



UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA
FACULTAD DE INGENIERÍA



Diseño y Test de Circuitos de Radiofrecuencia basados en Diodos SRD

MEMORIA DE PROYECTO PRESENTADA A LA FACULTAD DE
INGENIERÍA DE LA UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA POR

Juan Andrés Pons & Andrés Bologna

EN CUMPLIMIENTO PARCIAL DE LOS REQUERIMIENTOS
PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA.

TUTORES

Fernando Silveira Universidad de la República
Leonardo Barboni..... Universidad de la República

TRIBUNAL

Linder Reyes..... Universidad de la República
Juan Pechiar..... Universidad de la República
Fernando Silveira Universidad de la República
Leonardo Barboni..... Universidad de la República

Montevideo
26/07/2018

Diseño y Test de Circuitos de Radiofrecuencia basados en Diodos SRD, Juan
Andrés Pons & Andrés Bologna.

Esta tesis fue preparada en L^AT_EX usando la clase iietesis (v1.1).
Contiene un total de 271 páginas.
Compilada el jueves 12 julio, 2018.
<http://iie.fing.edu.uy/>

“Equipado con sus cinco sentidos, el Hombre explora el Universo que lo rodea y a sus aventuras las llama Ciencia.”

EDWIN POWELL HUBBLE

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Agradecimientos

A lo largo de este proyecto han sido varios los que nos han dado una mano de distintas formas, ya sea del punto de vista técnico o anímico, grande o pequeña, crucial o no, cualquiera de estas contribuciones nos han permitido subir cada peldaño de la gran escalera que culmina con la satisfacción de cumplir con las metas definidas al comienzo de este proyecto.

Para ellos va el agradecimiento.

En particular para nuestros tutores Fernando y Leonardo.

Para la familia y amigos.

Para los profesores Gonzalo Guiterrez, Fransisco Veirano, Linder Reyes, Conrado Rossi, Guillermo Airaldi y Thomas Lee.

Para los estudiantes de doctorado Germán Fierro y Sebastián Pazos.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

A Adriana Vuolo, Juan Lorenzo Pons y Andrea Amorena

*A Adriana Perri, Gabriel Bologna, Gastón Bologna
Santiago Medina, Federico Romano y Matías Bermudez*

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Resumen

El objetivo principal del proyecto es evaluar la viabilidad de utilizar diodos SRD¹ en un circuito integrado y a su vez trabajar en radiofrecuencia (RF). Desde que los diodos SRD se han comercializado han resultado muy útiles para numerosas aplicaciones como la multiplicación de frecuencia, generación de espectros en forma de “comb”, wave-sharpening, wave-forming entre otras. En todas estas aplicaciones los SRD se usan como interruptores de carga controlada, por su capacidad para almacenar carga y cambiar los niveles de impedancia muy rápidamente. Sin embargo, todas estas aplicaciones se han realizado en circuitos con componentes discretos.

En este trabajo se diseñaron e implementaron tres circuitos multiplicadores de frecuencia utilizando componentes pasivos. Los circuitos están compuestos por una etapa con diodos SRD donde se generan armónicos de la entrada y luego una de filtrado para conservar la componente deseada y filtrar el resto de la señal. Dos de los multiplicadores utilizan diodos discretos y se diferencian según la implementación de la etapa de filtrado, una discreta y otra distribuida, mientras que el tercero es un circuito integrado.

El objetivo principal de los circuitos era transformar una senoide de 200 MHz a una de 1 GHz, es decir, multiplicando su frecuencia por 5. En los casos discretos y distribuidos se obtuvieron los resultados esperados. En el caso del circuito integrado no se realizaron medidas debido al atraso de la llegada del chip. Sin embargo, se realizaron simulaciones con resultados satisfactorios.

El contenido de este trabajo también trata sobre el modelado del SRD, el estudio de diferentes topologías de circuitos con SRD, la exposición de distintos enfoques para el diseño de filtros en RF y consideraciones a tener en cuenta en sus implementaciones.

¹Del inglés Step Recovery Diode

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Tabla de contenidos

Agradecimientos	III
Resumen	VII
Capítulo 1 Fundamentos Teóricos	1
1.1 Características de la juntura de un diodo	1
1.1.1 Juntura pn a circuito abierto	2
1.1.2 Juntura pn en circuito cerrado	2
1.1.3 Corriente en un diodo	4
1.1.4 Característica voltamperimétrica	6
1.1.5 Resistencia del diodo	7
1.1.6 Zona de transición y capacidad C_T	7
1.1.7 Descripción del control de carga de un diodo	9
1.1.8 Capacidad de difusión	10
1.1.9 Tiempo de conmutación de la juntura del diodo	11
1.2 Diodos SRD	14
1.2.1 Características dinámicas ideales	14
1.2.2 Características dinámicas reales	17
1.3 Aplicaciones con diodos SRD	19
1.3.1 Diseño de circuitos de pulsos usando SRD	19
1.4 Filtros	24
1.4.1 Microstrips acoplados	24
1.4.2 Referencias	28
Capítulo 2 Análisis del funcionamiento del circuito y diseño	29
2.1 Especificaciones	29
2.2 Diseño y simulaciones	30
2.2.1 Evolución de la topología de la primera etapa	31
2.2.2 Topología final	49
Capítulo 3 Circuito discreto	55
3.1 Resumen	56
3.2 Filtro pasa banda	56
3.2.1 Primer diseño	58
3.2.2 Segundo diseño	75
3.2.3 Extraído del layout usando QUCS	87

Tabla de contenidos

3.2.4	Simulaciones del circuito completo	103
3.3	Resultados	104
3.3.1	Implementación	105
3.3.2	Diodos en anti-paralelo	106
3.3.3	Filtros discretos	110
3.3.4	Circuito completo	116
3.4	Referencias	122
Capítulo 4	Circuito discreto con filtro distribuido	123
4.1	Introducción	123
4.2	Diseño del filtro distribuido	124
4.2.1	Filtro de stubs cortocircuitados	126
4.2.2	Filtro de microstrips acoplados	133
4.3	Circuito completo	146
4.3.1	Simulaciones	146
4.3.2	Layout	153
4.3.3	Simulaciones posteriores	154
4.4	Mediciones realizadas y resultados obtenidos	158
4.4.1	Filtro	159
4.4.2	Filtro con diodos	162
4.4.3	Modificaciones en el filtro	165
4.4.4	Comparación de resultados entre los diseños implementados	168
4.5	Análisis final y conclusiones	169
4.6	Referencias	169
Capítulo 5	Circuito integrado	171
5.1	Resumen	171
5.2	Diseño y simulaciones	172
5.2.1	Diodos SRD	173
5.2.2	Diseño de la etapa de los diodos SRD	174
5.2.3	Filtro pasabanda	174
5.2.4	Circuito completo ideal	179
5.2.5	Layout	185
5.2.6	Mediciones	192
5.2.7	Referencias	192
Capítulo A	Modelado de los diodos havar	193
A.0.1	Referencias	200
Capítulo B	Desarrollos matemáticos	201
B.1	Desarrollos del capítulo 2	201
B.2	Desarrollos del capítulo 3	203
B.3	Desarrollos del capítulo 4	207
B.3.1	Ecuación 4.5	208
B.3.2	Ecuación 4.8	209
B.4	Desarrollos del capítulo 5	209

B.4.1	Deducción del circuito equivalente al filtro integrado a baja frecuencia	210
Capítulo C	Esquemáticos	213
C.1	Esquemáticos del capítulo 4	213
C.1.1	SMA	214
C.1.2	Esquemáticos con parásitos modelados en detalle	216
C.1.3	Modelado de los cables	219
C.1.4	Referencias	219
Capítulo D	Uso de vias para la conexión a tierra	221
D.1	Conexiones a tierra	221
D.1.1	Referencias	231
Capítulo E	Discontinuidades del Microstrip	233
E.0.1	Referencias	236
Capítulo F	Resumen sobre semiconductores	237
F.1	Resumen sobre semiconductores	237
F.1.1	Propiedades de un semiconductor	238
F.1.2	Ley de acción de masas	239
F.1.3	Densidad de cargas en un semiconductor	239
F.1.4	Propiedades eléctricas de los semiconductores	240
F.1.5	Generación y recombinación de cargas	240
F.1.6	Difusión	241
F.1.7	Ecuación de continuidad	242
F.1.8	Inyección de portadores minoritarios	242
F.1.9	Referencias	243
Índice de tablas	Índice de figuras	247

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 1

Fundamentos Teóricos

1.1 Características de la juntura de un diodo

1.1.1. Juntura pn a circuito abierto

Fundamentos previos sobre semiconductores

En el apéndice F se encuentra un resumen sobre semiconductores que puede ayudar a seguir la lectura de aquí en adelante.

Consideremos un material tipo p unido con un tipo n como se observa en la figura 1.1a. En torno a la juntura existe una zona donde no hay casi cargas libres quedando descubiertas las cargas "fijas" o "espaciales". Esto sucede porque al momento de unir ambos materiales, los huecos del material p difunden hacia el material n y los electrones del material n hacen lo mismo pero hacia el material p. Estos huecos y electrones no sobreviven mucho tiempo ya que se recombinan entre ellos, desapareciendo. Sin embargo, esto no sucede por siempre ya las cargas que quedan al descubierto producen un campo eléctrico hacia la izquierda, frenando a las cargas que por difusión seguirían moviéndose, como al comienzo. Por lo tanto, en un cierto momento se produce un equilibrio entre la difusión y el arrastre del campo eléctrico en esta región. Dicha región se llama región de deplexión, de carga espacial o de transición.

En la figura 1.1b se grafica como sería aproximadamente la distribución de carga espacial. Recordando la ecuación de Poisson $\frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{\rho}{\epsilon}$ es fácil ver que integrando una vez se obtiene el campo eléctrico (figura 1.1c) e integrando dos veces se obtiene el potencial electrostático (figura 1.1d), cuyo valor se calcula con la ecuación:

$$V_o = V_T \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) \quad (1.1)$$

1.1.2. Juntura pn en circuito cerrado

Consideremos el caso en que se conecta una fuente de voltaje en paralelo con el diodo como se aprecia en la figura 1.2a. Esta fuente externa de voltaje V provoca que la tensión en la unión pn sea aproximadamente $V_o + V$, siempre y cuando despreciemos la caída de tensión en los sustratos de los materiales p y n y consideremos que los contactos metálicos son óhmicos (se comportan como una resistencia R).

1.1.2.1. Juntura en directo

Si suponemos que $V < 0$ entonces el potencial en la unión se reduce, provocando que la corriente de difusión no pueda ser contrarrestada en su totalidad por la de arrastre, la cual surge del campo eléctrico existente por las cargas espaciales.

1.1. Características de la juntura de un diodo

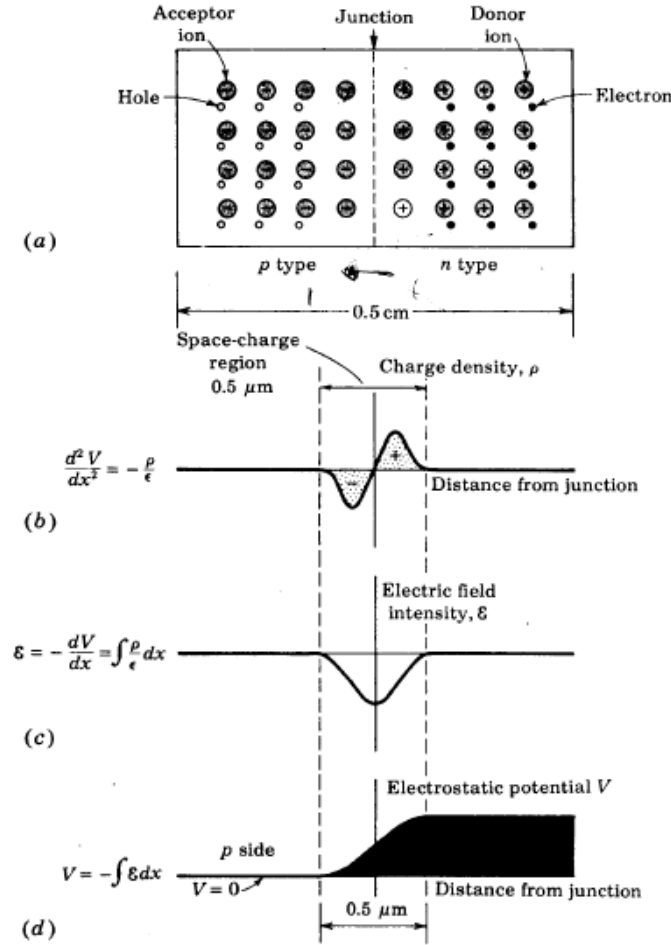


Figura 1.1: a) Juntura pn. b) Distribución de carga espacial. c) Campo eléctrico. d) Potencial. (Figura 3-1 sec. 3.1 del Millman)

en el apéndice F,

Esto termina provocando que algunos huecos crucen hacia el lado n y que algunos electrones crucen hacia el lado p. Es claro que estos huecos y electrones pasan a ser minoritarios y por lo tanto se terminan recombinando y desapareciendo. Para que esto permanezca en régimen la fuente externa debe proveer de electrones y huecos a los materiales n y p respectivamente. Esto constituye una corriente ya que, como los electrones y los huecos tienen signo contrario, al moverse en sentidos opuestos, ambos contribuyen a la misma corriente.

1.1.2.2. Juntura en reversa

Contrariamente al caso anterior, si tomamos $V > 0$ entonces el potencial en la unión aumenta, provocando que los huecos y los electrones no puedan difundir en régimen. Esto provoca que la única corriente existente sea la de arrastre sobre los electrones y huecos minoritarios generados térmicamente en el material p y n

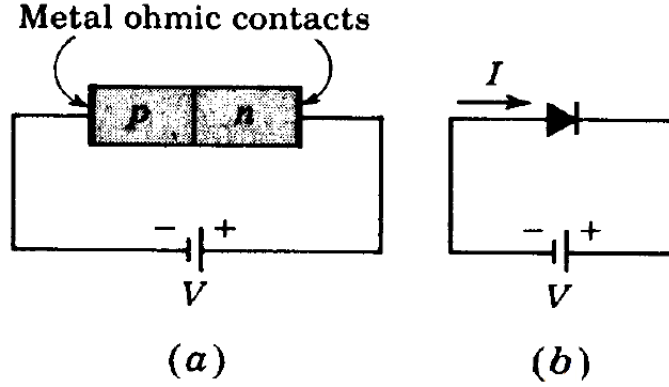


Figura 1.2: a) Juntura pn en reverso. b) Diagrama del circuito. (Figura 3-2 sec. 3.2 del Millman)

respectivamente.

1.1.3. Corriente en un diodo

El objetivo ahora es obtener la expresión de la corriente por el diodo en función del voltaje aplicado entre sus terminales (figura 1.3a). Bajo la hipótesis de poca inyección de carga, la corriente debida a los huecos será:

$$I_{pn}(x) = \frac{AqD_p}{L_p} [p_n(0) - p_{n0}] e^{-\frac{x}{L_p}} \quad (1.2)$$

donde los subíndices pn en la corriente significa que es de huecos en el material n, o sea, corriente minoritaria (figura 1.3b). Por otro lado tenemos que el potencial de barrera es:

$$V_o = V_T \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right)$$

Si dividimos la ecuación anterior por V_T , tomamos exponencial de ambos lados y luego invertimos términos, llegamos a:

$$\frac{n_i^2}{N_A N_D} = e^{-\frac{qV_o}{kT}} \quad (1.3)$$

Recordemos además que $n_{n0} \approx N_D$ y $n_{p0} \approx \frac{n_i^2}{N_A}$. Si sustituímos estas expresiones en la ecuación 1.3, obtenemos que:

$$n_{p0} = n_{n0} e^{-\frac{qV_o}{kT}} \quad (1.4)$$

Esta ecuación en realidad se cumple cuando no hay fuente conectada al diodo, por lo tanto solo relaciona las concentraciones en equilibrio térmico a un lado y otro de la unión.

1.1. Características de la juntura de un diodo

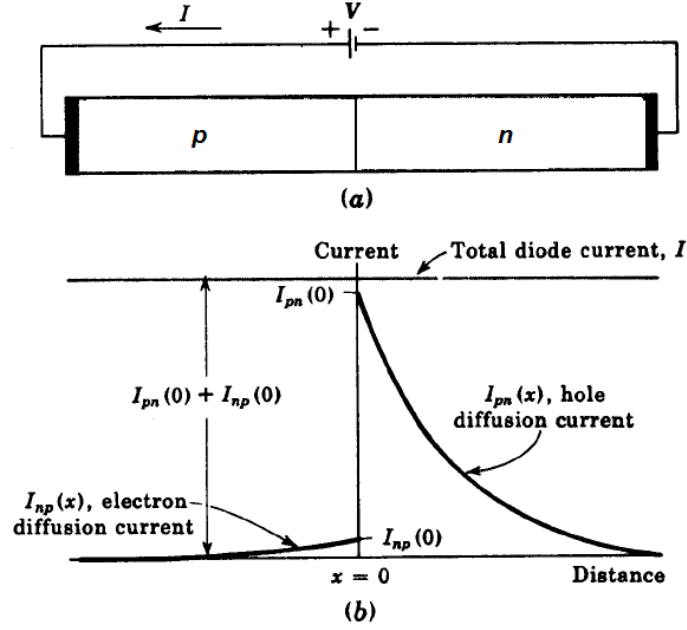


Figura 1.3: a) Diodo en directo b) Corrientes minoritarias en el diodo. (Figura 3-4 sec. 3.3 del Millman)

Al conectar la fuente de tensión V , debemos sustituir V_o por $V_o - V$. Entonces, se tiene que

$$n_p(0) = n_{n0} e^{-\frac{q(V_o - V)}{kT}} = n_{n0} e^{-\frac{qV_o}{kT}} e^{-\frac{qV}{kT}} \quad (1.5)$$

Si sustituimos la ecuación 1.4 en la ecuación 1.5 llegamos a que:

$$n_p(0) = n_{p0} e^{\frac{V}{V_T}} \quad (1.6)$$

donde V_T es el voltaje térmico, el cual vale aproximadamente 26 mV a temperatura ambiente. Se puede realizar un razonamiento análogo para el caso de los huecos, obteniendo que:

$$p_n(0) = p_{n0} e^{\frac{V}{V_T}} \quad (1.7)$$

Estas dos ecuaciones son conocidas como la ley de la juntura. Si sustituimos esta expresión en 1.2 llegamos a que la corriente de huecos en $x = 0$ se puede expresar de la siguiente manera:

$$I_{pn}(0) = \frac{AqD_p p_{n0}}{L_p} \left(e^{\frac{V}{V_T}} - 1 \right) \quad (1.8)$$

Análogamente, la corriente para los electrones es:

$$I_{np}(0) = \frac{AqD_n n_{p0}}{L_n} \left(e^{\frac{V}{V_T}} - 1 \right) \quad (1.9)$$

Capítulo 1. Fundamentos Teóricos

Por lo tanto, sumando ambos términos obtenemos finalmente la corriente total:

$$I = I_o \left(e^{\frac{V}{V_T}} - 1 \right) \quad (1.10)$$

donde $I_o = Aq \left(\frac{D_p p_{n0}}{L_p} + \frac{D_n n_{p0}}{L_n} \right)$ es la corriente de saturación en reversa. Esta expresión es bastante exacta para el caso del germanio pero no así para el silicio, a la cual hay que hacerle una pequeña modificación. Esto es porque suponer que la corriente total es solo la suma de las corrientes en los bordes de la región de deplexión, las cuales son corrientes de difusión no es del todo correcto para el caso del silicio. Esto deviene en la siguiente fórmula para la corriente del diodo:

$$I = I_o \left(e^{\frac{V}{\eta V_T}} - 1 \right) \quad (1.11)$$

donde η es un parámetro que para el caso del silicio cumple $\eta \approx 2$.

