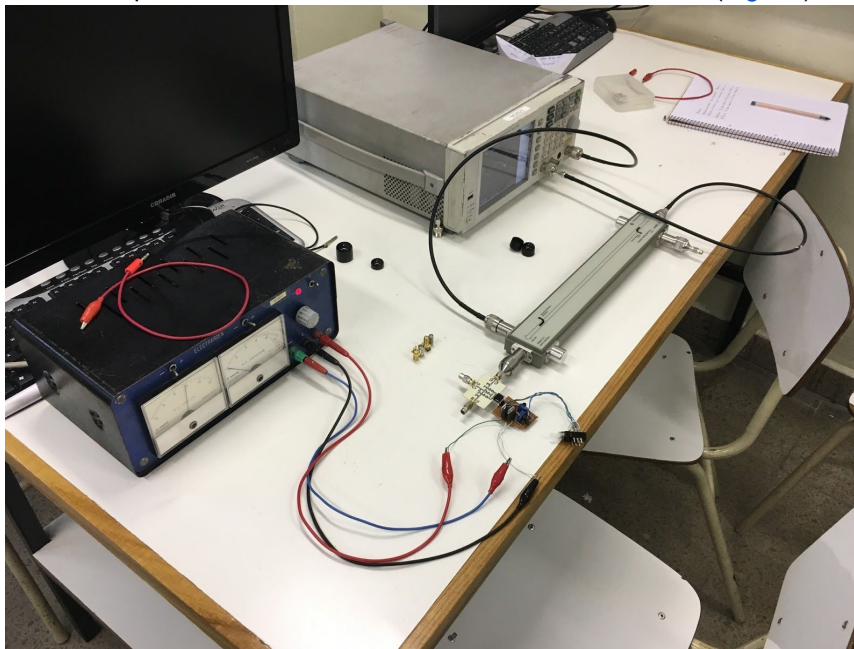


**Fig. 19:** Setup de la medición realizada con VNA.

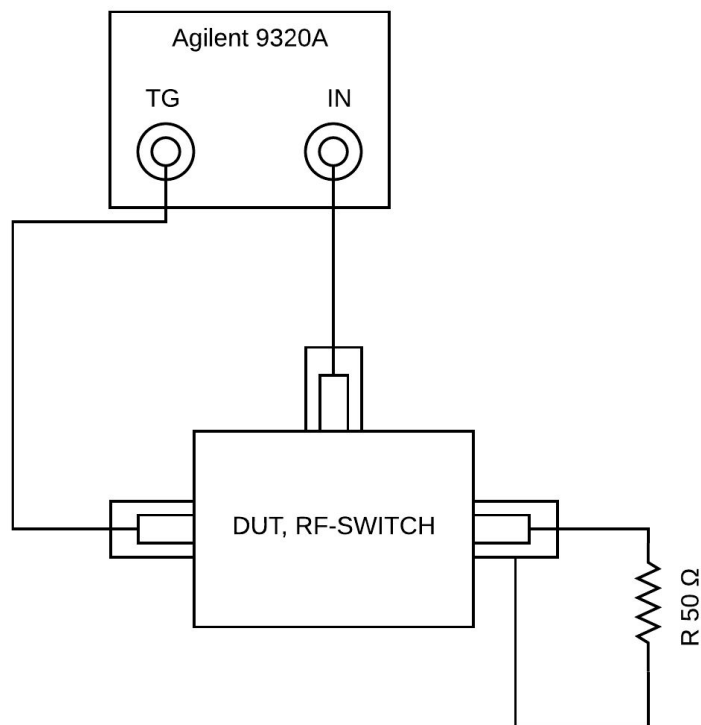


**Fig. 20:** Diagrama en bloques del setup medición con VNA.

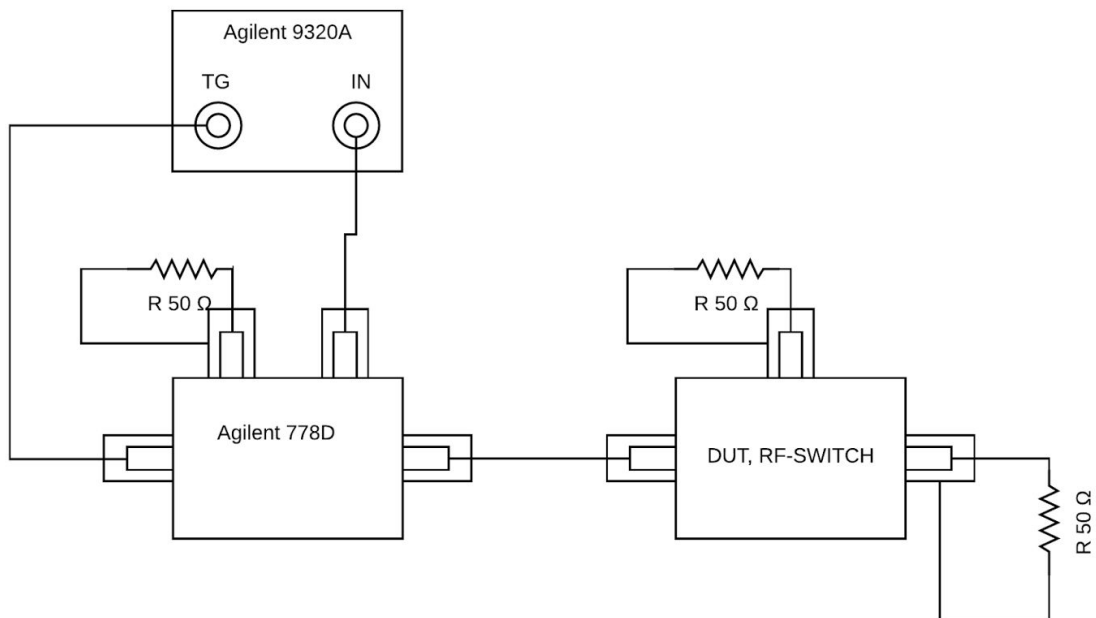
El segundo setup utilizado permite medir el módulo de los parámetros S del sistema (Fig. 21). Este consiste de un analizador de espectro (Agilent N9320A) y un acoplador direccional (Agilent 778D), utilizándose además el tracking generator del primero. El setup tiene dos configuraciones, según se miden parámetros de transmisión o de reflexión. En el primer caso (Fig. 22) se aplica señal con el tracking generator en el puerto de entrada del DUT y se mide en el puerto usado como salida. Para calibrar, se realiza primero un through y se normaliza la escala del AE respecto a esta medición. En el segundo caso (Fig. 23), se aplica señal con el tracking generator a la entrada acoplador direccional, la salida de este se conecta al puerto usado como entrada del DUT, y la salida que acopla la reflejada se conecta a la entrada AE. Para calibrar, se usa un cortocircuito y un circuito abierto conectados en el lugar del DUT, los cuales producen una reflexión total pero con fases contrarias. Las curvas medidas por el AE fueron exportadas en ambos casos, y se utiliza el promedio de ambas como curva de normalización (Fig. 24).