1.1.4. Característica voltamperimétrica

Si graficamos la corriente en función del voltaje según la ecuación 1.11 se obtiene lo que se observa en la figura 1.4

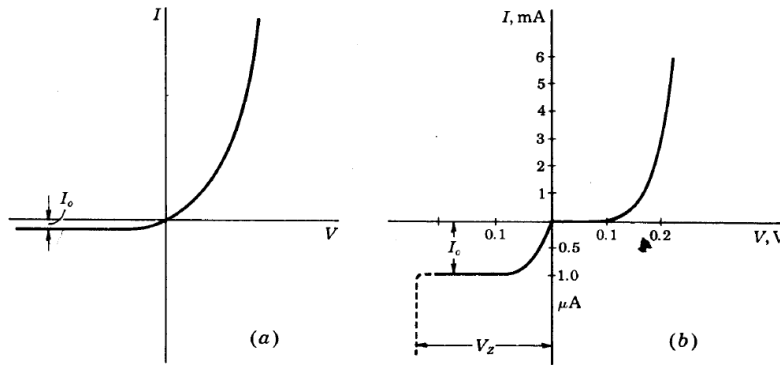


Figura 1.4: a) Voltaje en función de la corriente para un diodo genérico b) Misma gráfica para un diodo de germanio. (Figura 3-6 sec. 3.4 del Millman)

- Si $V \gg V_T$ entonces $I \approx I_o e^{\frac{V}{V_T}}$. Es decir, el crecimiento de la corriente es exponencial.
- Si $V \ll V_T$ entonces $I \approx -I_o$. O sea, es constante y vale en magnitud el valor de la corriente de saturación en reversa.

1.1. Características de la juntura de un diodo

En la figura 1.4b se puede observar que para voltajes muy negativos la curva dobla abruptamente hacia abajo, que es la parte que aparece punteada. Si el diodo llegara a operar en esa zona podría llegar a dañarse.

Se define el voltaje V_γ como un voltaje umbral tal que la corriente es muy pequeña para voltajes menores que este (menos de 1 % del valor máximo de corriente declarado) y crece rápidamente para voltajes mayores. Para el caso del silicio $V_\gamma \approx 0,6V$ mientras que para el germanio $V_\gamma \approx 0,2V$. Otra desviación de la curva teórica que predice la ecuación 1.11 es que para corrientes muy altas el crecimiento de la misma es lineal con el voltaje y no exponencial. Esto es por que a altas corrientes el diodo se comporta como una resistencia.

1.1.5. Resistencia del diodo

La resistencia estática de un diodo está dada por el cociente $\frac{V}{I}$ de voltaje y corriente. Se tiene que R será igual al inverso de la pendiente de la característica volt-amperimétrica (figura 1.4).

Dado que la resistencia estática varía ampliamente al variar la polarización, se define un parámetro r que representa la resistencia dinámica o resistencia para pequeña señal. Siendo $g = \frac{1}{r}$ la conductancia dinámica:

$$g = \frac{dI}{dV} = \frac{I_0 e^{\frac{V}{\eta V_T}}}{\eta V_T} = \frac{I + I_0}{\eta V_T} \quad (1.12)$$

Para el caso de polarización inversa se tendrá $\left| \frac{V}{\eta V_T} \right| \gg 1$ y de signo negativo entonces $e^{\frac{V}{\eta V_T}} \ll 1$ con lo que $g \approx 0$ y r será muy grande.

En la situación de polarización directa se tendrá $I \gg I_0$ entonces:

$$r \approx \frac{\eta V_T}{I} \quad (1.13)$$

Es decir que la resistencia en pequeña señal dependerá inversamente de la polarización del diodo.

1.1.6. Zona de transición y capacidad C_T

Como fue mencionado anteriormente, una polarización inversa del diodo causa que los portadores de carga mayoritarios se alejen de la juntura, dejando al descubierto más cargas fijas. En ese caso se tiene que al aplicar una tensión inversa al diodo, el espesor de la capa de transición aumenta.

Por otro lado dicho aumento de carga dQ dependiente de la tensión aplicada dV

Capítulo 1. Fundamentos Teóricos

puede modelarse como una capacidad C_T :

$$C_T = \left| \frac{dQ}{dV} \right| \quad (1.14)$$

De esta forma se tendrá una corriente i :

$$i = C_T \frac{dV}{dt} \quad (1.15)$$

Esto permite describir el fenómeno de crecimiento de la zona de depleción con componentes a utilizar en un circuito, considerando C_T como una capacidad que depende de V_r .

1.1.6.1. Juntura escalonada

Se considera una juntura donde exista un abrupto cambio en las concentraciones de iones aceptores y donadores a un lado y al otro de la misma, como se muestra en la figura 1.5 b).

Este tipo de juntura también es llamada juntura de fusión.

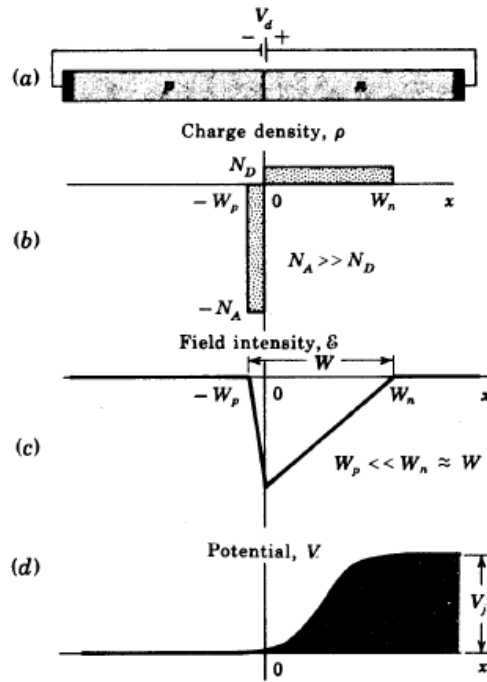


Figura 1.5: a) Juntura pn abrupta polarizada en inversa b) Densidad de carga c) Intensidad de campo electrico d) Tensión según x (Figura 3-10 sec. 3.7 del Millman)

En esta situación si bien puede que $N_A \neq N_D$, la carga total de la red debe ser cero, entonces:

$$N_A W_p = N_D W_n \quad (1.16)$$

1.1. Características de la juntura de un diodo

Si $N_A \gg N_D$ se cumple que $W_p \ll W_n \approx W$ como es el caso de la figura 1.5. Luego, la relación entre el potencial V y la densidad de carga viene dado por:

$$\frac{dV^2}{dx^2} = \frac{-qN_D}{\epsilon} \quad (1.17)$$

Dado que las líneas de campo irán desde los iones donadores hacia los aceptores, no existirá campo eléctrico para $x > W_n$ y como $W_n \approx W$ entonces $E|_{x=W} = -\frac{dV}{dx}|_{x=W} \approx 0$.

Imponiendo la condición de borde anterior:

$$\frac{dV}{dx} = \frac{-qN_D}{\epsilon}(x - W) = -E \quad (1.18)$$

Luego, despreciando la diferencia de potencial a lo largo de W_p se elige $V|_{x=0} = 0$. En ese caso:

$$V = \frac{-qN_D}{2\epsilon}(x^2 - 2Wx) \quad (1.19)$$

Evaluando en $x = W$, la tensión de juntura del diodo V_j :

$$V_j = \frac{qN_D W^2}{2\epsilon} \quad (1.20)$$

Para un diodo de área A , la carga en la distancia W es:

$$Q = qN_D W A \quad (1.21)$$

Entonces utilizando la ecuación 1.14 se tiene una capacidad C_T :

$$C_T = \left| \frac{dQ}{dV_r} \right| = qN_D A \left| \frac{dW}{dV_j} \right| \quad (1.22)$$

Utilizando la ecuación 1.20 se tiene $\left| \frac{dV_j}{dW} \right| = \frac{qN_D W}{\epsilon}$, entonces:

$$C_T = \frac{\epsilon A}{W} \quad (1.23)$$

Obteniéndose el mismo resultado que para una capacidad de placas paralelas de área A , separadas una distancia W y por un material de permitividad ϵ .

1.1.7. Descripción del control de carga de un diodo

Como ya sabemos en polarización directa la zona de deplexión se vuelve más angosta permitiendo que los huecos pasen para el lado n y que los electrones pasen para el lado p . Supongamos que el material p está mucho más dopado que el n , por lo que es razonable suponer que la corriente I está formada solo por los huecos que cruzan hacia el lado n . Es decir, $I = I_{pn}(0)$. Esto se traduce en:

$$I = \frac{AqD_p p'(0)}{L_p} \quad (1.24)$$

Capítulo 1. Fundamentos Teóricos

Como p_n es una concentración de carga, para obtener la carga Q minoritaria (que es la de los huecos del lado n), debemos de integrar p_n según x (que es el área bajo la curva de la figura 1.6a) y multiplicar por Aq :

$$Q = \int_0^{\infty} Aqp'(0)e^{-x/L_p}dx = AqL_p p'(0) \quad (1.25)$$

Sustituyendo 1.25 en 1.24 obtenemos que:

$$I = \frac{Q}{\tau} \quad (1.26)$$

donde $\tau = L_p^2/D_p$ es la vida promedio de los huecos. La ecuación 1.26 se interpreta como que en régimen los huecos que se recombinan en la zona n son repuestos por la corriente I .

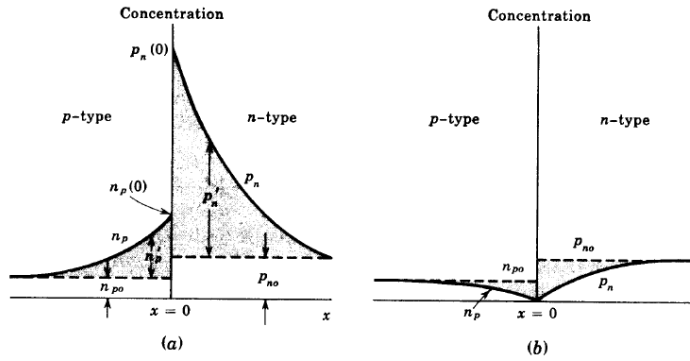


Figura 1.6: a) Concentraciones minoritarias de huecos y electrones en polarización directa b) Concentraciones minoritarias de huecos y electrones en polarización inversa (Figura 3-14 sec. 3.8 del Millman)

1.1.7.1. Carga en polarización inversa

La forma que toman las curvas de las concentraciones se pueden observar en la figura 1.6b. Recordando la ley de juntura (ecuación 1.7) es claro que si el voltaje aplicado entre p y n es negativo, entonces $p_n(0)$ será despreciable. Sin embargo, sigue existiendo una carga almacenada la cual es negativa respecto al caso de polarización directa. Esta descripción en términos de la carga almacenada tiene la ventaja de ser mas simple matemáticamente que la descripción V-I y además permite conocer el esta de la polarización mirando el signo de Q .

1.1.8. Capacidad de difusión

Para una polarización directa, una capacidad mucho mayor que la capacidad de depleción comienza a jugar. Su origen viene dado de la acumulación de cargas inyectadas a ambos lados de la zona de depleción (figura 1.6). Se define la capacidad C_D como la tasa de variación de cargas inyectadas respecto al voltaje aplicado y se le llama **capacidad de difusión**.

1.1. Características de la juntura de un diodo

1.1.8.1. Derivación estática de C_D

Realizando un estudio cuantitativo de la capacidad C_D , se puede escribir:

$$C_D = \frac{dQ}{dV} = \tau \frac{dI}{dV} = \tau g = \frac{\tau}{r} \quad (1.27)$$

Siendo g y r conductancia y resistencia en pequeña señal respectivamente. Luego, sustituyendo la expresión de r deducida en la ecuación 1.13:

$$C_D = \frac{\tau I}{\eta V_T} \quad (1.28)$$

En la deducción anterior se utilizó que la corriente I es solo debida al aporte de los huecos. De no valer esa suposición entonces la expresión de ecuación 1.28 correspondería a una capacidad C_{D_p} .

Para obtener la capacidad real C_D se puede razonar de forma análoga pero en el caso de electrones obteniendo C_{D_n} y luego $C_D = C_{D_p} + C_{D_n}$.

Si el diodo está en inversa entonces g será muy chica y C_D puede ser despreciable frente a C_T .

El tiempo de recuperación de portadores minoritarios τ también es llamado constante de tiempo del diodo ya que pensando en un circuito RC:

$$rC_D = \tau \quad (1.29)$$

1.1.9. Tiempo de conmutación de la juntura del diodo

El comportamiento transitorio de un diodo al pasar de un estado de régimen de conducción directa a un estado de corte se puede observar en la figura 1.7b). Allí se ve como la corriente del diodo experimenta dos partes bien diferenciadas, donde en la primera la corriente es constante e igual a $-I_R$ (conocida como corriente de *reverse*) mientras que en la segunda la corriente tiende a ser nula de forma exponencial. Todo esto es en realidad un modelo que describe de forma aproximada lo que sucede en realidad al conmutar un diodo.

Capítulo 1. Fundamentos Teóricos

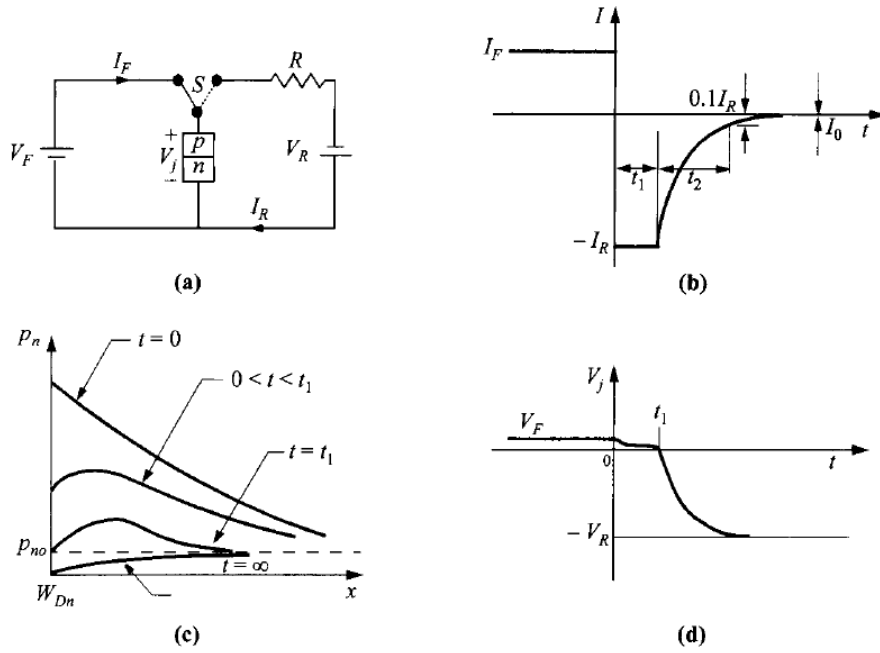


Figura 1.7: a) Circuito de conmutación. b) Corriente por el diodo durante la conmutación. c) Evolución de la concentración de portadores minoritarios a medida que se conmuta el diodo. d) Voltaje en el diodo. (Figura 23 sec. 2.5 de Sze)

1

1.1.9.1. Carga de storage

Integrando la ecuación de continuidad (ecuación F.13) respecto de x :

$$\int \frac{\partial P_n}{\partial t} dx = D_p \int \frac{\partial^2 P_n}{\partial x^2} dx - \int \frac{P_n - P_{n0}}{\tau_p} dx$$

Utilizando el modelo de control de cargas descrito por la siguiente ecuación:

$$Q_s = qA \int \Delta P_n dx$$

Se obtiene una relación entre la carga almacenada o de storage y la concentración de huecos en el lado N. Luego:

$$\int \frac{\partial P_n}{\partial t} dx = D_p \int \frac{\partial^2 P_n}{\partial x^2} dx - \frac{Q_s}{qA\tau_p} dx$$

$$\int \frac{\partial P_n}{\partial t} dx = D_p \frac{\partial P_n}{\partial x} - \frac{Q_s}{qA\tau_p}$$

¹Simon M. Sze, Kwok K. Ng - Physics of Semiconductor Devices, 3rd Edition - 2007

1.1. Características de la juntura de un diodo

Sustituyendo $\frac{\partial P_n}{\partial x} = \frac{-J_p}{qD_p}$:

$$-J_p = \frac{Q_s}{A\tau_p} + \int q \frac{\partial P_n}{\partial t} dx$$

Usando $\frac{\partial}{\partial t}(\Delta P_n) = \frac{\partial P_n}{\partial t}$:

$$-AJ_p = \frac{Q_s}{\tau_p} + qA \frac{\partial}{\partial t} \int \Delta P_n dx$$

Finalmente:

$$-I_R = \frac{Q_s}{\tau_p} + \frac{\partial Q_s}{\partial t} \quad (1.30)$$

La solución a esta ecuación diferencial, asumiendo I_R constante, es:

$$Q_s(t) = \tau_p \left(-I_R + (I_F + I_R)e^{-t/\tau_p} \right) \quad (1.31)$$

la cual es la carga almacenada o de *storage*. Para estimar el tiempo t_1 donde la corriente deja de ser constante e igual a $-I_R$ se puede suponer que la carga en ese momento es prácticamente nula. Entonces, despejando de la ecuación 1.31 se tiene que:

$$t_1 \approx \tau_p \ln \left(1 + \frac{I_F}{I_R} \right) \quad (1.32)$$

Si estamos en la situación donde se cumple que $I_R \gg I_F$ entonces se cumple que:

$$t_1 + t_2 \approx \tau_p \left(\frac{I_F}{I_R} \right)^2 \quad (1.33)$$

1.2 Diodos SRD

1.2.1. Características dinámicas ideales

La característica más distinguida de un SRD (Step Recovery Diode) es la dependencia abrupta de la impedancia de la juntura con la carga de portadores minoritarios almacenada en su interior. Esta carga existe debido a que en la polarización directa los portadores minoritarios tienen una vida media mayor que cero luego de que son inyectados a través de la juntura. Dicho del mismo modo, el largo de vida medio es positivo. Por ejemplo, los huecos al pasar del lado P al N no se recombinan instantáneamente sino que demoran un cierto tiempo en desaparecer. La carga almacenada en polarización directa se puede obtener de la ecuación de continuidad de carga:

$$i(t) = \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} \quad (1.34)$$

donde i es la corriente instantánea por el diodo, Q es la carga almacenada en la juntura y τ es el tiempo de vida medio de los portadores minoritarios. Si suponemos $i(t) = I_F = cte$ entonces:

$$Q_F = I_F \tau (1 - e^{-t_f/\tau}) \quad (1.35)$$

siendo I_F la corriente de *forward*, Q_F la carga almacenada por esta corriente y t_f el tiempo durante el cual se aplico I_F . Si $t_f \gg \tau$ entonces

$$Q_F \approx I_F \tau \quad (1.36)$$

Si se aplica una corriente inversa I_R para eliminar esta carga el tiempo t_S que le lleva hacerlo es:

$$t_S = \tau \ln \left(1 + \frac{I_F(1 - e^{-t_f/\tau})}{I_R} \right) \quad (1.37)$$

donde I_R es la corriente inversa o de *reverse*. Para esto se utilizó que $Q_R(0) = Q_F$, $Q_R(\infty) = -I_R \tau$ y se busca verificar $Q_R(t_S) = 0$.

En ese caso, si $t_f \gg \tau$ se tendrá:

$$t_S \approx \tau \ln \left(1 + \frac{I_F}{I_R} \right) \quad (1.38)$$

Cabe aclarar que estas relaciones son para un diodo SRD idealizado.

Es usual que se cumpla $I_R \gg I_F$, por lo tanto:

$$\frac{t_S}{\tau} \approx \frac{I_F}{I_R} \quad (1.39)$$

Si un diodo SRD está polarizado en forma directa y se lo invierte repentinamente, entonces su impedancia será muy pequeña (menos de 1 mΩ) hasta que la carga almacenada haya sido retirada por la corriente I_R . Luego, la impedancia crece abruptamente. Esta transición en la impedancia toma en general menos de 1 ns.

1.2. Diodos SRD

Esta importante propiedad es utilizada en circuitos con diodos SRD para generar pulsos ultra rápidos y para hacer acortar tiempos de subida de algunos pulsos. Esto se puede observar en el ejemplo de la figura 1.9.

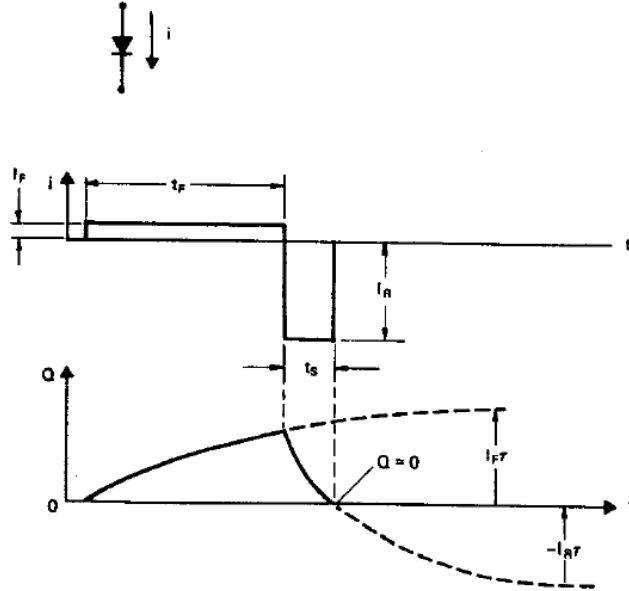


Figura 1.8: Formas de onda de las soluciones obtenidas de la ecuación 1.34. (fig. 1 HP AN 918)

2

El circuito de la figura 1.9 la batería E_{bb} proporciona una corriente I_F que, en principio, mantiene la carga en el diodo. El generador de pulsos genera un escalón que pone en zona inversa al diodo. En dicho momento la impedancia del diodo es tan baja que cortocircuita al generador de pulsos durante un tiempo t_s llamado tiempo de almacenamiento o *storage time*. El mismo se define como el tiempo entre el momento que se está al 50 % de $-I_R$ al bajar y el momento que se está al 50 % de $-I_R$ al subir. La fase de almacenamiento termina cuando la carga almacenada fue retirada quedando el diodo como circuito abierto. Esto provoca que la caída de tensión del generador recaiga sobre R_L .

El tiempo t_r de caída de I_R el cual es igual al tiempo de subida de la tensión de salida del circuito (E_o) es llamado el tiempo de transición de subida o *transition rise time*. Este tiempo es función del diseño del diodo, las condiciones de operación del mismo y de las restricciones del resto del circuito. En resumen, el circuito de la figura 1.9a acorta considerablemente el tiempo de subida de un escalón ya que t_r es mucho menor que el tiempo de subida del escalón de la entrada. La diferencia entre t_s y t_r puede ser ajustada variando I_F . En la práctica se puede bajar de un

²Hewlett-Packard, Pulse and Waveform Generation with Step Recovery Diodes (AN918), October 1984

Capítulo 1. Fundamentos Teóricos

tiempo de subida de 10 ns a 300 ps con un circuito de un diodo y a 100 o 50 ps con un circuito de dos o tres diodos.

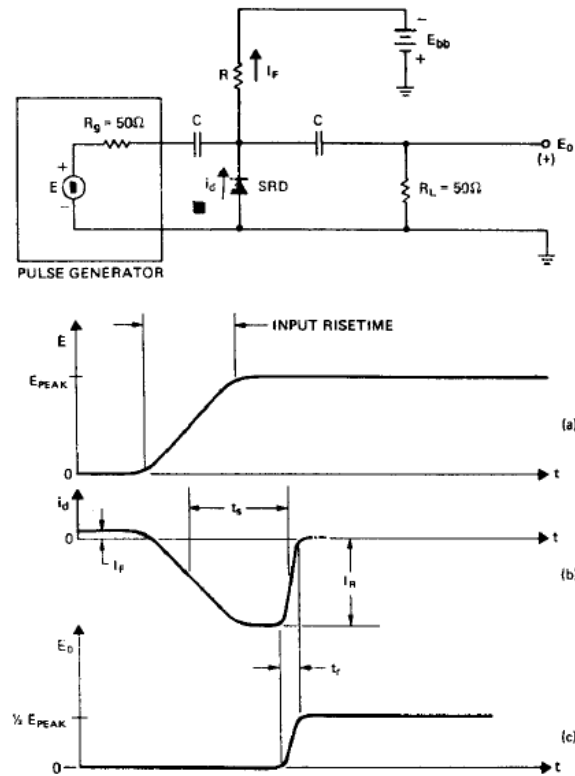


Figura 1.9: Ejemplo de circuito que acorta el tiempo de subida de una escalón a la entrada. (fig. 3 HP AN 918)

1.2.2. Características dinámicas reales

Si se considera un SRD real en el circuito de la figura (1.9), debido a parásitos del diodo y de su package se tendrá una forma de onda a la salida como la de la figura (1.10)

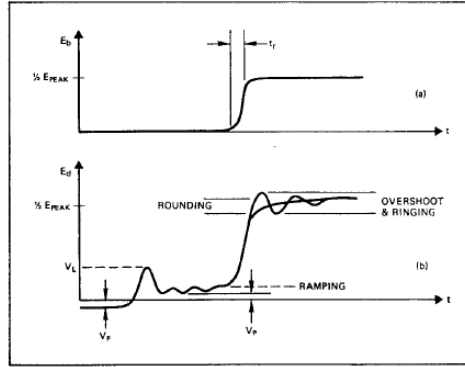


Figura 1.10: Forma de onda a la salida del circuito de la figura 1.8a para SRD: a)ideal b)real

Para estudiar cuales son las razones de los efectos parásitos en la forma de onda real, se debe considerar el SRD como su circuito equivalente (figura 1.11).

1. Caída de tensión en directa V_F :

$$V_F = V_\gamma + I_F R_s \quad (1.40)$$

Es decir que se toma un modelo lineal de I/V en continua de pendiente $\frac{1}{R_s}$ y origen V_γ para aproximar su característica exponencial, válido para $I_F \geq 0$. Por lo general $V_F \approx 0,7 - 0,8V$.

Si bien este voltaje constante se muestra en la figura 1.10b, en la salida del circuito no estará presente debido a que ésta está desacoplada capacitivamente.

2. Pico de tensión V_L :

El pico de tensión V_L es consecuencia de un cambio rápido en la corriente a través de la inductancia parásita del package. Se tiene:

$$V_{L_{max}} = L_p \left(\frac{di}{dt} \right)_{max} \quad (1.41)$$

Para un valor típico de $L_p = 4nH$, una corriente inversa de 400mA considerando $I_R \gg I_F$ y que el cambio ocurre en 10ns se estima un pico $V_L = 4nH \times \frac{0,4A}{10ns} = 0,16V$.

Por otra parte, para el caso anterior pero deseando afinar un pulso de

Capítulo 1. Fundamentos Teóricos

$t_r = 1ns$, el voltaje a la salida será de 1.6V el cual puede ser no despreciable. Es por ello que se debe prestar atención al valor de L_P según la aplicación y esta es la razón por la cual los diodos de transición rápida se encapsulan en packages de baja inductancia. Si se quisiera mejorar el rendimiento se pueden agregar inductancias extras que permitan adaptación con la fuente y la carga.

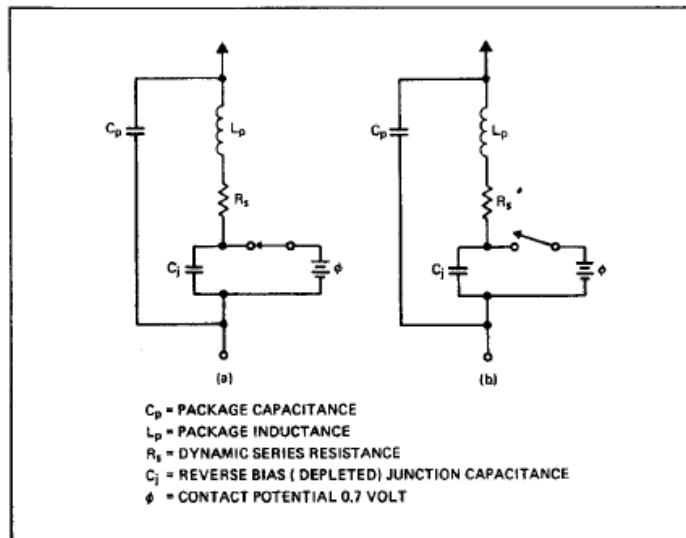


Figura 1.11: Circuito equivalente de SRD considerando componentes asociados a efectos parásitos. a) En directa. b) En inversa. En ambos casos ϕ es V_γ

- Finalmente los efectos parásitos que resta analizar son el **sobre tiro y las oscilaciones** presentes. Los mismos son debidos a como sea la respuesta escalón amortiguada del diodo, a la capacidad e inductancia parásitas del SRD y también a inductancias parásitas del circuito presentes a muy alta frecuencia (porque existen cambios abruptos de corriente). Para mitigarlo se pueden tomar diodos con baja capacidad e inductancia de encapsulado, reducir las inductancias parásitas del circuito o utilizando técnicas que se verán más adelante.

1.3 Aplicaciones con diodos SRD

1.3.1. Diseño de circuitos de pulsos usando SRD

1.3.1.1. Circuitos afladores de pulsos

La función básica de estos circuitos es convertir un pulso de entrada con un determinado rise-time y fall-time, a otro de salida que posea un rise-time o fall-time menores.

Uno de los circuitos de este tipo más sencillo de implementar es el presentado en la sección 1.2.1 el cual se observa en la figura 1.9a, que si bien es simple, su análisis ayudará en el flujo de diseño de circuitos más complejos que cumplan la misma función.

Lo primero será estudiar cual será la señal de entrada y como se quiere que sea la señal de salida, es decir las especificaciones de diseño.

Ejemplo básico de procedimiento de diseño tomado de HP AN 918

A continuación las especificaciones.

Forma de onda de entrada:

- Ancho del pulso: **50ns**, ciclo de trabajo de 50 %.
- Rise-time: **10ns**, medido desde el 10 % a 90 % de V_{op} .
- Fall-time: **10ns**, medido desde el 10 % a 90 % de V_{op} .
- Frecuencia de repetición: $10kHz$.
- Voltaje de pico a circuito abierto: 20,5 V
- Resistencia de salida: 50Ω .

Forma de onda de salida:

- Rise-time $< 300ps$, medido desde el 10 % a 90 % de V_{op} .
- Carga: 50Ω .
- Tensión de pico $V_{op} = 10V$.

El circuito, la onda de entrada y la onda de salida antes descritas se muestran en la figura 1.12.

Capítulo 1. Fundamentos Teóricos

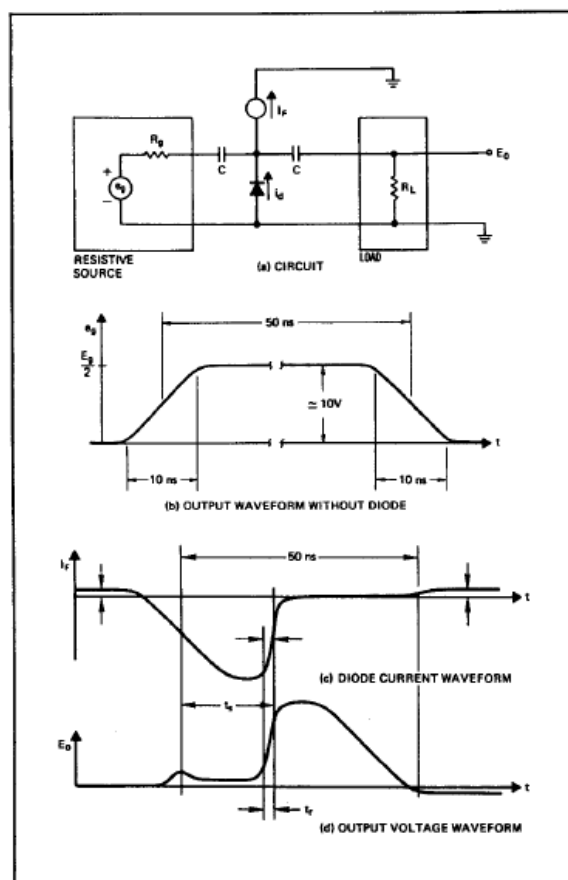


Figura 1.12: Circuito y especificaciones de diseño

Se enumeran los pasos a seguir en la elección de un SRD para el circuito a diseñar:

1. Elegir un SRD tal que $V_{BR} > V_{op} = 10V$, siendo V_{BR} la tensión de ruptura del diodo.
2. Para afilar el pulso de entrada correctamente no puede ocurrir que $t_s < \frac{t_{rIN}}{2}$ ya que el diodo cortaría antes de que la entrada alcance su máximo valor. Si en cambio $t_s \gg \frac{t_{rIN}}{2}$, no se tendrá el problema anterior pero se está agregando mucho delay que puede no ser aceptable y a su vez si tengo un t_s mayor $t_s \nearrow \Rightarrow Q \nearrow \Rightarrow t_t \nearrow \Rightarrow t_r \nearrow$ que es contrario a lo que se busca. Entonces se toma $t_s = \frac{t_{rIN}}{2} = \frac{10ns}{2} = 5ns$.
3. Por otra parte para determinar I_R se razona de la siguiente forma: En el momento en el que el diodo conmuta, este puede ser visto como una fuente de corriente del tipo escalón de amplitud I_R . En ese caso por superposición, apagando e_g , y trabajando en señal (C de desacople como cortocircuitos)

1.3. Aplicaciones con diodos SRD

se tiene un escalón a la salida de amplitud $V_{op} = (R_L // R_g)I_R$ con lo que

$$I_R = \frac{V_{op}}{(R_L // R_g)} = \frac{10V}{25\Omega} = 400mA.$$

4. Junto con los últimos dos puntos y asumiendo $I_R \gg I_F$, se asume que la corriente por el diodo es aproximadamente un diente de sierra de amplitud I_R y duración de rampa t_{rIN} . Por tanto se estima Q como el área bajo ese triángulo:

$$Q \approx \frac{t_{rIN} I_R}{2} = 2000pC \quad (1.42)$$

Se debe elegir un SRD que pueda almacenar esa cantidad de carga.

5. Ahora, para un Q dado, resta elegir un diodo que cumpla con el requerimiento del rise-time.

El tiempo de transición t_r puede estimarse desde el 10 % al 90 % del escalón como:

$$t_r = \sqrt{t_t^2 + (2,2R_{EQ}C_{VR})^2}$$

El fabricante proporciona curvas de t_r en función de Q para un R_{EQ} dado, por ejemplo $R_{EQ} = 25\Omega$ como es el caso del circuito con el que se viene trabajando.

Si se tuviese un circuito con $R'_{EQ} \neq 25\Omega$, utilizando se tendrá:

$$t_r^2 = t_t^2 + (2,2.(25).C_{VR})^2 \quad (1.43)$$

Y luego:

$$t_{rc}^2 = t_t^2 + (2,2R'_{EQ}C_{VR})^2 \quad (1.44)$$

Siendo t_r el rise-time que se indica en la curva, t_{rc} el rise-time que busco obtener y donde t_t y C_{VR} no dependen de R_{EQ} . Entonces, restando las ecuaciones (1.43) y (1.44), busco:

$$t_r^2 \leq t_{rc}^2 + (2,2C_{VR})^2(625 - (R'_{EQ})^2) \quad (1.45)$$

En el caso de que $t_r^2 < 0$ en la inecuación anterior, se debe elegir un diodo con menor capacidad.

Una vez que el diodo fue elegido, hay que determinar la corriente I_F requerida, la amplitud del pulso de entrada y los efectos de la resistencia R_S y de la inductancia L_p sobre la salida. I_F se determina a partir de una curva $I_F(Q)$. Supongamos que $Q = 2000 pC$ se corresponde con $I_F \approx 10 mA$. Por lo tanto, la vida media de los portadores minoritarios sería:

$$\tau = \frac{Q}{I_F} = 200 ns \quad (1.46)$$

Este valor es mucho mayor que t_s por lo que la pérdida de carga por recombinación durante la conmutación es despreciable.

Capítulo 1. Fundamentos Teóricos

La amplitud de la corriente por el diodo resulta en $I_D = I_F + I_E = 410 \text{ mA}$ por lo que el voltaje a circuito abierto es $E_{oc} = I_D R_g = 20,5 \text{ V}$. Esto cumple con las especificaciones de este ejemplo.

El pico al comienzo de la tensión de salida (figura 1.12d) se debe a la inductancia del package que, si asumimos un valor de $L_p = 4 \text{ nH}$, nos da el siguiente resultado:

$$V_L = L_p \frac{di_D}{dt} = 4 \text{ nH} \frac{330 \text{ mA}}{10 \text{ ns}} = 0,132 \text{ V} \quad (1.47)$$

donde asumimos que el crecimiento fue lineal entre el 10 % y el 90 % de la amplitud del pico. La tensión de meseta es $V_P = I_R R_s = (410 \text{ mA})(0,4 \Omega) = 160 \text{ mV}$. Para saber si existirá un sobretiro podemos calcular el factor de *damping*, asumiendo un valor de $C_j = 4 \text{ pF}$, obteniendo:

$$\zeta = \frac{Z_o}{4} \sqrt{\frac{C_j}{L_p}} \approx 0,4 \quad (1.48)$$

Para este ζ el sobretiro es menor al 20 %, o sea, menor a 2 V.

Para completar el diseño analizamos la estabilidad de la periodicidad del pulso y el límite en la frecuencia de repetición. La periodicidad no será estable si t_s cambia.

Dado que:

$$t_s \approx \frac{\tau I_F}{I_R} \approx \tau \frac{I_F R_g}{E_g} \quad (1.49)$$

la variación se puede deber a cambios en τ , cambios en la amplitud la fuente de corriente I_F y/o cambios en el generador de pulsos a la entrada debido a ruidos o ripples. τ se mantiene prácticamente constante si se consideran lapsos de tiempo no muy largos. Por ejemplo, para una variación del 1 % en I_F la fluctuación de fase es $(0,01)(5 \text{ ns}) = 50 \text{ ps}$.

En cuanto a la frecuencia de repetición, la misma está limitada por el tiempo requerido para reponer la carga Q luego de cada pulso. Dicha carga se puede calcular mediante la ecuación 1.35, la cual recordamos: $Q_F = I_F \tau (1 - e^{-t_f/\tau})$. Sea $Q_{f\infty}$ la carga cuando $t_f \rightarrow \infty$, es decir, $Q_{f\infty} = I_F \tau$. Entonces, si consideramos que la carga se repone cuando se llega al 95 % de $Q_{f\infty}$ se tiene que:

$$Q_f = 0,95 Q_{f\infty} \quad (1.50)$$

O sea que:

$$I_F \tau (1 - e^{-t_f/\tau}) = 0,95 I_F \tau \quad (1.51)$$

Despejando:

$$t_f = \tau \ln(1/0,05) \approx 600 \text{ ns} \quad (1.52)$$

donde se tomo como valor típico $\tau = 600 \text{ ns}$. Teniendo en cuenta que la especificación pedía 50 ns de ancho de pulso, se tiene un período total de 650 ns que equivale a una máxima frecuencia de repetición de aproximadamente 1,54 MHz. En todo este calculo se desprecio la existencia de los capacitores de desacople, los cuales impondrían un límite mas restricto al obtenido. Lo que ocurre cualitativamente es que los capacitores se llevan un poco de carga haciendo mas lento el proceso de

1.3. Aplicaciones con diodos SRD

reposición de carga y provocando un cierto pandeo en el pulso de salida. Por otro lado, estos capacitores ayudan a hacer mas "afilada" la corriente I_F provocando que haya una cierta carga extra. Sin embargo, el valor de equilibrio se alcanza en un tiempo aproximado de $5R_L C$, por lo que quizás nunca sea alcanzado ya que la conmutación podría ser demasiado rápida ($\sim 600 \text{ ns}$).

1.4 Filtros

1.4.1. Microstrips acoplados

Existe un tipo de filtro distribuido que se realiza con microstrips acoplados. En esta sección se explican algunos conceptos básicos de dichos componentes.

1.4.1.1. Modo par e impar

En la figura 1.13(a) se tiene primero un modelo sencillo de capacidades para un microstrip acoplado simétrico. Luego en (b) se muestra dicho componente funcionando en modo par, que es cuando la corriente en cada microstrip tiene la misma amplitud y dirección. En este caso no existe acoplamiento entre los conductores debido al comportamiento de los campos eléctricos existentes. En (c) se muestra lo que ocurre en el modo impar, que es cuando las corrientes tienen la misma amplitud pero direcciones contrarias. En este caso el campo eléctrico va de un microstrip al otro, produciéndose un punto de tensión nula entre ambos.

Mediante superposición se puede construir cualquier excitación arbitraria al microstrip acoplado mediante una combinación lineal de excitaciones de modo par e impar.