**Fig. 21:** Setup de medición con AE y acoplador direccional.

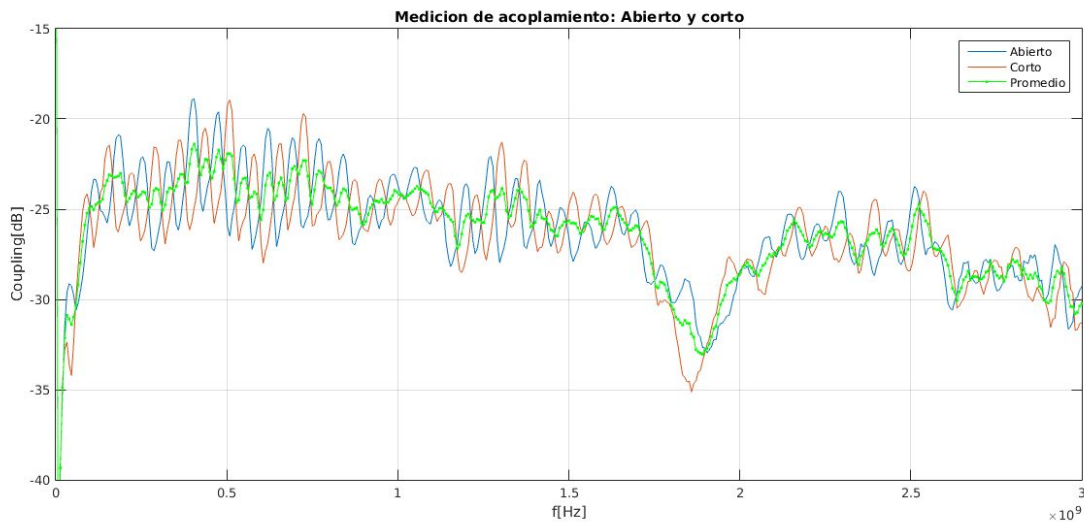


**Fig. 22:** Diagrama en bloques del setup de medición para medir parámetros de transmisión con AE.



**Fig. 23:** Diagrama en bloques del setup de medición para los parámetros reflexión con AE.



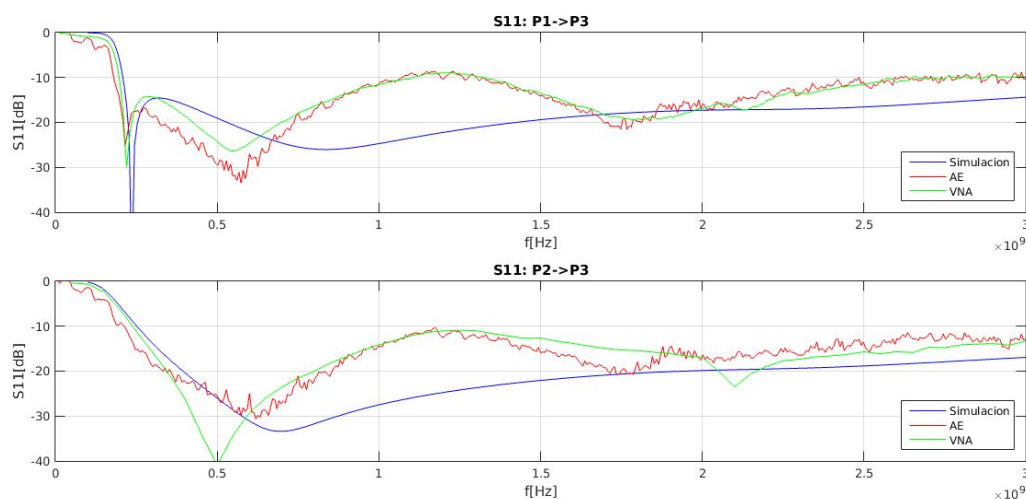


**Fig. 24:** Resultado de la medición del acoplamiento con cortocircuito y circuito abierto

### 3. RESULTADOS

En esta sección se presentan los gráficos más relevantes de los resultados de las mediciones realizadas junto con los de las simulaciones, para poder analizarlos y compararlos. Se omiten gráficos que aportan poca información adicional debido a la simetría del circuito, resultando en curvas similares.

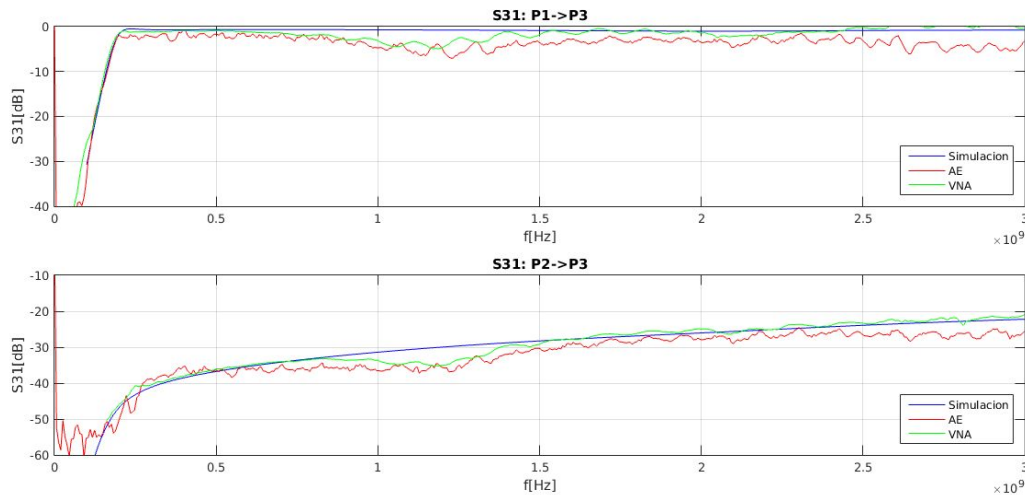
En la [Fig. 25](#) se muestra el parámetro de reflexión  $S_{11}$  para los estados “A” ( $P1 \rightarrow P3$ ) y “B” ( $P2 \rightarrow P3$ ). En este caso la medición con el VNA se obtuvo con una señal de entrada de 13 dBm. Se observa que para ambos casos, lo medido con el analizador de espectro y con el VNA es similar, y difiere tanto en valores como en morfología respecto a lo simulado. El peor caso dentro del rango de trabajo (300 MHz ~ 3 GHz) se encuentra en 1,2 GHz, donde el módulo de  $S_{11}$  está cerca de -10 dB, repitiéndose esta situación al acercarse a la frecuencia máxima de trabajo. Es útil aclarar que las mediciones de  $S_{22}$  para estos mismos estados dan resultados similares, algo esperable dada la simetría existente en el circuito.



**Fig. 25:**  $S_{11}$  simulado (azul), medido con VNA (verde) y medido con AE (rojo) para los estados “A” (arriba) y “B” (abajo).

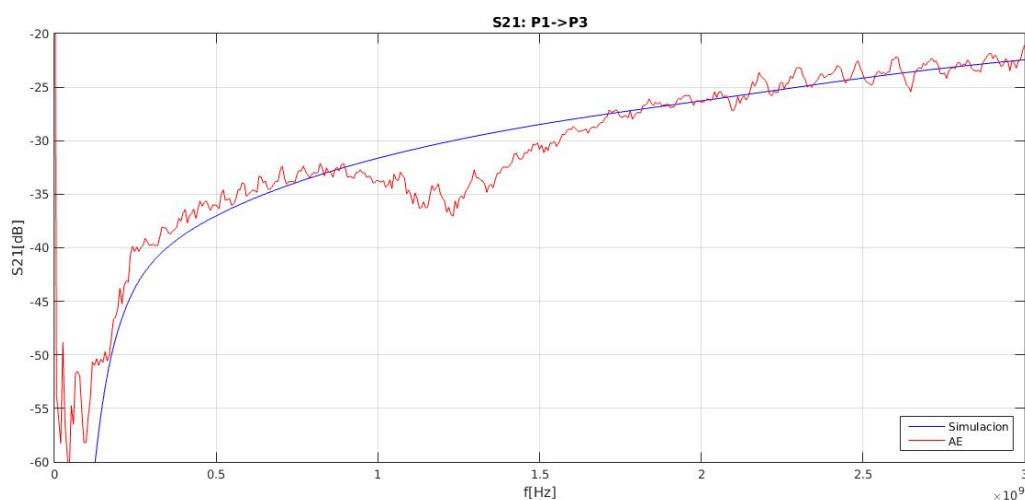
En la [Fig. 26](#) se muestra el parámetro  $S_{31}$ . En el estado “A”  $S_{31}$  es considerado un parámetro de transmisión, por lo que se busca que sea lo más cercano a 0 dB, es decir, que transmita el 100% de la señal. En el estado “B”, por el contrario, es un parámetro de aislación, por lo que se busca que no transmita. Se observa que el resultado de la medición con VNA en el estado “A” es muy parecido al simulado, excepto

por un valle que aparece entre 800 MHz y 1,4 GHz. En el estado “B” se observa que los resultados de las mediciones copian a los simulados, excepto por el valle que aparece nuevamente. La aislación cae (sube  $S_{31}$ ) al subir la frecuencia debido principalmente a la capacidad parásita del diodo PIN. Por ser recíproco, estos valores resultan similares a los de  $S_{13}$ . Además, por la simetría del circuito, también son parecidos a  $S_{32}$  y  $S_{23}$  (invirtiéndose entre sí los resultados de los estados “A” y “B”).