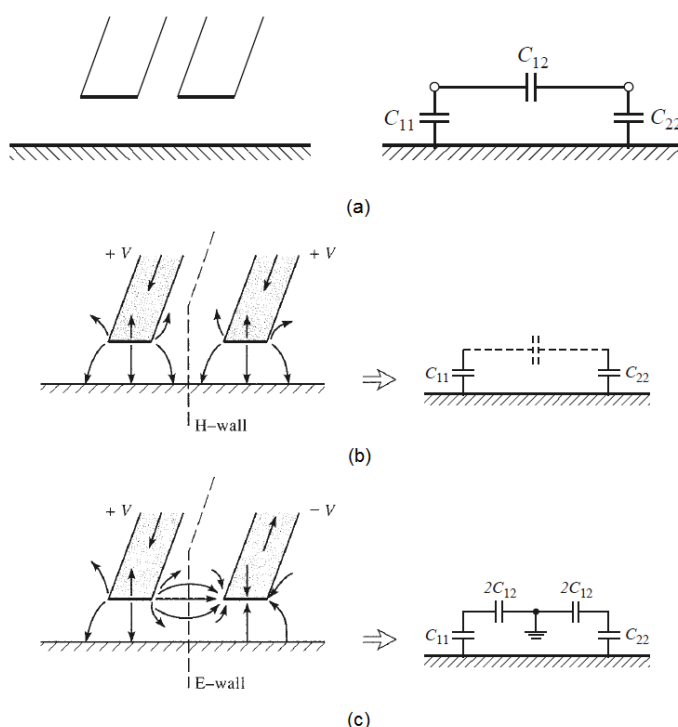


Figura 1.13: a) Microstrip acoplado y un modelo sencillo de capacidades. b) Comportamiento en el modo par. c) Comportamiento en el modo impar.

1.4.1.2. Impedancias características

Supongamos que el modo de propagación es TEM³. Entonces se cumple que el número de onda (o constante de propagación) es:

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = \frac{\omega}{c/\epsilon_r} \quad (1.53)$$

siendo c la velocidad de la luz en el vacío y ϵ_r la permitividad relativa del sustrato. Además, la velocidad de propagación v_p es la misma para el modo par que para el modo impar.

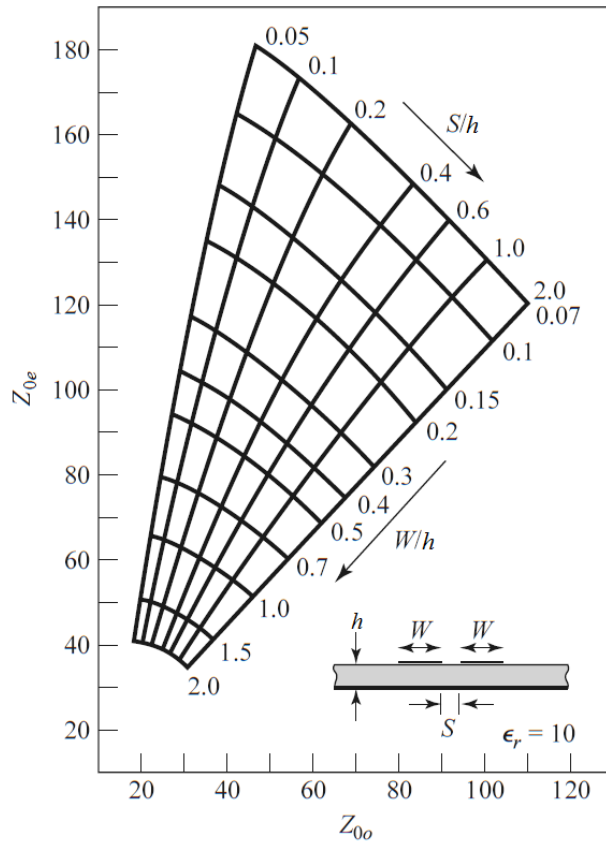


Figura 1.14: W/h y S/h en función de Z_{0e} y Z_{0o} para el caso $\epsilon_r = 10$.

La impedancia característica del modo par es:

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}} = \frac{1}{v_p C_e} \quad (1.54)$$

donde $C_e = C_{11} = C_{22}$ (ver 1.13b).

³Modo Transversal Electromagnético donde ninguna componente de los campos eléctrico y magnético está en dirección de la propagación.

Capítulo 1. Fundamentos Teóricos

Por otro lado, la impedancia característica del modo impar es:

$$Z_{0o} = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \frac{1}{v_p C_o} \quad (1.55)$$

donde $C_o = C_e + 2C_{12}$ (ver 1.13c). Observar que como $C_o \geq C_e \Rightarrow Z_{0e} \geq Z_{0o}$.

Una vez definidos los valores de Z_{0e} y Z_{0o} se puede obtener el ancho W y la separación S del microstrip acoplado. Las ecuaciones involucradas para esto son muy complejas, por lo que se decide mostrar la dependencia de forma gráfica en 1.14.

1.4.1.3. Impedancia de entrada

Para el caso mostrado en 1.15 $I_2 = I_3 = 0$, o sea, se tiene un dispositivo de 2 puertos. Por lo tanto:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{14}I_4 \quad (1.56a)$$

$$V_4 = Z_{41}I_1 + Z_{44}I_4 \quad (1.56b)$$

donde se cumple que $Z_{14} = Z_{41}$ y $Z_{11} = Z_{44}$ por ser un componente recíproco.

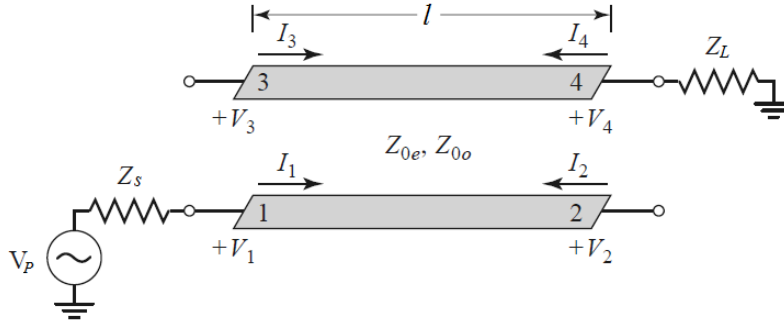


Figura 1.15: Microstrip acoplado con los puertos 2 y 3 abiertos.

Realizando un desarrollo basado en los modos par e impar que involucra las tensiones en ambos modos y en ambos puertos se pueden obtener los parámetros Z :

$$Z_{11} = \frac{-j}{2}(Z_{0e} + Z_{0o}) \cot(\theta) \quad (1.57a)$$

$$Z_{14} = \frac{-j}{2}(Z_{0e} - Z_{0o}) \csc(\theta) \quad (1.57b)$$

donde $\theta = \beta l$ es el largo eléctrico con l el largo de cada microstrip⁴.

⁴Recordemos que $\cot(\theta) = 1/\tan(\theta)$ y $\csc(\theta) = 1/\sin(\theta)$

Además se cumple que:

$$V_4 = -I_4 Z_L \quad (1.58)$$

Utilizando 1.56 y 1.58 llegamos a que la impedancia de entrada es:

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{14}^2}{Z_{11} + Z_L} \quad (1.59)$$

Sustituyendo 1.57 en 1.59 llegamos a:

$$Z_{in} = \frac{-1}{2} \left(\frac{Z_{o+}^2 \cot(\theta)^2 - Z_{o-}^2 \csc(\theta)^2 + 2jZ_{o+}Z_L \cot(\theta)}{2Z_L - jZ_{o+} \cot(\theta)} \right) \quad (1.60)$$

donde se definió $Z_{o+} = Z_{0e} + Z_{0o}$ y $Z_{o-} = Z_{0e} - Z_{0o}$.

Observaciones

- Si $\theta = 0, \pi \Rightarrow Z_{in} = \infty$
- Si $\theta = \pi/2 \Rightarrow Z_{in} = \frac{Z_{o-}^2}{4Z_L}$
- Si se colocan dos microstrips acoplados idénticos en cascada entonces $Z_{in} = Z_L$ para $\theta = \pi/2$. Esto quiere decir que a esa frecuencia no hay caída de tensión entre la entrada y la salida de la cascada de microstrips acoplados.
- En este caso también se cumple que en $\theta = 0, \pi$ el circuito no deja pasar corriente.
- Todas estas observaciones hacen pensar en un comportamiento de pasa-banda. En la siguiente sección se comprueba dicha conjetura mediante el cálculo de S_{21} .

1.4.1.4. Característica pasa-banda

Para obtener los parámetros S de un solo microstrip acoplado se puede realizar una conversión de parámetros Z a parámetros S .

En el caso de querer obtener una expresión para una cascada de microstrips acoplados conviene pasar de los parámetros Z a los $ABCD$ para cada microstrip acoplado, multiplicar las matrices y luego pasar a los parámetros S .

Esto se hizo para el caso de 2 en cascada y se implementó el cálculo en Matlab obteniéndose la siguiente figura 1.16.

Se puede ver claramente la respuesta pasa-banda en torno a $\theta = \pi/2$. Por lo tanto, los largos de los microstrips acoplados tienen que ser de $\lambda/4$ siendo esa la longitud de onda cuando ω es la frecuencia central deseada para el pasa-banda.

Observación

- Se observó que para $Z_{0e} \simeq Z_{0o}$, el filtro se volvía más selectivo.
- Mientras mayor sea Z_{0e} con respecto a Z_{0o} , menor es S y vice-versa.

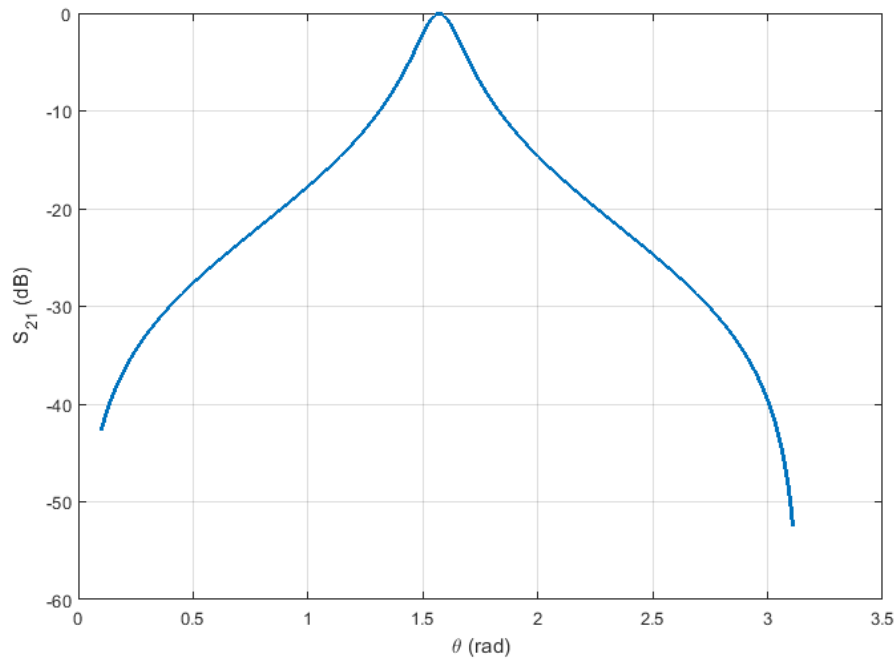


Figura 1.16: S_{21} obtenido al colocar 2 microstrips idénticos en cascada con $Z_{0e} = 70\Omega$ y $Z_{0o} = 40\Omega$.

1.4.2. Referencias

1. Jacob Millman, *Microelectronics : digital and analog circuits and systems*, New York : McGraw-Hill, 1979.
2. Simon M. Sze, Kwok K. Ng - *Physics of Semiconductor Devices*, 3rd Edition - 2007
3. Hewlett-Packard, *Pulse and Waveform Generation with Step Recovery Diodes (AN918)*, October 1984
4. Pozar, David M. - *Microwave Engineering* - 4^{ta} edición. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.

Capítulo 2

Análisis del funcionamiento del circuito y diseño

2.1 Especificaciones

El objetivo del circuito es multiplicar por 5 la frecuencia de una senoide a la entrada. En particular, que al inyectar en la entrada una señal sinusoidal de 200 MHz, se obtenga a la salida una senoide de 1 GHz. Para ello se genera una señal intermedia de alta frecuencia que posee armónicos de la entrada y luego se filtra la componente en 1 GHz.

El circuito se diseñará utilizando componentes pasivos.

La potencia a la salida será considerablemente menor a la de la entrada porque el resto de los armónicos se filtran, sin embargo deberá ser suficiente de modo que la señal de salida sea medible con los instrumentos disponibles. La sensibilidad del osciloscopio es de 1 mV/div, por lo que se deberá diseñar para obtener una amplitud a la salida sobre 50Ω bastante mayor, por ejemplo, 5 mVp.

En cuanto al nivel de potencia a la entrada que debe entregar el generador de señal, se fija un máximo. El generador con el que se cuenta para generar la entrada a 200 MHz es capaz de brindar una potencia de 19 dBm.

Frecuencia de entrada	200 MHz
Frecuencia de salida	1 GHz
Amplitud máx. a la entrada	2,82 V
Amplitud mín. a la salida	5 mV
Potencia máx. a la entrada	79.4mW

Tabla 2.1: Especificaciones generales

La amplitud máxima que aparece en la tabla 2.1 asume que la impedancia vista hacia adelante es de 50Ω y que la única restricción para la potencia a la entrada viene dada por el generador disponible para excitar el circuito. Más adelante se discutirán otras restricciones para la potencia a la entrada.

2.2 Diseño y simulaciones

Esta sección busca mostrar cual fue el recorrido de diseño incluyendo su ida y vuelta con las simulaciones para poder cumplir con las especificaciones planteadas.

2.2.1. Evolución de la topología de la primera etapa

Inicialmente se estudian distintas configuraciones de diodos en un sistema de $50\ \Omega$ tal y como si el bloque se fuera a medir en el laboratorio. R_S representa a la resistencia de salida del generador y R_L es la resistencia de entrada al instrumento de medida. El estudio se realiza para una entrada sinusoidal de frecuencia 200 MHz como se plantea en las especificaciones, luego se discute su amplitud. Finalmente se analiza como afecta a esta etapa el agregar el filtro pasa-banda a la salida sustituyéndolo por la carga R_L .

Objetivos del diseño:

1. **Maximizar la potencia a la carga RL en la componente a 1GHz.**
2. **Generar una señal del tipo comb en frecuencia**, para que si además se logra diseñar un pasa-banda sintonizable, obtener un multiplicador de factor entero variable.
3. **Separar armónicos para relajar ancho de banda y orden del filtro**
4. **Discutir cantidad de diodos vs. mejora en los puntos anteriores**

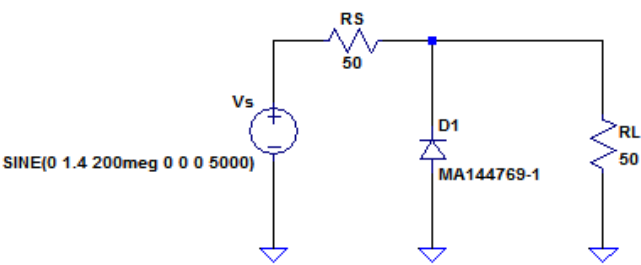
El último punto fue agregado luego de unir las dos etapas. Se discutirá en las ultimas configuraciones de diodos aquí presentadas.

Capítulo 2. Análisis del funcionamiento del circuito y diseño

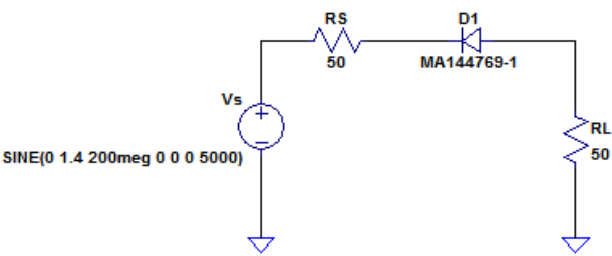
2.2.1.1. Configuraciones de un solo diodo

Comenzamos analizando como utilizar el efecto de recuperación inversa con un único SRD. Se plantean dos configuraciones posibles:

Figura 2.1: Configuraciones de un solo diodo



(a) En paralelo a R_L

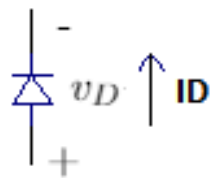


(b) En serie a R_L

2.2.1.2. Configuración en paralelo

Se estudiará la configuración de un solo diodo en paralelo a R_L . Se busca mostrar el efecto de recuperación inversa del diodo en un caso simplificado para poder relacionar las simulaciones con lo recabado en el marco teórico, como también comenzar con aspectos del diseño.

Se plantea el circuito de la figura 2.1a variando la amplitud de la entrada en vacío V_P .



Color	V_P (V)
Negro	1
Azul	1.2
Rojo	1.3
Verde agua	1.4
Rosado	1.5
Amarillo	2

Figura 2.2: Tensión y sentido de la corriente por el diodo definidas.

Tabla 2.2: Código de colores para los gráficos de la figura 2.3

2.2. Diseño y simulaciones

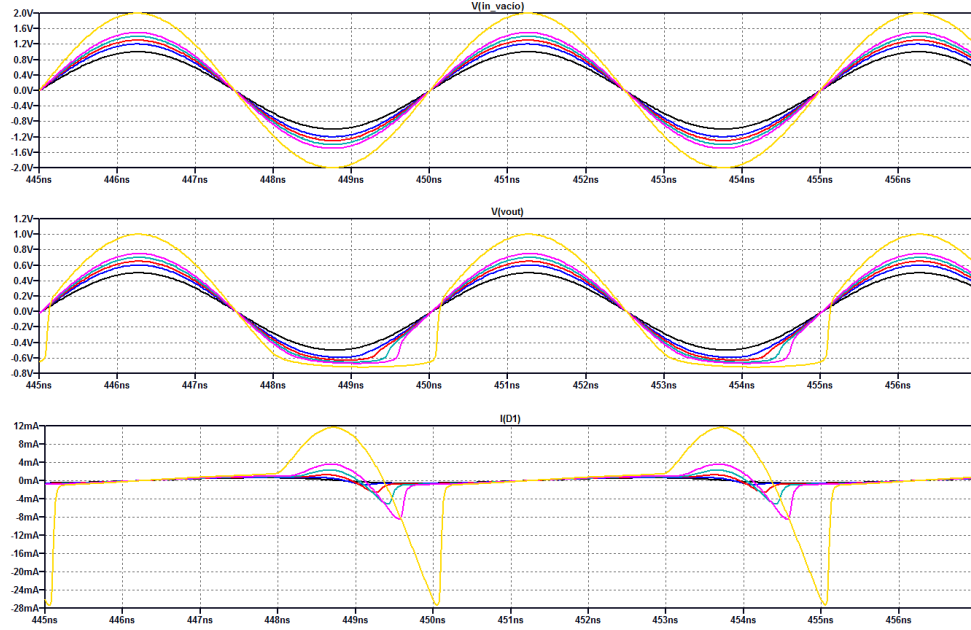


Figura 2.3: Configuración en paralelo variando V_P , según la tabla 2.2. **Arriba:** v_{in} en vacío. **Medio:** v_{out} . **Abajo:** i_D con el sentido de la figura 2.2

Del gráfico 2.3, se observan varios puntos:

- Para tensiones $V_P < 1,2V$ el diodo no conduce (ver que V_{out} es $\frac{V_{in_{vacio}}}{2}$, a su vez I_{D1} es despreciable en comparación a $|I_{RL}| < \frac{V_{outP}}{R_L} = \frac{0,58V}{50\Omega} = 11,6mA$).
- Para $V_P > 1,3V$ comienza a apreciarse el fenómeno de recuperación inversa. Aumentando V_P el escalón a la salida debido a la transición es de mayor amplitud.
- Se miden aproximadamente los t_r desde el mínimo en I_{D1} y el corte con $I = -1mA$ (próximo a su valor final), obteniendo:

Color	t_r (ps)
Rojo	105
Verde agua	116
Rosado	138
Amarillo	115

Siendo medidas a ojo con la ayuda del cursor de LTSpice, parece estar en torno a 120 ps. Este valor depende en parte de las características físicas del diodo, en particular del tiempo de vida medio de los portadores minoritarios (τ) como se puede observar en las ecuaciones 1.32, 1.33 y ???. Según la hoja de datos, $\tau = 20..,50ns$ y $t_r = 150ps$ como máximo.

Capítulo 2. Análisis del funcionamiento del circuito y diseño

Se lo considera prácticamente constante en comparación con el periodo de la señal $5ns$.

- Por otra parte se observa que al aumentar V_P , el tiempo de storage aumenta. Para probar esto se calcula la carga Q_S almacenada en la juntura utilizando un modelo simple:

$$\frac{dQ_S}{dt} = i_D \quad (2.1)$$

Siendo i_D la corriente por el diodo desde el cátodo a ánodo. Este modelo surge de despreciar el término Q/τ en la ecuación 1.34.

Los estados del diodo son los siguientes:

1. Forward (ON):

Si $v_{in} < -2V_\gamma$. Para el análisis se modela al diodo como una fuente de tensión $V = V_\gamma$ según la polaridad de v_D en la figura 2.2.

2. Storage:

El diodo deja de estar en forward ($v_{in} > -2V_\gamma$) y comienza a eliminar la carga Q_s . La tensión en sus bornes sigue siendo $\approx V_\gamma$.

3. Transición abrupta:

Cuando finaliza estado de Storage, es decir comienza cuando $Q_S \approx 0$.

4. Reverse (OFF):

Luego de la transición abrupta. Se mantiene en este estado mientras $v_{in} > -2V_\gamma$. El diodo se comporta como una capacidad controlada por la tensión entre sus bornes (varactor).

La corriente i_D en el estado de forward será:

$$I_D = -\frac{(v_{in} + 2V_\gamma)}{R} > 0 \quad (2.2)$$

donde $R = R_s = R_L$. En el estado de storage la expresión es la misma que en el estado forward.

Para una entrada $v_{in} = V_P \sin(wt)$, el tiempo t_0 en el que el diodo cambia de reverse (OFF) a forward será:

$$t_0 = \frac{T}{2} + \frac{1}{w} \arcsin\left(\frac{2V_\gamma}{V_P}\right) \quad (2.3)$$

donde $T = 2\pi/\omega$. El tiempo en que comienza Storage t_1 :

$$t_1 = T - \frac{1}{w} \arcsin\left(\frac{2V_\gamma}{V_P}\right) \quad (2.4)$$

Se calcula la carga almacenada en forward Q_{Sf} utilizando la ecuación 2.1:

$$Q_{Sf} = \int_{t_0}^{t_1} \frac{V_P \times \sin(w(t)) + 2V_\gamma}{R} dt$$

2.2. Diseño y simulaciones

$$= \frac{1}{R} \left(\frac{-V_P}{w} (\cos(w(T_1)) - \cos(wt_0)) + 2V_\gamma(T_1 - t_0) \right)$$

Sustituyendo las expresiones de t_0 y t_1 se obtiene:

$$Q_{Sf} = \frac{1}{R} \left(\frac{-V_P}{w} \cos \left(w \left(T - \frac{1}{w} \arcsen \left(\frac{2V_\gamma}{V_P} \right) \right) \right) - \cos \left(w \left(\frac{T}{2} + \frac{1}{w} \arcsen \left(\frac{2V_\gamma}{V_P} \right) \right) \right) \right) + \frac{2V_\gamma}{R} (t_1 - t_0)$$

Desarrollando:

$$Q_{Sf} = \frac{1}{R} \left(\frac{V_P}{w} \left(2\cos \left(\pi + \arcsen \left(\frac{2V_\gamma}{V_P} \right) \right) \right) + 2V_\gamma \left(\frac{T}{2} - \frac{2}{w} \arcsen \left(\frac{2V_\gamma}{V_P} \right) \right) \right) \quad (2.5)$$

La ecuación 2.5 será utilizada para luego comparar con la carga máxima almacenada en el diodo utilizando otro modelo.

A continuación se calcula el tiempo de storage t_s . La transición comienza en el tiempo t_f tal que $Q_S = 0$, es decir:

$$Q_S = \int_{t_0}^{t_f} \frac{V_P \times \sen(wt) + 2V_\gamma}{R} dt = 0$$

Entonces:

$$2V_\gamma t_f - \frac{V_P}{w} \cos(wt_f) = \mathbb{C} \quad (2.6)$$

Siendo $\mathbb{C} = 2V_\gamma \left(\frac{T}{2} + \frac{1}{w} (\arcsen(\frac{2V_\gamma}{V_P})) \right) + \frac{V_P}{w} \cos(\arcsen(\frac{2V_\gamma}{V_P}))$. Finalmente el tiempo de storage es $t_s = t_f - t_1$.

Resolviendo numéricamente la ecuación 2.6 para distintos V_P , se grafican t_s y la amplitud del escalón generado en función de V_P (figuras 2.4 y 2.5).

La amplitud del escalón a la salida es:

$$\left| \frac{v_{in}(t_f + t_r)}{2} - (-V_\gamma) \right| = \frac{v_{in}(t_f + t_r)}{2} + V_\gamma \quad (2.7)$$

ya que $v_{in}(t_f + t_r) > -2V_\gamma$.

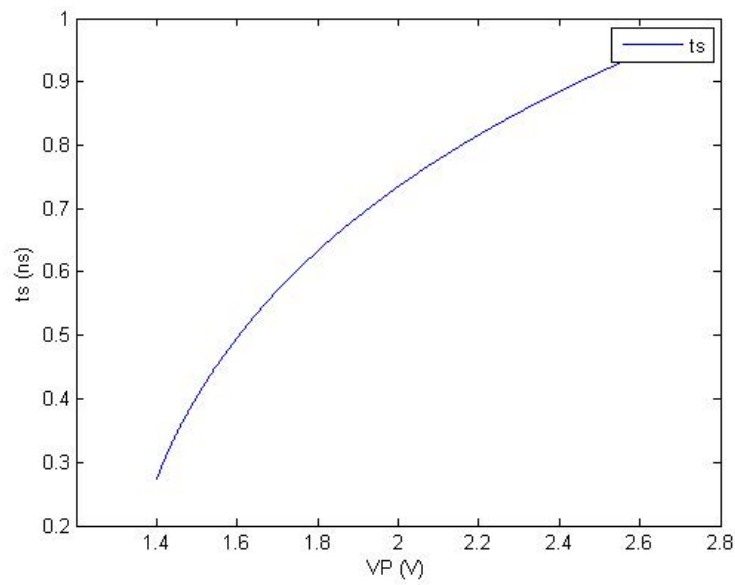


Figura 2.4: Tiempo de storage en función de V_P

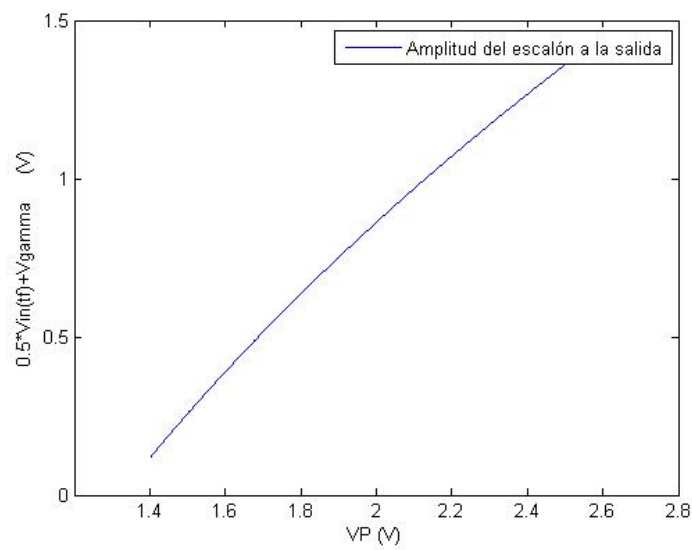


Figura 2.5: Amplitud del escalón a salida en función de V_P

Ambos gráficos van hasta $V_P = 2,6V$ debido a que para esa amplitud de entrada, el pico máximo de corriente es $-50mA$.

Conclusión 1: Al aumentar la amplitud de la fuente a la entrada, aumenta el tiempo de storage y dado que t_r es aproximadamente constante, aumenta la amplitud del escalón a la salida.

2.2. Diseño y simulaciones

Asumiendo que un diodo pudiese soportar las tensiones que se graficarán ($1,4 < V_P < 25V$) y sus corrientes asociadas, si el tiempo donde se da la transición es mayor a $\frac{3T}{4}$, el aumentar la tensión de entrada comienza a ser ineficiente para ganar amplitud en el escalón.

Se gráfica a continuación la amplitud del escalón a la salida y la amplitud que se podría lograr si el diodo corta cuando se da el máximo de la entrada:

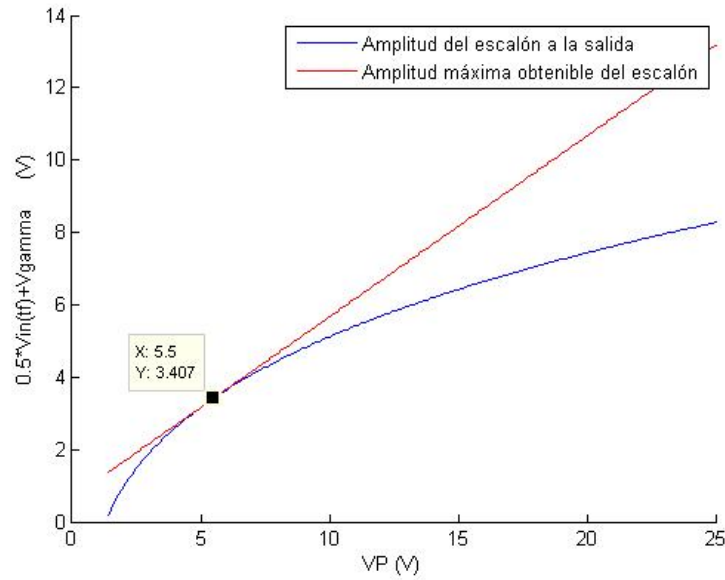


Figura 2.6: Amplitud del escalón a la salida

Se nota que el óptimo en cuanto a obtener la amplitud máxima para una entrada dada es para $V_P = 5,3V$. Luego al seguir aumentando la amplitud de entrada la ganancia en tensión baja. Para lograr que el diodo se recupere en el pico de la entrada, se agregaron fuentes de corriente de pocos mA (1-2 mA) para regular la carga Q_S (aumentarla) y controlar el tiempo de corte. Sin embargo, con corriente de algunas decenas de mili ampere el retardo obtenido fue despreciable.

- En resumen, si la amplitud del escalón en voltaje a la salida es mayor, dado que t_r es aproximadamente constante, la pendiente del flanco de subida a la salida aumenta y las componentes a alta frecuencia estarán más presentes.

Por esta razón, uniendo los últimos dos puntos, se estudia la relación entre la amplitud de la componente en $1GHz$ y la amplitud de entrada. Para eso se relevan datos en simulaciones variando la amplitud de entrada, obteniéndose así la curva de la figura 2.7.

Capítulo 2. Análisis del funcionamiento del circuito y diseño

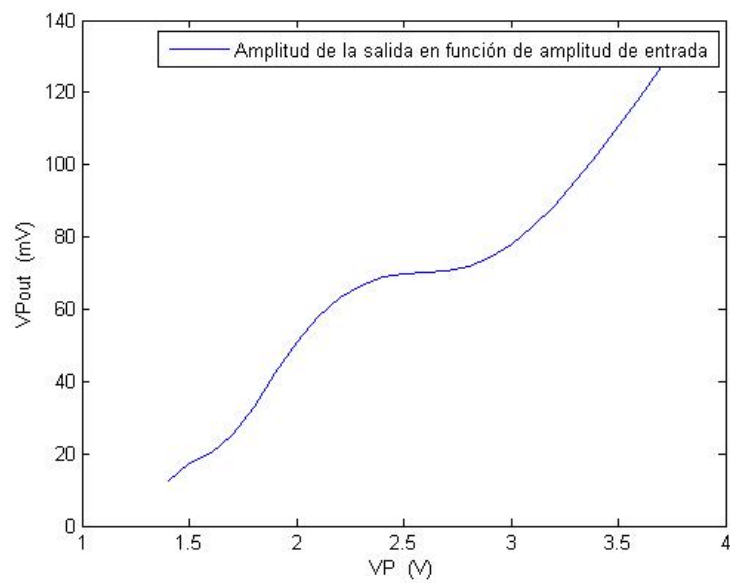


Figura 2.7: Amplitud a la salida de la componente de 1 GHz en función de la amplitud de la entrada

En la figura 2.7 se observa que existe una meseta entre en el intervalo donde se puede trabajar ($V_P < 2,6V$). En el rango (1,8; 2,1) V la característica es bastante lineal con lo que se prefiere trabajar ahí, antes o después es ineficiente.

2.2.1.3. Configuración serie:

Se realizará un análisis parecido al caso del diodo en paralelo pero menos profundo dado que en aquel caso ya se mostró el fenómeno de recuperación rápida. Se plantea el circuito de la figura 2.1b

Se grafican la tensión de salida y corriente por el diodo según la amplitud en vacío V_P , para los mismos valores que el análisis de la figura 2.3.

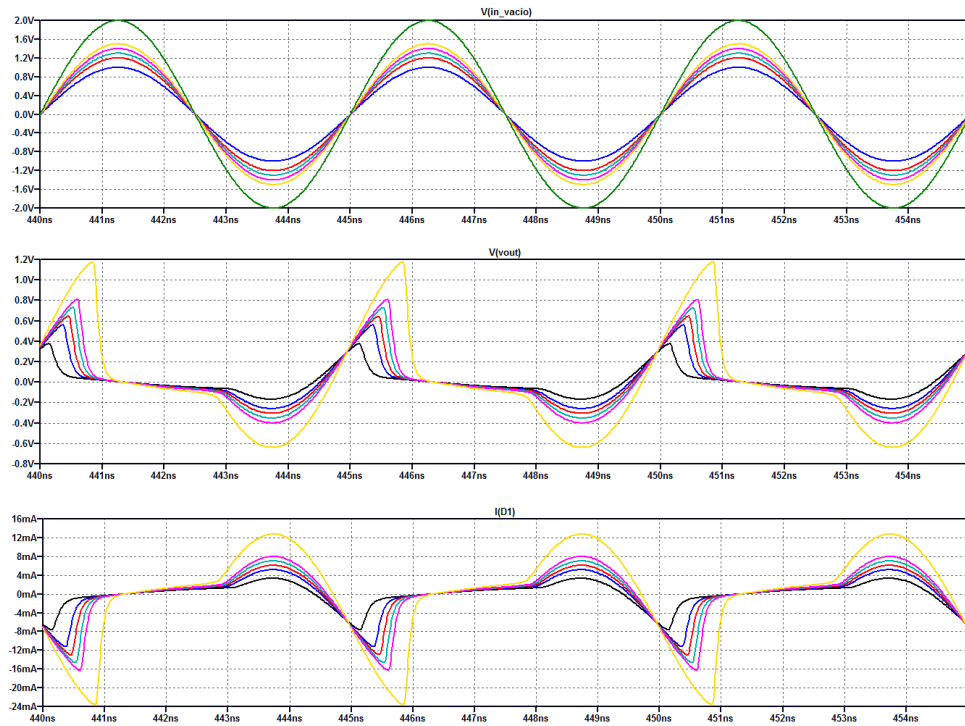


Figura 2.8: Configuración en serie variando V_P , según la tabla 2.3 .**Arriba:** v_{in} en vacío. **Medio:** v_{out} . **Abajo:** i_D con el sentido de la figura 2.2

Color	$V_P(V)$
Negro	1
Azul	1.2
Rojo	1.3
Verde agua	1.4
Rosado	1.5
Amarillo	2

Tabla 2.3: Código de colores para la figura 2.8

- Comparando para la configuración en paralelo, la amplitud del escalón ge-

Capítulo 2. Análisis del funcionamiento del circuito y diseño

nerado es mayor para cada V_P .

Cualitativamente se debe a que para una entrada dada:

1. Sea t_0 el tiempo en el que el diodo comienza a conducir. Se tiene que $t_{0_{serie}} < t_{0_{paralelo}}$, ya que en el caso paralelo la tensión sobre el diodo antes de conducir es $v_{in}/2$ mientras que en el caso serie es v_{in} .
2. Entonces el intervalo de tiempo en que el diodo se encuentra en forward es mayor y $Q_{s_{serie}} > Q_{s_{paralelo}}$.
3. En ese caso el tiempo de Storage aumenta.
4. Finalmente se generan escalones de mayor amplitud para el mismo V_P en comparación al caso en paralelo.

Conclusión 2: Si se utiliza un solo diodo, se prefiere la configuración en serie.

En la figura 2.9 se muestran los espectros para las configuraciones hasta acá vistas. Como era de esperarse, los armónicos de la entrada están separados 200 MHz.

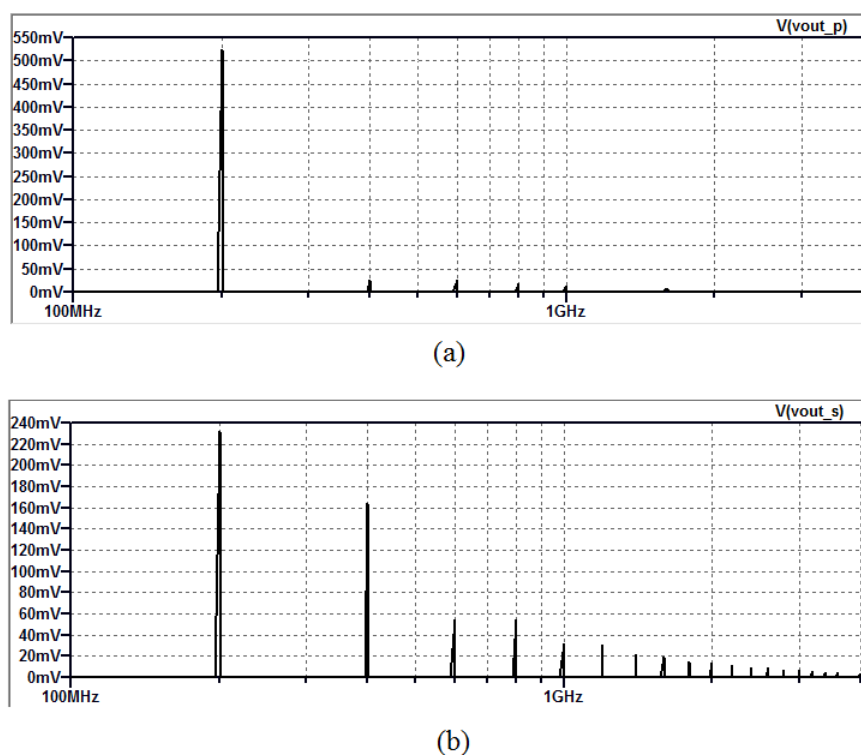


Figura 2.9: Espectros de la salida entrando con $V_p = 1,5$ V. a) Diodo en paralelo. b) Diodo en serie.

Para el caso paralelo, la componente de 200 MHz es de 524 mV y la de 1 GHz es de 12.24 mV. Por otro lado, para el caso serie, la de 200 MHz es de 231 mV mientras que la de 1 GHz es de 31.5 mV.

2.2.1.4. Configuraciones de dos diodos

Se busca aumentar la amplitud de la componente en 1GHz. Para ello se quiere generar un pulso de dos flancos rápidos.

Se utilizan dos diodos, apoyándose en el análisis de las configuraciones anteriores obteniendo el circuito de la figura 2.10.

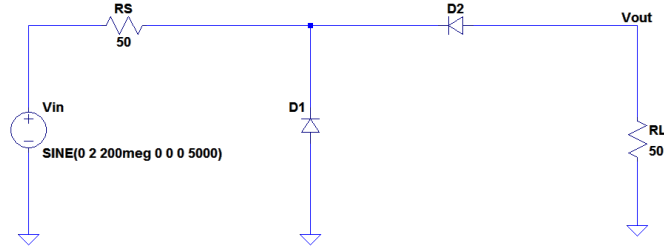


Figura 2.10: Circuito de una rama paralelo y otra serie con un diodo en cada una.

Análisis del funcionamiento:

Se realiza un análisis del estado de los diodos respecto a la entrada en vacío:

1. Si $vin_{vacio} > -V_\gamma$:
Ambos diodos no conducen.
2. Si $vin_{vacio} < -V_\gamma$:
La tensión a la entrada del circuito será $-V_\gamma$ dado que $D1$ comienza a conducir.
Esta tensión de $-V_\gamma$ hará circular una pequeña corriente de forward por $D2$ (el V_γ de $D2$ será un poco menor que el de $D1$ debido a la caída de tensión en la carga R_L).
3. Si $-V_\gamma < vin_{vacio} < V_{P0}$:
 V_{P0} será la tensión de entrada para la cual comienza la transición de $D1$.
En este intervalo de tiempo Q_{SD1} comienza a disminuir, entonces $D1$ está en estado de storage mientras que $D2$ continúa en forward.
4. Si $V_{P0} < vin_{vacio}$:
Comienza la transición de $D1$.
La entrada del circuito deja de valer $-V_\gamma$, tendiendo a $0,5 * vin_{vacio}$ (si $D2$ continuara en forward).
Al aumentar la tensión de entrada, la tensión en inversa de $D2$ será mayor que $-V_\gamma$ y una corriente de reverse por $D2$ provoca que Q_{SD2} disminuya.
Dado que $i_{DFD2} \ll i_{DFD1}$ entonces $Q_{SD2} \ll Q_{SD1}$ y en ese caso $t_{SD2} \ll t_{SD1}$.
5. Post T_{D1} :
Luego de la transición de $D1$, $Q_{SD2} \approx 0$, es decir comienza T_{D2} .