**Fig. 26:**  $S_{31}$  simulado (azul), medido con VNA (verde) y medido con AE (rojo) para los estados “A” (arriba) y “B” (abajo).

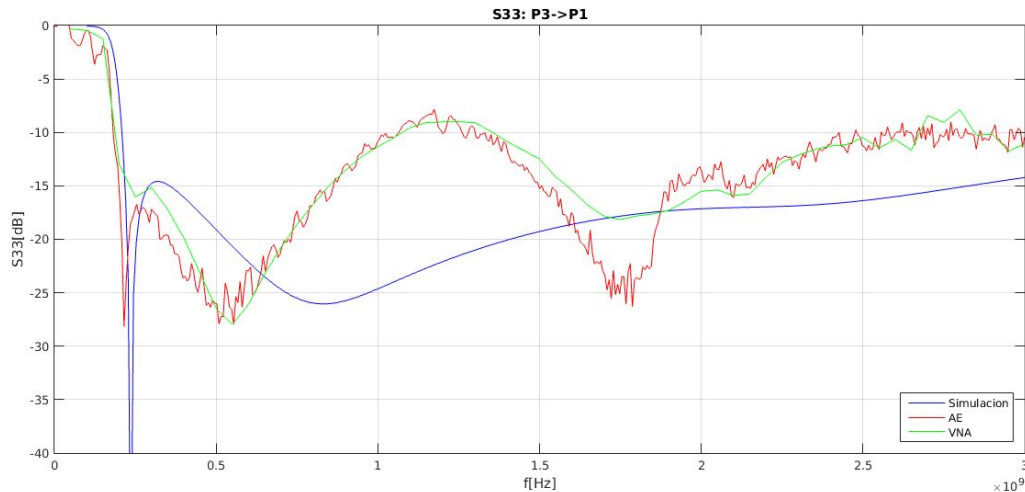
En la [Fig. 27](#) se muestra el parámetro  $S_{21}$  en estado “A”. De cualquier forma, no se hace gran distinción entre los estados “A” y “B” debido a que la conmutación entre puertos 1 y 2 sólo invierte el orden de los componentes, pero no varía el circuito de transmisión entre ambos puertos. Este es un parámetro conocido como *crosstalk*, y debe ser lo más bajo posible. Sólo fue medido con el analizador de espectro debido al rango dinámico limitado del VNA y a la baja potencia de entrada aplicada al sistema (0dBm). El resultado de la medición es una curva que copia a la simulada, excepto por el valle cerca de 1,2 GHz. Se respeta el carácter creciente con la frecuencia obtenido de la simulación. Los parámetros  $S_{12}$ (“A”),  $S_{21}$ (“B”) y  $S_{12}$ (“B”) dan resultados similares.



**Fig. 27:**  $S_{21}$  simulado (azul) y medido con AE (rojo), en estado “A”

En la [Fig. 28](#) se muestra el parámetro  $S_{33}$  en estado “A”. Al igual que con  $S_{21}$ , no hay diferencias notables entre el estado “A” y “B” para este parámetro. En este caso las mediciones arrojan resultados muy

distintos a la simulación. Esto se debe posiblemente a desadaptaciones que produce la placa que no fueron contempladas al simular.



**Fig. 28:**  $S_{33}$  simulado (azul), medido con VNA (verde) y medido con AE (rojo), en estado “A”

Como resumen, el switch diseñado tiene un rango de trabajo de 200 MHz a 3 GHz. Presenta un coeficiente de reflexión máximo aproximado de -10 dB en 1,2 GHz para todos los puertos. Debido a la desadaptación, la transmisión encuentra su mayor atenuación también en 1,2 GHz alcanzando un valor de -5 dB. En cuanto a crosstalk y aislación, los peores valores alcanzados fueron de aproximadamente -22 dB en 3 GHz.

#### 4. DISCUSIÓN

Las principales diferencias entre lo simulado y medido se deben a las desadaptaciones producidas por la placa. Estas no aparecen en las simulaciones porque sólo se contemplaron los componentes discretos utilizados.

La frecuencia de corte inferior actual está limitada por el filtro T y a los inductores del Bias-Tee. Esta misma puede disminuirse utilizando otras topologías o con la adición de más componentes de otras tecnologías que permitan alcanzar valores más convenientes limitando los efectos de la autoresonancia.

En cuanto a la aislación entre puertos, esta se ve perjudicada por los efectos capacitivos parásitos de los diodos pin. Estos efectos pueden ser reducidos colocando más de un diodo pin en serie con lo cual aumentaría la aislación pero empeoraría el insertion loss.

La frecuencia de corte superior no fue alcanzada durante las mediciones ya que no poseemos instrumental que lo permita. Teóricamente, la frecuencia de corte superior va a estar dada por la autoresonancia de las bobinas que se utilizaron, aunque los diodos pin permitan trabajar hasta 6 GHz.

#### 5. CONCLUSIONES

Durante el desarrollo de este trabajo, se diseñó, implementó y caracterizó un switch SPDT de RF disipativo. La principal especificación propuesta al comienzo fue que funcionara hasta 3 GHz.

Partiendo de esto y utilizando una topología a diodos pin, se realizó un switch que funciona entre 200 MHz y 3 GHz con una insertion loss máxima de 5 dB, un coeficiente de reflexión máximo de -10 dB y aislación entre los puertos de 22 dB.

Si los resultados obtenidos son comparados con la simulación, se perciben grandes diferencias debido a que la modelización fue de parámetros concentrados, no incluyendo los efectos del diseño de la placa. Se encontró en 1,2 GHz la mayor disparidad respecto a las simulaciones.