Capítulo 2. Análisis del funcionamiento del circuito y diseño

6. Post T_{D2} :

Finalmente ambos diodos se recuperan volviendo al estado inicial del análisis.

Se resume en la tabla 2.4 el estado de los diodos dependiendo de la señal de entrada en vacío.

F, S, T y R significan forward, storage, transición y reverse respectivamente.

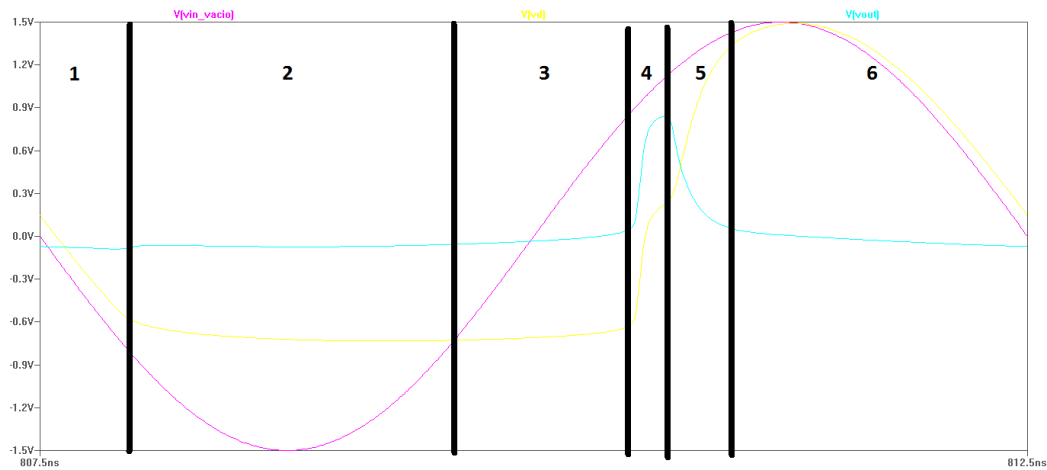


Figura 2.11: Tensión de salida (celeste), tensión a la entrada del circuito (amarillo) y tensión de la entrada en vacío en función del tiempo (rosado).

	1	2	3
	$-V_\gamma < vin_{vacio}$	$vin_{vacio} < -V_\gamma$	$-V_\gamma < vin_{vacio} < V_{P0}$
D1	R	F	S
D2	R	F	F

	4	5	6
	$V_{P0} < vin_{vacio}$	Post T_{D1}	Post T_{D2}
D1	T	R	R
D2	S	T	R

Tabla 2.4: Estados de ambos diodos según la figura 2.11

Para comprobar que se obtiene mejor performance que la configuración de un solo diodo en cuanto a amplitud en la componente de 1GHz, se grafican dichas amplitudes variando V_P en la figura 2.12.

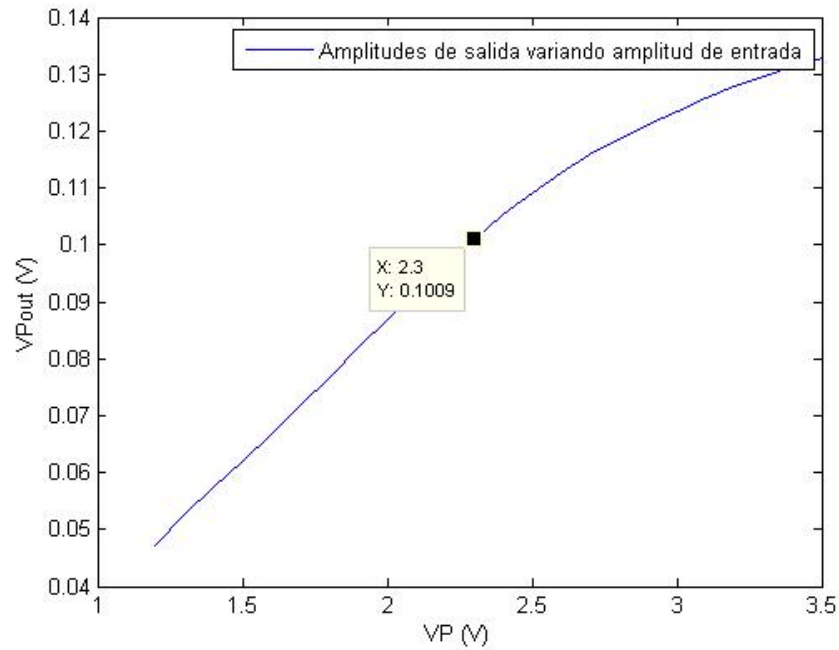


Figura 2.12: Amplitud a la salida en función de la amplitud de entrada V_P para la configuración serie paralelo.

La amplitud máxima de entrada que se puede imponer es $V_{Pmax} = 2,3V$ de forma que la corriente por D1 no supere el máximo sugerido.

Para V_{Pmax} la amplitud que se obtiene en la configuración en paralelo de un diodo es $V_{out} = 70mV$, en este caso observando la figura 2.12 es de $100mV$.

2.2.1.5. Configuración con diodos en anti-paralelo

Si se tuviera un circuito como el de la figura 2.10 pero donde cada uno de los diodos estuviera conectado al revés, la salida resultaría en pulsos negativos en lugar de positivos como teníamos en 2.11.

Ahora bien, si construimos un circuito que combine ambos casos, el mismo sería el de la figura 2.13.

Como era de esperarse la salida obtenida está conformada por dos pulsos (uno positivo y otro negativo) cada 5 ns , es decir, el período del tono de la fuente de entrada.

En 2.15 se tiene el espectro para el caso $V_P = 1,6v$.

Observaciones

- Lo primero que salta a la vista es que los armónicos pares no están.
- Esto quiere decir que los diodos en anti-paralelo permiten tener un filtro menos selectivo en la segunda etapa del circuito.

Capítulo 2. Análisis del funcionamiento del circuito y diseño

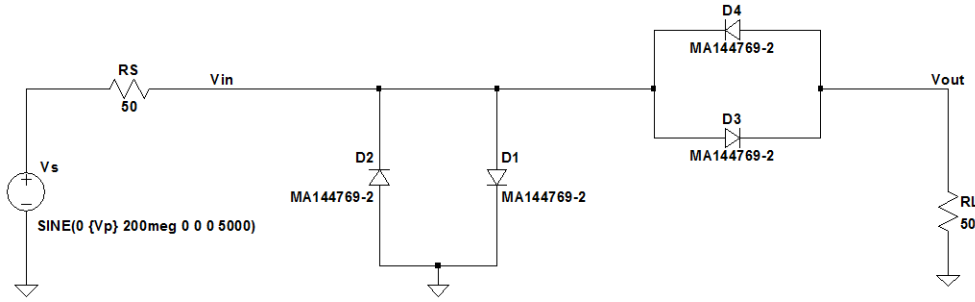


Figura 2.13: Diodos en anti-paralelo en la rama serie y en la rama paralelo.

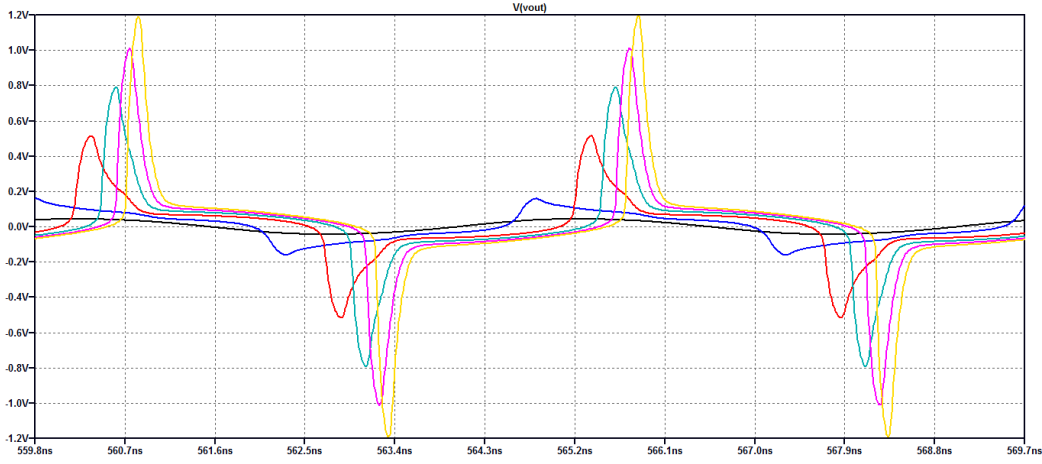


Figura 2.14: v_{out} del circuito de la figura 2.13 con $V_P = [0,4 : 0,4 : 2,4]V$.

2.2.1.6. Justificación de la atenuación de los armónicos pares

A continuación pasamos a explicar porque se eliminan los armónicos pares utilizando diodos en anti-paralelo.

Recordemos que la serie de Fourier de una función periódica de período T es:

$$f(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} c_n e^{jn\omega t} \quad (2.8)$$

donde $\omega = 2\pi/T$. En nuestro caso $f(t) = v_{out}(t)$ el cual modelaremos como se muestra en la figura 2.16.

Ahora pasamos a calcular los coeficientes c_n :

$$c_n = \frac{1}{T} \int_0^T v_{out}(t) e^{-jn\omega t} dt = \frac{V_o}{2\pi j n} \left(1 - e^{-jn\omega \frac{T_D}{2}} + e^{-jn\omega (\frac{T+R_D}{2})} - e^{-jn\omega \frac{T}{2}} \right) \quad (2.9)$$

2.2. Diseño y simulaciones

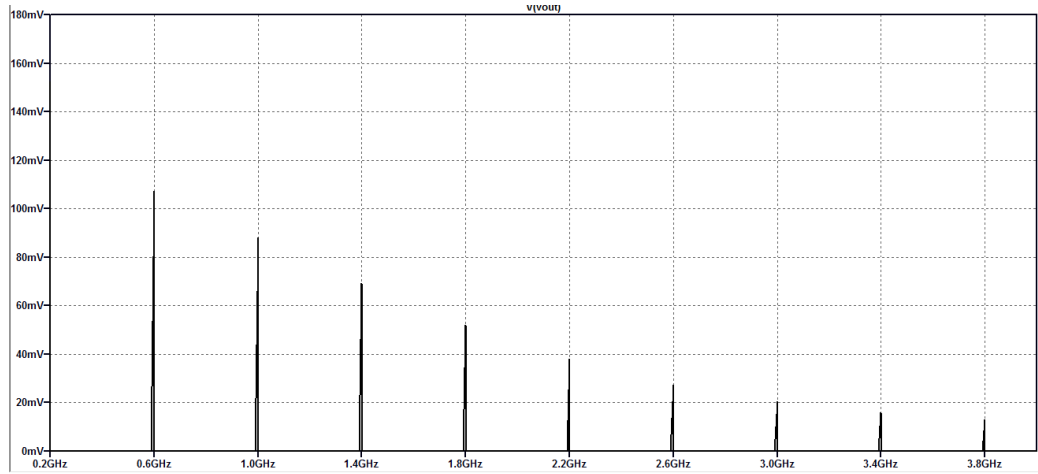


Figura 2.15: Espectro de v_{out} entrando con $V_P = 1,6V$

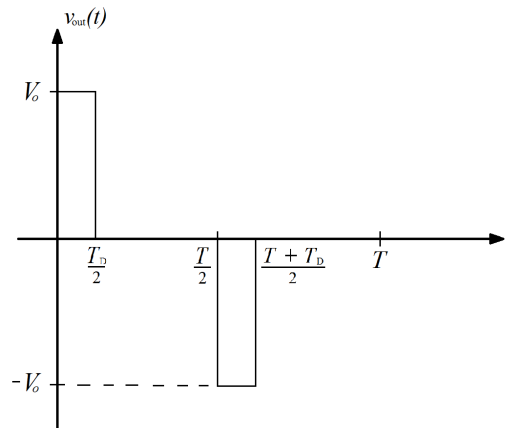


Figura 2.16: Forma de onda a la salida simplificada para el caso de una rama serie y otra paralelo con 2 diodos en anti-paralelo en cada rama.

Operando:

$$c_n = \frac{V_o}{2\pi jn} (1 - e^{-jn\omega T_D/2}) (1 - (-1)^n) = \begin{cases} \frac{V_o}{j\pi n} (1 - e^{-j\pi \frac{T_D}{T}}) & \text{si } n \text{ es impar} \\ 0 & \text{si } n \text{ es par} \end{cases} \quad (2.10)$$

Observación

El resultado obtenido es coherente con lo simulado en cuanto a que las componentes pares en frecuencia son nulas y las impares decrecen con la frecuencia.

Profundizando en el tema se encontró que existe una propiedad más general

Capítulo 2. Análisis del funcionamiento del circuito y diseño

que afirma que dada cualquier función anti-periódica¹ se cumple que $c_{2n} = 0$. En el apéndice B.1 se presenta una demostración.

En la figura 2.16 se muestra el espectro de v_{out} de la simulación hecha en spice para $V_p = 1,6V$ comparado con los espectros utilizando el resultado 2.10 para 2 T_D distintos. En ambos casos hay bastante diferencia entre un espectro y otro.

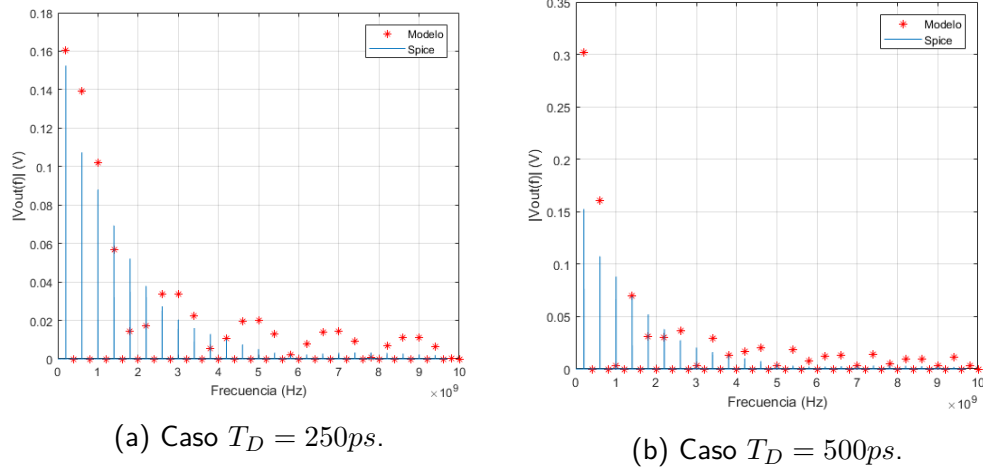


Figura 2.17: Comparación de espectros entre simulado y modelado con pulsos rectangulares.

¹Es aquella función f que cumple que $f(t + T) = -f(t)$ siendo T el anti-período.

Sinusoide de medio período

Para lograr una mejor aproximación al espectro se necesita un mejor modelo para el pulso. A continuación se muestra a modo ilustrativo un modelo de media senoide que ajusta el pulso como se ve en 2.18. En este caso V_o es la amplitud de la media senoide y $T_D/2$ es el ancho de la base de dicha media senoide.

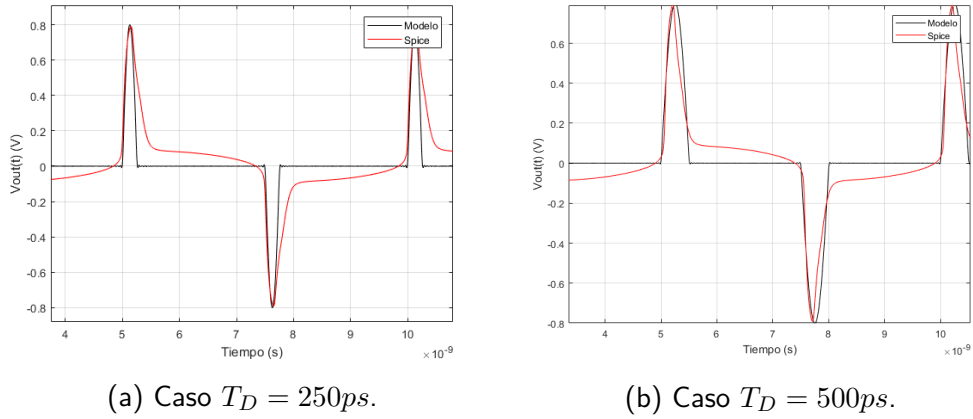


Figura 2.18: Comparación entre el pulso simulado y un modelo de media senoide.

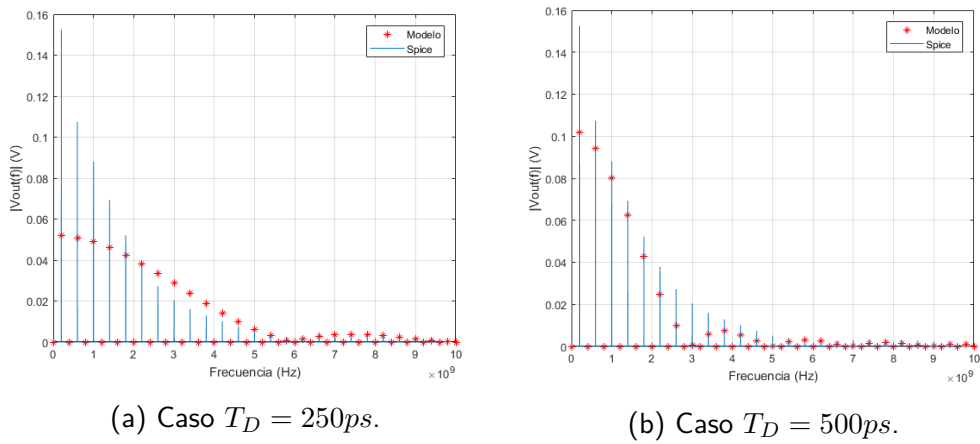


Figura 2.19: Comparación de espectros entre simulado y modelado con pulsos de media onda.

- En 2.19 se ve como para el caso $T_D = 250ps$ los espectros se parecen bastante en alta frecuencia, incluso hasta coincidiendo el mínimo que se da en torno a los 6GHz. Sin embargo, hay bastante diferencia para $f < 2GHz$. Esto es porque justamente, en el tiempo, este medio seno ajusta mejor en las transiciones rápidas de la forma de onda y no tanto en las lentas, que son las responsables de los armónicos de baja frecuencia.
- El espectro para el caso $T_D = 500ps$ ajusta en general mejor pero los mínimos no coinciden.

Capítulo 2. Análisis del funcionamiento del circuito y diseño

Dado lo complicada de la expresión de los C_n para este caso, obviamos ponerla aquí ya que no aporta al contenido.

2.2.1.7. Comparación de amplitudes a la salida

En la tabla 2.5 se comparan las amplitudes de la componente de 1 GHz obtenidas a la salida para el caso de 1 diodo serie, 1 diodo paralelo, 2 diodos serie en anti-paralelo, 2 diodos paralelo en anti-paralelo, 2 ramas con 1 diodo cada rama y 2 ramas con 2 diodos en anti-paralelo en cada rama.

V_P (V)	0.5	1	1.5	2	2.5
P	3.5 μ V	10 μ V	12.27 mV	37.25 mV	56.65 mV
S	57 μ V	18.29 mV	31.45 mV	55.1 mV	72.49 mV
P-AP	6.6 μ V	16.39 μ V	23.49 mV	71.34 mV	108.34 mV
S-AP	76.49 μ V	26.56 mV	49.67 mV	54.57 mV	56.82 mV
SP	73 μ V	22.97 mV	44.39 mV	61.78 mV	77.4 mV
SP-AP	95 μ V	37.92 mV	84.31 mV	103.49 mV	112.42 mV

Tabla 2.5: Comparación de amplitud de la componente de 1 GHz a la salida para las siguientes configuraciones: rama paralelo (P), serie (S), paralelo con diodos en anti-paralelo (P-AP), serie con anti-paralelo (S-AP), serie-paralelo (SP) y serie-paralelo con anti-paralelo (SP-AP).