La realización de este proyecto nos hizo ver grandes problemas que aparecen a la hora de realizar un circuito en RF. El diseño de la placa y la elección de la tecnología de los componentes a utilizar no son tareas sencillas. La existencia de herramientas de simulación y cálculo para RF facilita mucho el diseño de los sistemas.

A pesar de las diferencias con las simulaciones, se puede decir que el switch cumplió con lo esperado desde el punto de vista del diseño, ya que funcionó correctamente en el ancho de banda buscado. Algunas mejoras posibles para el mismo pueden ser bajar la frecuencia de corte inferior y mejorar la aislación entre puertos.

## AGRADECIMIENTOS

Agradecemos a Alejandro Almela y Carlos Varela de ITEDA por haber realizado la fabricación del PCB en su laboratorio, otorgándole una calidad muy superior a la que se podría haber conseguido por métodos caseros.

También al cuerpo docente de la materia presente en el RFlab de la UTN-FRBA, por su constante seguimiento del trabajo y por su buena predisposición para orientarnos al realizar las mediciones, además de haber provisto un componente que no se conseguía en el mercado local.

## 6. REFERENCIAS

- [1] P. Bacon, D. Fischer, R. Lourens, "Overview of RF Switch Technology and Applications", [http://www.mwjjournal-digital.com/mwjjournal/201407?sub\\_id=j0GeXPfOndep&u1=5356C4948023B0Y&folio=76&pg=76#pg76](http://www.mwjjournal-digital.com/mwjjournal/201407?sub_id=j0GeXPfOndep&u1=5356C4948023B0Y&folio=76&pg=76#pg76), consultado el 11/12/2016.
- [2] Agilent®, AN922 "Applications of PIN Diodes", Noviembre 1999, <http://literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-8666E.pdf>, consultado el 16/12/2016.
- [3] Infineon®, BAR 64-02V datasheet, [http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BAR64series-DS-v01\\_02-EN.pdf?fileId=5546d4625607bd130156121f289c38b5](http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BAR64series-DS-v01_02-EN.pdf?fileId=5546d4625607bd130156121f289c38b5), consultado el 11/12/2016
- [4] G. W. Johnson, "Wideband Bias Tee", [http://wb9jps.com/Gary\\_Johnson/Bias\\_Tee\\_files/Bias\\_Tee\\_Design\\_V2R.pdf](http://wb9jps.com/Gary_Johnson/Bias_Tee_files/Bias_Tee_Design_V2R.pdf), consultado el 11/12/2016.
- [5] Murata®, part number LQW18ANR47J00D, "Chip Inductor datasheet", <http://www.mouser.com/ds/2/281/o05e-522697.pdf>, pág. 203, consultado el 11/12/2016.
- [6] Roger corporation®, RO4350B™ laminate, "RO4000series® datasheet", <https://www.rogerscorp.com/documents/726/acs/RO4000-LaminatesData-sheet.pdf>, consultado el 11/12/2016.
- [7] RS Pro®, part number R19-070-01-0032210LL datasheet, <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/1510/0900766b81510765.pdf>, consultado el 11/12/2016.
- [8] Tyco Electronics®, part number 36501J22NJTDG, "Chip inductor series 3650 datasheet" <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/0660/0900766b80660964.pdf>, pág. 2, consultado el 11/12/2016.
- [9] Kemet®, part number C0603C100J5GACTU, "Surface Mount Ceramic Chip Capacitors", <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/1515/0900766b8151507f.pdf>
- [10] A. Henze, G. Monasterios, 1 GHz Automatic 2-Port Vector Network Analyzer Using Common Laboratory Instruments, [https://www.researchgate.net/publication/263306917\\_1\\_GHz\\_Automatic\\_2-Port\\_Vector\\_Network\\_Analyzer\\_Using\\_Common\\_Laboratory\\_Instruments](https://www.researchgate.net/publication/263306917_1_GHz_Automatic_2-Port_Vector_Network_Analyzer_Using_Common_Laboratory_Instruments)

## 7. ANEXOS

### Tablas con resultados de las mediciones

Los módulos de los parámetros se encuentran expresados en dB, sus respectivas fases en grados y la frecuencia en MHz.

Señal incidente en puerto 1 - Estado "A"

Freq	VNA						AE			Sim		
	S11	Fase S11	S21	Fase S21	S31	Fase S31	S11	S21	S31	S11	S21	S31
50	-0.02	-8.11	N O M E D I D O		-Inf	0.00	-1.35	-56.05	-55.59	0.00	-101.31	-101.30
100	-0.49	-40.72			-Inf	0.00	-1.40	-55.27	-55.36	-0.21	-68.21	-68.16
150	-0.80	-70.84			-Inf	0.00	-4.03	-48.55	-53.94	-1.83	-54.36	-54.25
200	-1.25	-119.33			-Inf	0.00	-9.22	-43.39	-49.53	-5.60	-47.35	-46.77
250	-6.98	154.69			-46.99	-69.16	-15.26	-41.79	-47.42	-9.89	-43.67	-43.20
300	-16.25	-120.39			-40.71	-141.14	-18.96	-38.80	-38.68	-13.81	-41.45	-41.10
350	-14.78	-162.19			-39.57	171.87	-19.59	-38.70	-38.46	-17.27	-39.93	-39.63
450	-18.02	171.66			-38.15	144.48	-23.31	-36.36	-36.16	-23.28	-37.83	-37.56
500	-23.07	160.21			-36.53	118.95	-25.80	-35.68	-36.40	-25.99	-37.02	-36.77
600	-25.88	-173.28			-35.41	94.09	-24.93	-35.29	-36.05	-31.10	-35.61	-35.37
700	-21.22	-147.84			-34.28	73.01	-27.30	-32.80	-35.16	-33.43	-34.43	-34.18
800	-16.74	-161.01			-33.51	49.33	-21.69	-32.95	-35.72	-31.80	-33.41	-33.16
950	-13.03	174.81			-33.60	28.21	-15.02	-33.25	-35.56	-28.36	-32.02	-31.78
1100	-10.68	146.95			-34.90	17.01	-11.82	-35.59	-36.45	-26.00	-30.90	-30.66
1250	-9.01	105.03			-34.76	50.95	-11.36	-35.33	-34.96	-24.17	-29.87	-29.64
1400	-11.32	61.52			-29.67	15.26	-13.35	-31.96	-31.96	-22.79	-28.99	-28.75
1600	-16.01	42.23			-27.80	-19.26	-16.81	-29.20	-29.34	-21.42	-28.00	-27.76
1850	-19.37	59.86			-25.75	-34.54	-18.40	-26.85	-27.57	-20.28	-26.92	-26.68
2100	-15.86	65.42			-26.14	-68.22	-17.08	-27.10	-28.96	-19.67	-25.83	-25.59
2350	-13.29	62.97			-24.13	-92.19	-14.81	-25.05	-26.47	-19.26	-24.79	-24.55
2650	-9.93	28.90			-22.61	-118.62	-12.66	-25.31	-28.35	-18.32	-23.59	-23.35
3000	-9.93	-9.35			-20.87	-142.61	-12.85	-21.46	-25.50	-16.94	-22.44	-22.21

**Tabla 3:** Señal incidente en puerto 1 - Estado "A".

*Señal incidente en puerto 1 - Estado "B"*

Freq	VNA						AE			Sim		
	S11	Fase S11	S21	Fase S21	S31	Fase S31	S11	S21	S31	S11	S21	S31
50	-0.11	-8.07	N O M E D I D O		-58.56	-5.64	-1.65	-54.73	-49.74	0.00	-101.31	-64.09
100	-0.43	-41.83			-46.25	-15.10	-1.12	-58.16	-34.72	-0.06	-68.21	-30.76
150	-0.79	-70.95			-28.49	72.32	-2.81	-50.72	-13.54	-0.35	-54.36	-13.21
200	-1.30	-119.20			-15.24	-12.51	-16.65	-43.76	-1.92	-6.85	-47.35	-1.61
250	-7.50	154.54			-2.24	-134.84	-17.56	-40.37	-2.06	-21.38	-43.67	-0.55
300	-15.19	-131.78			-1.17	148.77	-18.91	-39.72	-2.22	-14.73	-41.45	-0.70
350	-13.15	-162.11			-1.08	100.97	-21.16	-38.62	-2.66	-14.88	-39.93	-0.72
450	-19.56	160.70			-0.93	66.79	-24.54	-35.62	-1.56	-17.53	-37.83	-0.69
500	-20.16	112.15			-0.93	34.93	-29.47	-36.06	-1.69	-19.04	-37.02	-0.68
600	-25.89	149.38			-1.06	7.26	-26.99	-35.01	-2.15	-22.06	-35.61	-0.67
700	-17.85	-122.41			-1.41	-15.27	-23.29	-32.77	-1.73	-24.58	-34.43	-0.67
800	-13.11	-139.32			-2.02	-37.43	-16.98	-32.95	-2.64	-25.93	-33.41	-0.68
950	-10.83	-169.87			-2.92	-56.34	-11.83	-33.01	-3.45	-25.29	-32.02	-0.70
1100	-9.60	156.48			-4.48	-70.31	-8.91	-35.11	-5.54	-23.46	-30.90	-0.73
1250	-8.01	112.68			-3.85	-66.00	-9.51	-35.35	-5.90	-21.63	-29.87	-0.78
1400	-8.13	58.38			-1.18	-93.23	-12.09	-32.47	-3.87	-20.17	-28.99	-0.83
1600	-16.69	20.72			-1.58	-126.75	-16.24	-28.98	-2.87	-18.72	-28.00	-0.90
1850	-15.69	-8.66			-0.60	-151.53	-19.05	-26.72	-2.77	-17.61	-26.92	-0.99
2100	-15.18	70.67			-2.04	179.03	-15.21	-27.18	-4.60	-17.18	-25.83	-1.01
2350	-9.06	69.52			-1.23	156.58	-12.01	-24.71	-3.57	-16.95	-24.79	-0.94
2650	-6.13	13.34			0.66	114.41	-10.15	-25.45	-6.06	-16.00	-23.59	-0.83
3000	-12.78	-18.15			-0.32	73.88	-10.21	-21.08	-3.21	-14.39	-22.44	-0.79