Según esta comparación, el caso de 2 ramas con 2 diodos en cada rama en anti-paralelo es el que genera una componente de 1 GHz de mayor amplitud. Esto tiene sentido ya que este caso es el que tiene mayor cantidad de flancos rápidos por período: 4.

Sumado a esto se tiene la ventaja de la eliminación de los armónicos pares. Por lo tanto, esta parece ser la configuración que dada una entrada, genera el 5to armónico de mayor amplitud. En la siguiente sección se estudia que pasa al agregar el filtro pasa-banda entre los diodos y la carga. La impedancia vista hacia adelante por los diodos ahora pasará a depender de la frecuencia.

2.2.2. Topología final

A pesar de que todo lo discutido hasta aquí apunta que la mejor configuración es la de la figura 2.13, luego de haber diseñado 2 filtros pasa-banda y haber unido ambas etapas, se constató que el circuito completo (diodos + filtro) es más eficiente si se quita la rama serie de diodos. Por lo tanto, la topología final es la mostrada en la figura 2.20.

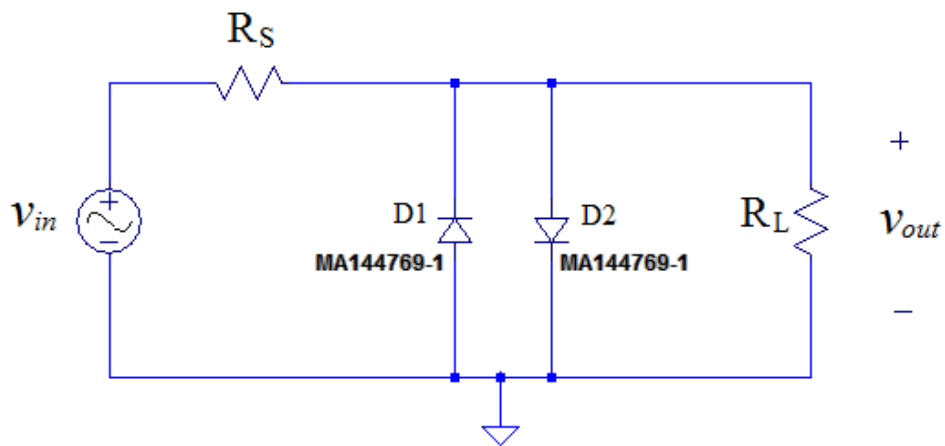


Figura 2.20: Topologia definitiva a usar como 1era etapa

A continuación se muestran las simulaciones con los filtros.

Capítulo 2. Análisis del funcionamiento del circuito y diseño

2.2.2.1. Simulaciones y análisis

Filtro discreto

En esta sección se muestra la comparación entre utilizar una rama en paralelo Vs rama en paralelo + rama en serie con un filtro de componentes discretos como 2da etapa. Dicho filtro es el objeto de estudio del capítulo 3 por lo que aquí no se entra en detalle sobre el mismo.

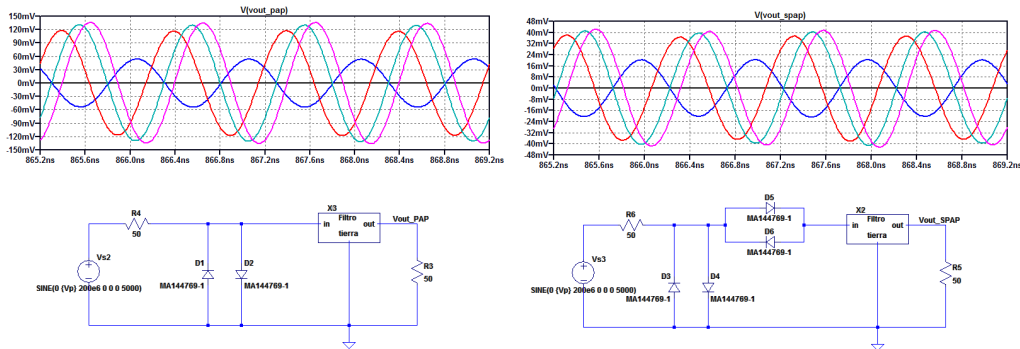


Figura 2.21: **Izq.** Circuito sin rama serie y salida obtenida. **Der.** Circuito con rama serie y salida obtenida.

En la figura 2.21 se muestran las simulaciones que comparan los casos mencionados. Se observa que la salida es como 3 veces mayor al quitar la rama serie.

Filtro distribuido

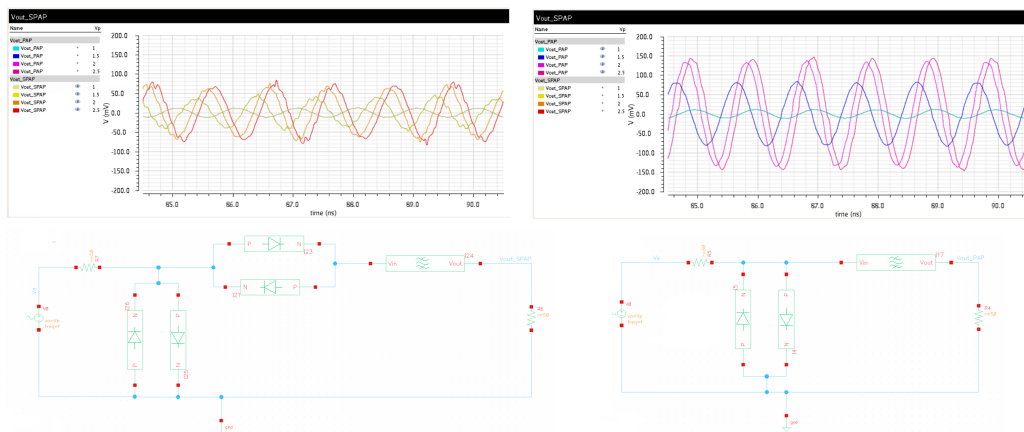


Figura 2.22: **Izq.** Circuito con rama serie y salida obtenida. **Der.** Circuito sin rama serie y salida obtenida.

2.2. Diseño y simulaciones

Al igual que en la sección anterior, aquí se muestran las simulaciones utilizando esta vez un filtro distribuido, pero sin entrar en detalle sobre el mismo. Dicho filtro se estudia en el capítulo 4.

En la figura 2.22 se ve la misma comparación hecha en 2.21 pero para el caso del filtro distribuido. La observación es similar a la del caso discreto con el agregado de que en el caso con rama serie se observa una distorsión mayor en comparación al caso sin rama serie.

Análisis cualitativo

La explicación de porque los circuitos resultaron más eficientes al quitar la rama serie de diodos radica en la $Z_{in,filtro}$ que muestra cada filtro. Resulta que ambos diseños tienen una $Z_{in,filtro}@200MHz$ grande (comparable a la de reverse del diodo). Esto provoca que una parte considerable de la tensión de entrada caiga entre la entrada del filtro y tierra. Es decir, para llegar a tener una caída de V_γ en el diodo, hay que levantar más la tensión de entrada que para el caso de un diodo solo en paralelo. Esto último es porque para el diodo, mientras mayor sea la impedancia que tiene en paralelo ($Z_{in,filtro}$), menor será la tensión de entrada requerida para prender.

Si se tuviera un filtro con una $Z_{in,filtro}@200MHz \approx 0\Omega$, entonces en ese caso lo mejor sería un diodo serie y no paralelo, ya que en este último caso, la impedancia total que ve la fuente es pequeña, por lo que hay que subir mucho la tensión para llegar a un V_γ en el diodo. Por otro lado, si se conecta un diodo serie solo, el mismo tendrá una impedancia mucho mayor que $Z_{in,filtro}$, provocando que la mayor parte de la tensión caiga en sus bornes.

Cuando el diodo prende ahí cambia su impedancia a una mucho menor, además de fijar la tensión a V_γ . En esta etapa lo que importa es acumular el mayor Q_s posible, es decir, conviene tener un i_d grande.

Todo este análisis cualitativo aplica hasta que el diodo se recupera. Como ya se estudio en secciones anteriores, en dicha etapa aparecen cambios rápidos de corriente que generan armónicos de la entrada. En este caso el análisis de como juega $Z_{in,filtro}$ en la performance del circuito se vuelve más complejo.

2.2.2.2. Circuito con parásitos de diodos

Debido a que los diodos vienen encapsulados, el comportamiento del diodo se modifica un poco. En la figura 2.23 se muestra como se modelan los parásitos debido al package.

Para facilitar el análisis se estudia el caso de un solo diodo en paralelo. En 2.24a) se muestra una simulación cuyos resultados están en (c). Se encontró que el hecho que estuviera C_p o no, no alteraba sobremanera los resultados. Por lo tanto, se realizó un modelo del circuito en (b) que no tiene en cuenta tal capacitor. En dicho circuito se modela al diodo (sin el package) como una fuente de $V_\gamma = 0,7V$ cuando está en forward y como un capacitor $C_D = 0,8pF$ cuando está en reverse.

Consideremos el origen de tiempos tal que $v_{in} = -V_P \sin(\omega t)$ con $V_P = 2V$. Para dicho origen se encontró en LTspice que en $t_0 = 2,6ns$ el diodo dejaba de

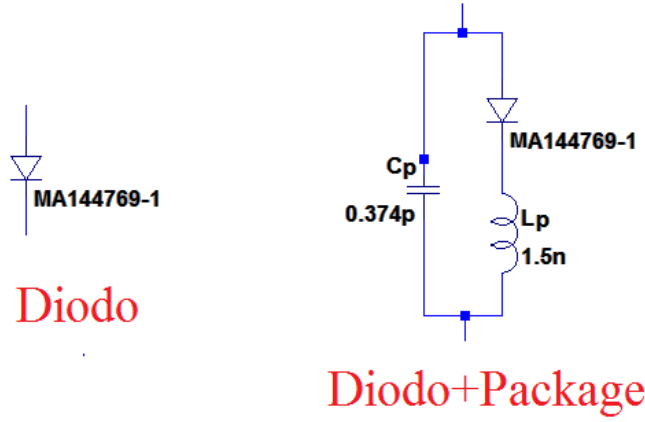


Figura 2.23: Diodo solo y diodo con parásitos debido al package

estar en storage para pasar a la transición rápida que precede al estado de reverse. Se toma ese tiempo para conmutar las llaves S1 y S2.

La tensión de salida $\forall t \in [0, t_0)$ es:

$$v_{out}(t) = -V_\gamma - V_P \frac{\omega L}{\sqrt{4\omega^2 L^2 + R^2}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{2\omega L}{R}\right)\right) \quad (2.11)$$

donde $R = R_s = R_L$, $L = L_p$ y $\omega = 2\pi 200 MHz$.

A partir de esta expresión se calculó $v_{out}(t_0) = -0,625V$ siendo similar al valor de la simulación (-0.56 V). Por otro lado, cuando $t \geq t_0$ se tiene que:

$$\frac{-V_P \omega \cos(\omega t)}{2L} = \frac{d^2 i_D}{dt^2} - \frac{R}{2L} \frac{di_D}{dt} + \frac{i_D}{LC} \quad (2.12)$$

donde $C = C_D$. Al resolver esta ecuación se llega a que i_D es de la forma:

$$i_D = A_p \sin(\omega t + \phi_p) + A_h e^{\lambda t} = A_p \sin(\omega t + \phi_p) + A_h \sin(\omega_h t + \phi_h t) e^{t/\tau_h} \quad (2.13)$$

donde los subíndices p indican particular y h homogénea. Las constantes A_p , ϕ_p , A_h y ϕ_h quedan definidas al imponer condiciones en t_0 ². Resolviendo el polinomio característico de la ecuación diferencial:

$$\lambda = \frac{\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{4}{LC}}}{2} \cong 8,3 \times 10^9 \pm j2,76 \times 10^{10} \quad (2.14)$$

Si dividimos la parte imaginaria de λ entre 2π se llega a que $f_h = \omega_h/2\pi = 4,39GHz$. Midiendo en spice la frecuencia de dicha oscilación amortiguada (ID3 en la figura 2.24) se tiene 4.57 GHz, valor muy similar al calculado. La diferencia seguramente se encuentre en que la capacidad del diodo en reverse debe ser un

²En realidad en $t_0 + t_r$ donde $t_r \approx 120ps$.

2.2. Diseño y simulaciones

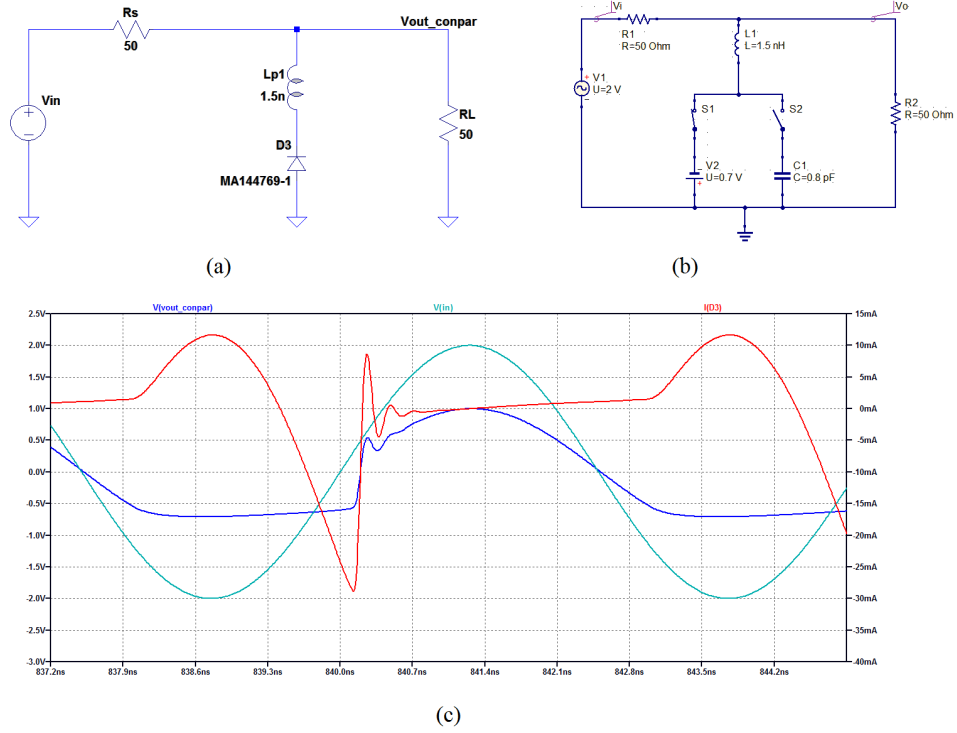


Figura 2.24: (a) Circuito simulado en spice donde se despreció C_p . (b) Circuito modelo para calcular i_D . (c) Resultados de la simulación en spice.

poco menor a 0.8 pF ya que se encuentra con una tensión levemente negativa en t_0 (-0.36 V se midió en la simulación).

Observaciones

- Para los valores de L , C y R de nuestro caso se tiene que $1/LC \gg R^2/(4L)^2$. Es decir que la frecuencia de la oscilación amortiguada esta dominada por el resonador serie LC de reverse.
- El τ_h resultó de 120 ps (del orden de lo que se ve en simulación). Según 2.14 $\tau_h = 4L/R$, por lo que si se quiere achicar dicho tiempo habría que aumentar R . El problema es que en RF se trabaja con $R = 50 \Omega$ fijos para facilitar cálculos y análisis. Una alternativa podría ser utilizar un package con menor L_p .

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 3

Circuito discreto

3.1 Resumen

Este capítulo expone el diseño, simulaciones, implementación, medidas y análisis de resultados del circuito de componentes discretos.

Como se ha mencionado en los capítulos anteriores el circuito se divide en dos etapas. En la primera intervienen los diodos SRD que deforman la senoide de entrada generando armónicos de esta y la segunda consta de un filtro pasa-banda que conserva el armónico en 1Ghz filtrando el resto.

De esta forma se obtiene un multiplicador de frecuencia con salida 1Ghz.

Sobre la etapa de los diodos, no se entra en más detalle dado que fue tratada en 2 y la configuración elegida se presentó en 2.2.2.

Se centrará la atención en el diseño del filtro de componentes discretos. Los temas a discutir serán:

- Diseño de un pasa-banda usando resonadores serie y paralelo.
- Modelos de parámetros concentrados para describir un componente distribuido.
- Inconvenientes en la implementación debido a los parásitos agregados.
- Rediseño conviviendo con los parásitos.
- Simulaciones con componentes reales y extraído del layout.
- Análisis de los parásitos de los componentes, microstrips y sus discontinuidades.
- Medidas y análisis de resultados.

3.2 Filtro pasa banda

Se realizó un primer diseño basado en resonadores LC serie/paralelo. Para el análisis se considera la impedancia que muestran los resonadores LC ideales:

- Resonador serie:

$$Z = j \left(\frac{w^2 LC - 1}{wC} \right)$$

- Resonador Paralelo:

$$Z = j \left(\frac{wL}{1 - w^2 LC} \right)$$

Definiendo su frecuencia de resonancia como $w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ se tiene que:

- Resonador serie:

- $\approx C$ si $w \ll w_0$
- Cortocircuito si $w = w_0$
- $\approx L$ si $w \gg w_0$

- Resonador paralelo:

- $\approx L$ si $w \ll w_0$
- Circuito abierto si $w = w_0$
- $\approx C$ si $w \gg w_0$

Con lo anterior se pueden diseñar filtros con resonadores pensando en corrientes. En sus frecuencias de resonancia dejaran pasar o no corriente dependiendo si son resonadores serie o paralelo.

Luego, estudiar como se afectan unos a otros pensando que son bien capacitores o bien bobinas asumiendo que estén muy lejos de sus frecuencias de resonancia.

Una respuesta en frecuencia más precisa se puede obtener mediante simulaciones pero con esta idea es que se diseñará de ahora en adelante.

3.2.1. Primer diseño

El primer diseño se basó en utilizar cuatro resonadores, dos en paralelo y dos en serie como muestra la figura 3.1.

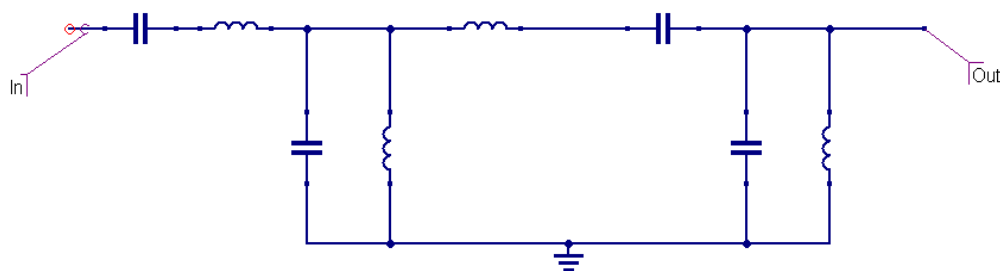


Figura 3.1: Topología del primer filtro diseñado

Ideas del diseño:

1. Resonador en torno a 1GHz.

Buscar combinaciones de L y C que resuenen en 1GHz.

Asumiendo componentes ideales, en torno a 1GHz los resonadores serie son cortocircuitos y los paralelo son circuitos abiertos de modo que toda la corriente irá hacia la carga. A su vez se muestran 50Ω a la entrada (son los 50Ω de carga).

2. Mejorar respuesta a baja frecuencia

A baja frecuencia ($w \ll w_0$), los resonadores serie pasan a ser condensadores y los en paralelo bobinas. Si se toma un resonador en paralelo a continuación de uno en serie como en la figura 3.2 asumiendo que $w \ll \frac{1}{\sqrt{L_2 C_1}}$ la impedancia vista Z_v será la equivalente a la de C_1 .

En ese caso como $L_0 = L_2$ se cumple que $w \ll \frac{1}{\sqrt{C_1 L_0}}$ y entonces $wL \ll \frac{1}{wC}$, de ese modo en el nodo A la corriente se va a tierra en vez de hacia la carga y por tanto el filtro atenúa a baja frecuencia.

De lo anterior se concluye que cuanto más pequeños sean los capacitores de los resonadores serie y más pequeñas sean las bobinas de los resonadores en paralelo, entonces la atenuación del filtro a baja frecuencia aumenta.

3. Mejorar respuesta a alta frecuencia

Un análisis análogo al punto 2 se puede realizar para alta frecuencia ($w \gg$

3.2. Filtro pasa banda

w_0). En ese caso los resonadores en serie serán bobinas y los paralelo serán capacitores. Luego, la corriente a tierra irá por el camino de baja impedancia que da el capacitor del resonador en paralelo en vez del de alta impedancia que da la bobina del resonador serie.