**Tabla 4:** Señal incidente en puerto 1 - Estado "B".

*Señal incidente en puerto 2 - Estado "A"*

	VNA						AE			Sim		
Freq	S22	Fase S22	S12	Fase S12	S32	Fase S32	S22	S12	S32	S22	S12	S32
50	-0.35	-39.47	N O  M E D I D O		-Inf	0.00	N O  M E D I D O	-54.65	-48.14	0.00	-101.3	-64.09
100	-0.55	-78.08			-30.88	0.59		-56.67	-32.19	-0.06	-68.21	-30.76
150	-1.38	-134.59			-11.85	-1.01		-49.04	-10.46	-0.35	-54.36	-13.21
200	-13.14	117.31			-1.67	-2.87		-43.36	-0.65	-6.85	-47.35	-1.61
250	-16.32	-109.60			-1.18	2.27		-40.93	-0.86	-21.38	-43.67	-0.55
300	-13.47	-137.80			-1.31	1.56		-39.98	-1.01	-14.73	-41.45	-0.70
350	-15.09	176.89			-1.21	1.08		-38.87	-1.39	-14.88	-39.93	-0.72
450	-17.87	132.88			-1.17	0.32		-36.22	-0.46	-17.53	-37.83	-0.69
500	-28.94	59.80			-0.98	0.03		-36.26	-1.12	-19.04	-37.02	-0.68
600	-26.16	-26.05			-1.30	-0.54		-35.37	-1.81	-22.06	-35.61	-0.67
700	-22.47	-136.97			-1.57	-0.98		-32.8	-1.13	-24.58	-34.43	-0.67
800	-13.18	-159.36			-1.95	-1.32		-32.76	-2.06	-25.93	-33.41	-0.68
950	-10.49	165.62			-2.44	-1.83		-33.18	-3.02	-25.29	-32.02	-0.70
1100	-9.07	138.81			-3.50	-2.32		-35.62	-5.32	-23.46	-30.90	-0.73
1250	-8.12	109.04			-4.05	-2.55		-36.23	-5.82	-21.63	-29.87	-0.78
1400	-10.76	76.25			-2.89	-2.82		-32.18	-3.60	-20.17	-28.99	-0.83
1600	-13.14	97.44			-1.64	2.82		-29.26	-2.60	-18.72	-28.00	-0.90
1850	-9.81	129.43			-0.97	2.22		-27.02	-2.40	-17.61	-26.92	-0.99
2100	-12.02	113.21			-2.39	1.45		-27.51	-4.36	-17.18	-25.83	-1.01
2350	-16.98	127.36			-0.43	0.56		-24.94	-3.38	-16.95	-24.79	-0.94
2650	-8.72	120.33			-0.31	-0.19		-25.42	-5.79	-16.00	-23.59	-0.83
3000	-11.25	22.43			-0.99	-1.32		-21.6	-2.53	-14.39	-22.44	-0.79

**Tabla 5:** Señal incidente en puerto 2 - Estado "A". S22 no fue medido con AE debido a un error humano al realizar la medición.

*Señal incidente en puerto 2 - Estado "B"*

	VNA						AE			Sim		
Freq	S22	Fase S22	S12	Fase S12	S32	Fase S32	S22	S12	S32	S22	S12	S32
50	-0.40	-39.86	N O  M E D I D O				N O  M E D I D O	-56.88	-56.59	0.00	-101.3	-101.3
100	-0.74	-78.19						-56.58	-55.79	-0.21	-68.21	-68.16
150	-2.79	-125.15						-51.14	-48.66	-1.83	-54.36	-54.25
200	-7.17	-167.48						-44.99	-43.89	-5.60	-47.35	-46.77
250	-12.78	161.48						-40.9	-40.55	-9.89	-43.67	-43.20
300	-18.07	140.37						-39.16	-38.99	-13.81	-41.45	-41.10
350	-23.90	121.60						-38.78	-39.12	-17.27	-39.93	-39.63
450	-45.88	-81.16						-36.62	-36.45	-23.28	-37.83	-37.56
500	-39.83	-97.16						-35.73	-35.87	-25.99	-37.02	-36.77
600	-27.87	-119.76						-34.33	-34.93	-31.10	-35.61	-35.37
700	-23.30	-137.58						-32.27	-32.66	-33.43	-34.43	-34.18
800	-19.76	-153.22						-32.84	-33.22	-31.80	-33.41	-33.16
950	-15.04	-173.76						-32.91	-33.12	-28.36	-32.02	-31.78
1100	-11.64	161.59						-35.38	-35.19	-26.00	-30.90	-30.66
1250	-10.34	129.88						-35.52	-35.33	-24.17	-29.87	-29.64
1400	-11.38	109.54						-32.15	-31.55	-22.79	-28.99	-28.75
1600	-12.92	100.03						-28.77	-28.44	-21.42	-28.00	-27.76
1850	-14.19	105.84						-26.39	-26.85	-20.28	-26.92	-26.68
2100	-18.57	104.26						-26.89	-28.47	-19.67	-25.83	-25.59
2350	-14.65	126.37						-24.94	-26.36	-19.26	-24.79	-24.55
2650	-14.18	128.53						-25.45	-27.46	-18.32	-23.59	-23.35
3000	-12.35	106.06						-21.95	-24.04	-16.94	-22.44	-22.21

**Tabla 6:** Señal incidente en puerto 2 - Estado "B". S22 no fue medido con AE debido a un error humano al realizar la medición.



*Señal incidente en puerto 3 - Estado "A"*

Freq	VNA						AE			Sim		
	S33	Fase S33	S13	Fase S13	S23	Fase S23	S33	S13	S23	S33	S13	S23
50	-0.32	-38.61	N O M E D I D O		-Inf	0.00	-1.30	-53.82	-47.68	0.00	-101.3	-64.09
100	-0.46	-76.95			-31.37	0.84	-0.45	-57.64	-32.55	-0.06	-68.16	-30.76
150	-1.25	-130.59			-11.80	-1.01	-1.97	-50.9	-11.28	-0.35	-54.25	-13.21
200	-12.96	151.22			-1.74	-2.88	-17.50	-43.39	-1.13	-6.85	-46.77	-1.61
250	-16.05	-131.99			-1.13	2.25	-16.42	-40.8	-1.31	-21.38	-43.20	-0.55
300	-15.14	-156.32			-1.34	1.57	-18.60	-40.06	-1.61	-14.73	-41.10	-0.70
350	-17.20	-175.97			-1.19	1.10	-20.39	-38.59	-1.95	-14.88	-39.63	-0.72
450	-23.15	165.48			-1.11	0.32	-26.43	-36.39	-1.00	-17.53	-37.56	-0.69
500	-26.46	175.21			-1.01	0.03	-30.84	-35.98	-1.47	-19.04	-36.77	-0.68
600	-26.09	-141.75			-1.42	-0.52	-23.21	-35.69	-2.00	-22.06	-35.37	-0.67
700	-20.78	-135.92			-1.51	-0.95	-20.76	-33.48	-1.45	-24.58	-34.18	-0.67
800	-16.74	-149.77			-1.88	-1.32	-15.61	-32.76	-2.42	-25.93	-33.16	-0.68
950	-12.26	-173.34			-2.39	-1.83	-11.67	-33.78	-3.39	-25.29	-31.78	-0.70
1100	-9.54	158.23			-3.52	-2.32	-9.06	-35.05	-5.54	-23.46	-30.66	-0.73
1250	-9.00	123.42			-4.15	-2.51	-9.75	-34.38	-5.98	-21.63	-29.64	-0.78
1400	-10.88	95.71			-3.08	-2.80	-12.61	-31.19	-3.71	-20.17	-28.75	-0.83
1600	-15.39	84.46			-1.72	2.83	-18.55	-28.74	-2.66	-18.72	-27.76	-0.90
1850	-17.63	120.28			-1.02	2.26	-19.43	-27.22	-2.51	-17.61	-26.68	-0.99
2100	-15.91	120.62			-2.61	1.47	-15.21	-28.96	-4.47	-17.18	-25.59	-1.01
2350	-11.60	125.40			-1.06	0.60	-12.14	-26.45	-3.72	-16.95	-24.55	-0.94
2650	-11.66	113.27			-1.67	-0.06	-9.15	-27.57	-5.95	-16.00	-23.35	-0.83
3000	-11.07	62.48			-0.63	-1.29	-10.11	-23.68	-2.35	-14.39	-22.21	-0.79

**Tabla 7:** Señal incidente en puerto 3 - Estado "A".

*Señal incidente en puerto 3 - Estado "B"*

Freq	VNA						AE			Sim		
	S33	Fase S33	S13	Fase S13	S23	Fase S23	S33	S13	S23	S33	S13	S23
50	-0.29	-39.26	-Inf	0.00	N O M E D I D O		-1.19	-50.03	-55.82	0.00	-64.09	-101.30
100	-0.47	-77.52	-31.21	0.82			-0.48	-32.69	-59.22	-0.06	-30.76	-68.16
150	-1.20	-130.35	-12.52	-0.99			-1.85	-11.25	-50.47	-0.35	-13.21	-54.25
200	-11.75	138.56	-1.85	-2.79			-16.44	-0.81	-44.67	-6.85	-1.61	-46.77
250	-16.69	-116.49	-1.21	2.31			-17.36	-1.02	-40.48	-21.38	-0.55	-43.20
300	-14.68	-147.93	-1.41	1.62			-17.16	-1.14	-40.33	-14.73	-0.70	-41.10
350	-16.39	-170.56	-1.20	1.14			-19.64	-1.45	-39.92	-14.88	-0.72	-39.63
450	-21.55	162.93	-1.16	0.37			-23.95	-0.46	-36.65	-17.53	-0.69	-37.56
500	-24.91	161.41	-0.98	0.07			-26.05	-1.28	-36.74	-19.04	-0.68	-36.77
600	-27.74	-158.43	-1.36	-0.47			-22.96	-1.84	-35.42	-22.06	-0.67	-35.37
700	-22.29	-139.72	-1.52	-0.91			-21.37	-1.22	-33.32	-24.58	-0.67	-34.18
800	-17.38	-148.75	-1.83	-1.28			-16.70	-1.97	-33.38	-25.93	-0.68	-33.16
950	-12.37	-171.70	-2.47	-1.77			-11.91	-3.05	-33.56	-25.29	-0.70	-31.78
1100	-9.41	160.34	-3.56	-2.23			-8.97	-5.24	-35.19	-23.46	-0.73	-30.66
1250	-8.37	125.27	-4.11	-2.42			-9.40	-5.93	-35.41	-21.63	-0.78	-29.64
1400	-10.03	97.49	-2.86	-2.76			-11.88	-3.78	-30.85	-20.17	-0.83	-28.75
1600	-13.91	91.13	-1.57	2.90			-17.51	-2.63	-28.56	-18.72	-0.90	-27.76
1850	-16.24	116.33	-1.00	2.29			-20.02	-2.53	-26.63	-17.61	-0.99	-26.68
2100	-14.45	118.89	-2.47	1.59			-16.09	-4.55	-28.36	-17.18	-1.01	-25.59
2350	-11.55	124.39	-0.95	0.72			-11.98	-3.36	-26.50	-16.95	-0.94	-24.55
2650	-12.11	118.15	-1.52	0.01			-9.99	-5.73	-27.54	-16.00	-0.83	-23.35
3000	-12.46	68.57	-0.24	-1.10			-10.40	-2.61	-23.79	-14.39	-0.79	-22.21

**Tabla 8:** Señal incidente en puerto 3 - Estado "B".