Análogo al punto 2, cuanto más grandes sean las bobinas en serie y más grandes sean los capacitores de los resonadores en paralelo, la atenuación del filtro aumenta a alta frecuencia.

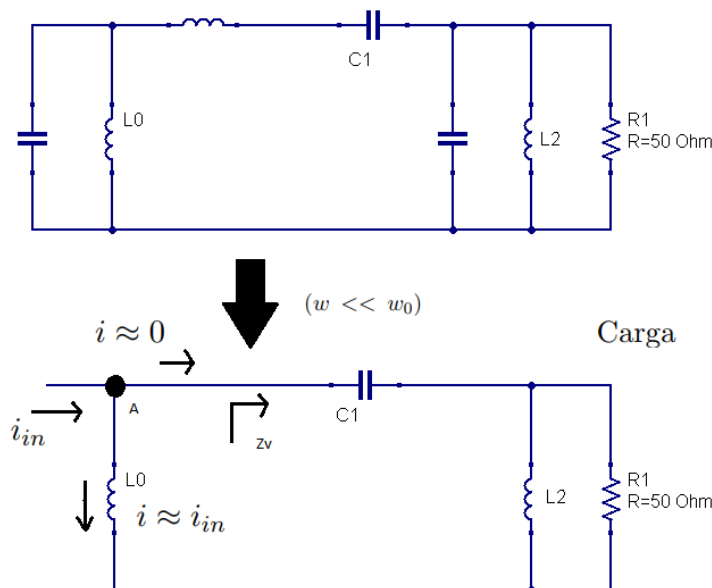


Figura 3.2: Resonadores a baja frecuencia

Análisis de lo anterior

Si $LC = cte$ (1)

Si $C_{serie} \searrow$ (2) $\implies L_{serie} \nearrow$

Si $L_{paralelo} \searrow$ (2) $\implies C_{paralelo} \nearrow$.

De las ultimas dos conclusiones se verifica el tercer punto de Ideas del diseño, de ese modo se tiene:

*Teniendo resonadores en serie y paralelo que resuenan a la misma frecuencia:
Cuanto menores sean C_{serie} , $L_{paralelo}$ y mayores sean $C_{paralelo}$, L_{serie} el resonador será más selectivo en frecuencia*

A continuación se muestran algunos filtros diseñados con esta idea variando los valores de los componentes en paralelo según la tabla 3.1:

Capítulo 3. Circuito discreto

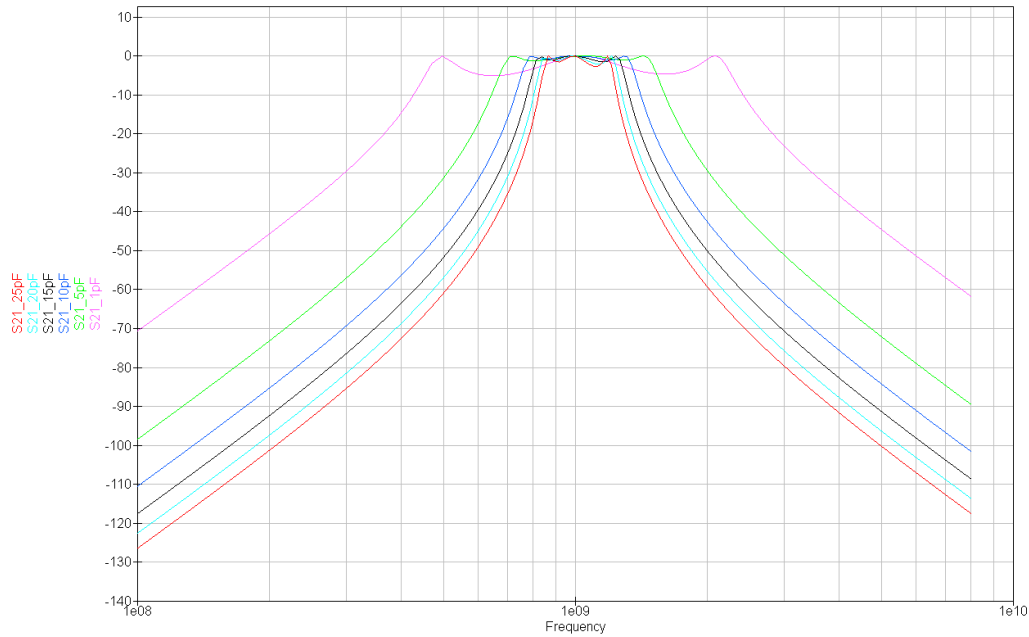


Figura 3.3: Parámetros S21 del esquemático de la figura 3.5 con valores de C y L según la tabla 3.1. Las curvas externas corresponden a valores de C mas bajos. Los resonadores en serie están formados por $C_{serie} = 1,2pF$ y $L_{serie} = 20nH$

C (pF)	L (nH)
1	25
5	5
10	2.5
15	1.7
20	1.3
25	1

Tabla 3.1: Valores de C y L de los resonadores en paralelo de la figura 3.3

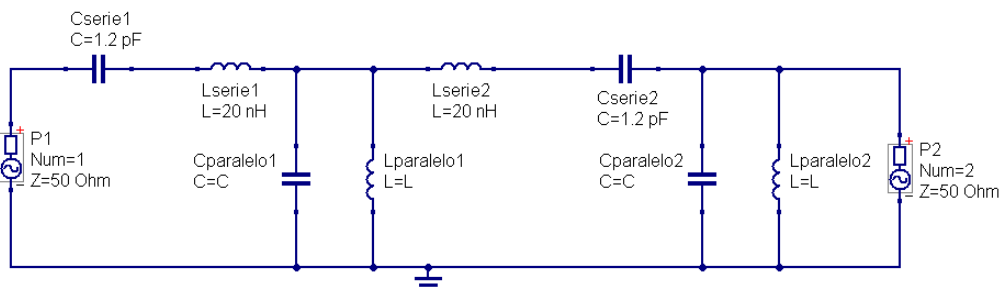


Figura 3.4: Esquemático del tipo de filtro discutido, variando $C_{paralelo}$ y $L_{paralelo}$

3.2. Filtro pasa banda

Si bien el orden del filtro es el mismo en todos los casos (observar que decae a 80dB/dec a muy alta frecuencia o muy baja frecuencia) la selectividad del filtro varía según lo analizado anteriormente.

Se seleccionaron los componentes SMD disponibles para el diseño, los mismos son del tamaño standard 0603 (1.6mm x 0.85mm) u 0805 (2mm x 1.2mm) dado que si son más pequeños se dificulta al momento de soldar a mano.

C_{serie}	1.2pF
L_{serie}	20nH
$C_{paralelo}$	22pF
$L_{paralelo}$	1.2nH

Tabla 3.2: Componentes del primer diseño según la topología de la figura 3.5

En la siguiente figura se presenta el módulo de S21 junto con una tabla del módulo de S21 en las frecuencias de los armónicos a filtrar:

number	S21_200Mhz	S21_600Mhz	S21_1Ghz	S21_1400Mhz	S21_1800Mhz	S21_2200Mhz
1	-97.2	-45.1	-0.69	-27.9	-50.2	-62.3

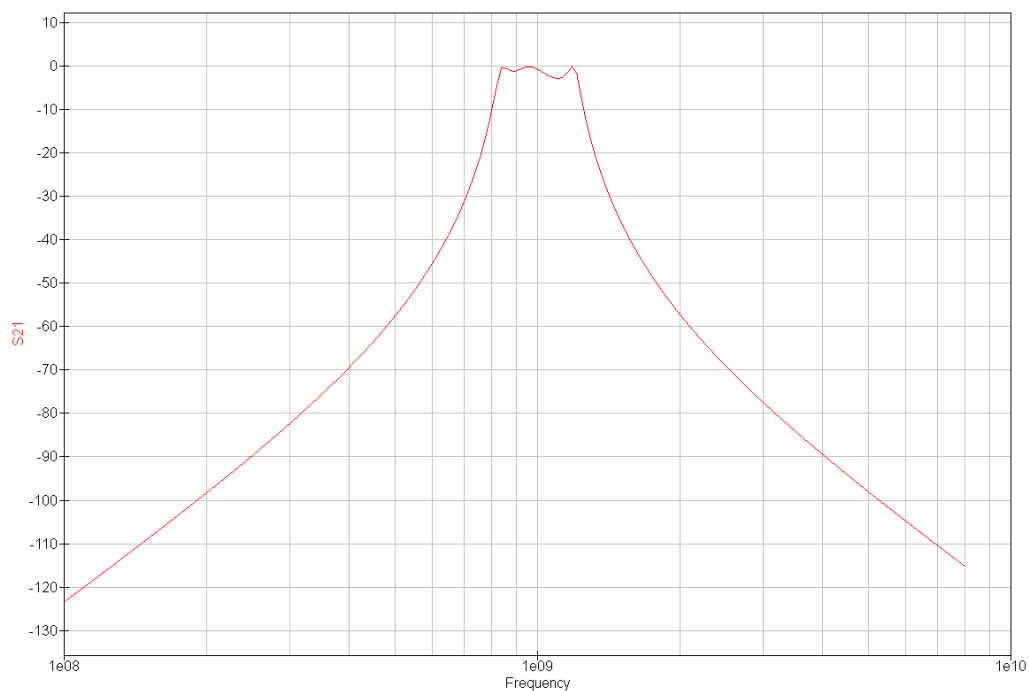


Figura 3.5: Parámetros S21 del filtro diseñado con componentes ideales

Como se verá en la siguiente sección, luego de una simulación de los parásitos que aporta el pcb cuando es implementado, la respuesta del filtro deja de ser

Capítulo 3. Circuito discreto

aceptable. El problema como se verá se debe a que las inductancias parásitas son comparables con la bobina de 1.2nH elegida y en ese caso se mueven las frecuencias de resonancia de los resonadores en paralelo.

3.2.1.1. Layout y simulación con parásitos del primer diseño

Se procedió a realizar el layout del primer diseño usando el software Eagle en su versión gratuita:

- Las 5 vías a cada extremo de la placa son el encastre de los conectores SMA.
- En rojo se marcan las conexiones entre los componentes.
- En azul se marca la tierra del circuito, conectada al plano de tierra debajo de la placa por medios de las 4 vías exteriores de los SMA. La vía interior del conector SMA está aislada del plano de tierra.
- Los footprints de los componentes son de 0603 y 0805 según fueron elegidos.

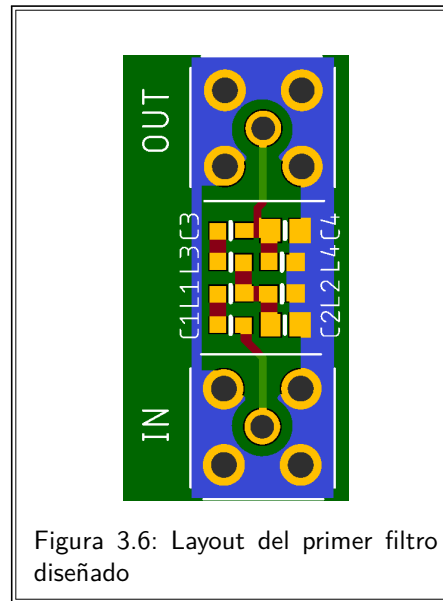


Figura 3.6: Layout del primer filtro diseñado

Se realizó una simulación en el software **QUCS** del circuito extrayendo los parásitos que aporta el pcb con el layout planteado. El esquemático de la simulación se presenta en la figura 3.7.

Los parásitos se modelan como Microstrips que representan a las pistas de cobre de ruteo contra el plano de tierra del circuito.

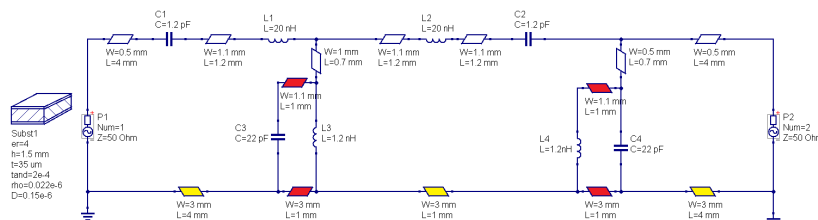


Figura 3.7: Circuito diseñado junto con los parásitos que agrega la implementación. Las pistas marcadas en rojo afectan mayormente a la respuesta pasante y las marcadas en amarillo afectan fuera de la banda de paso

3.2. Filtro pasa banda

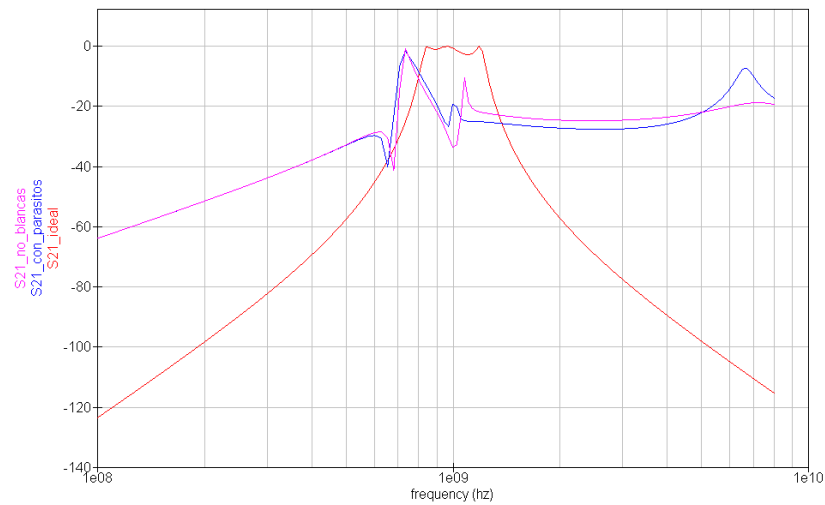


Figura 3.8: Parámetros S21 del circuito ideal (rojo) y del circuito con parásitos (azul). En rosado se simplifica el problema quitando las líneas marcadas en blanco.

Como se puede observar en la figura 3.8 la respuesta en frecuencia del filtro en su pcb (azul) difiere demasiado del ideal (rojo), es por ello que se analizan cuales son los motivos. Lo siguiente refiere a la figura 3.7 y fueron conclusiones sacadas por medio de simulaciones:

1. Las pistas en blanco no cambian sustancialmente el desempeño en frecuencia del filtro. De ahora en más serán quitadas del análisis.
2. Se marcan en rojo las pistas que afectan en la banda de paso de interés.
3. Se marcan en amarillo las pistas que afectan mayormente a frecuencias mayores que la banda de paso.

Se estudiará un Microstrip genérico para obtener un modelo LC por unidad de longitud (se desprecian las perdidas del Microstrip, $R = 0$ y $G = 0$, por simplicidad) para entender como mejorar la respuesta del filtro y de ser necesario diseñar uno nuevo.

Capítulo 3. Circuito discreto

3.2.1.2. Modelo LC de parámetros concentrados de un Microstrip

En esta sección se estudiará un modelo LC de un Microstrip. Se trata de obtener L y C por unidad de longitud para luego obtener un modelo de parámetros concentrados para cada Microstrip en el diseño.

Se evaluará la validez del modelo contra el de líneas de transmisión en la banda de frecuencia a diseñar ($f < 8\text{GHz}$).

Según el libro *High speed digital design, a handbook of black magic* en la página 187 un modelo simplificado para Z_0 y v_p :

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \ln \left(\frac{5,98h}{0,8W + t} \right) (\Omega) \quad (3.1) \quad v_p = \frac{1,45 c}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \quad (3.2)$$

$$\text{Si se verifica } 0,1 < W/h < 2 \text{ y } 1 < \epsilon_r < 15$$

Siendo:

$c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ la velocidad de propagación de la luz en el vacío.

W el ancho del Microstrip en mm

h el espesor del sustrato del pcb en mm

t el espesor de la pista de cobre que forma el Microstrip en mm .

Las expresiones fueron modificadas para presentarlas en el sistema de unidades que se viene utilizando.

Recordando que:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Siendo:

L la inductancia por unidad de longitud de la línea en H/m .

C la capacidad por unidad de longitud de la línea en F/m .

Entonces junto con las ecuaciones 3.1 y 3.2 se tendrá:

$$L = 0,2 \ln \left(\frac{5,98h}{0,8W + t} \right) (nH/mm) \quad C = \frac{0,0264 (\epsilon_r + 1,41)}{\ln \left(\frac{5,98h}{0,8W + t} \right)} (pF/mm)$$

3.2. Filtro pasa banda

En la siguiente figura se compara un modelo de parámetros concentrados con el de Microstrip distribuido según QUCS donde:

- $L_p = L \times Largo$
- $C_P = \frac{C \times largo}{2}$.
- Se toma un modelo simétrico para que la impedancia mostrada desde cada puerto sea la misma como ocurre con el Microstrip.
- Se simula en el rango de frecuencias de interés con largo de línea $L = 1mm$.
- $\epsilon = 4$, $h = 1,6mm$, $t = 35\mu m$.

El modelo planteado se ajusta muy bien al distribuido para el largo elegido hasta 8Ghz, habiendo barrido W/h entre 0.3 a 1.8. A más alta frecuencia o para largos mas grandes (en cualquiera de los dos casos λ comienza a ser más parecido al $Largo$) los modelos comienzan a diferir y es necesario dividir la línea en más tramos de LC para un mejor ajuste. Dos ejemplos se dan en las figuras 3.12 y 3.2.1.2

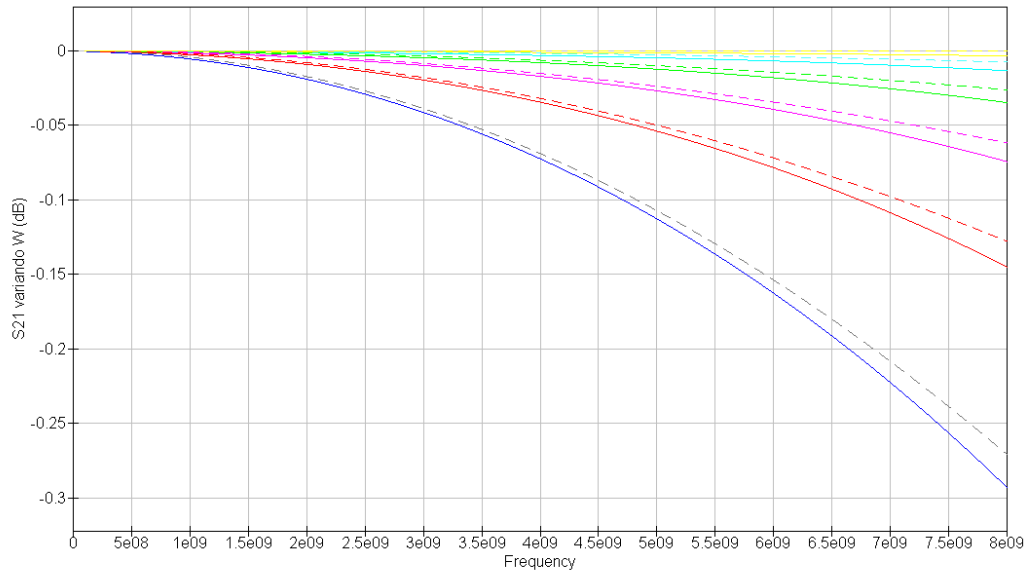


Figura 3.9: En línea punteada, parámetros S21 del modelo de parámetros concentrados de la figura 3.10. En línea continua, parámetros S21 de la línea Microstrip. En ambos casos se varió W según la tabla 3.3

Capítulo 3. Circuito discreto

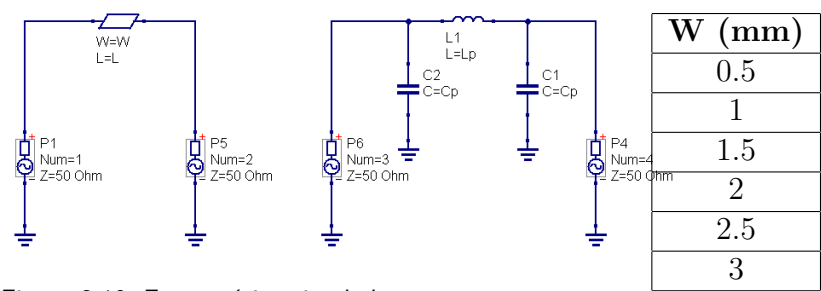


Figura 3.10: Esquemático simulado.
A la izquierda Microstrip de W variable.
A la derecha modelo del Microstrip
de parámetros concentrados

Tabla 3.3: Valores
del ancho W del
Microstrip barrido

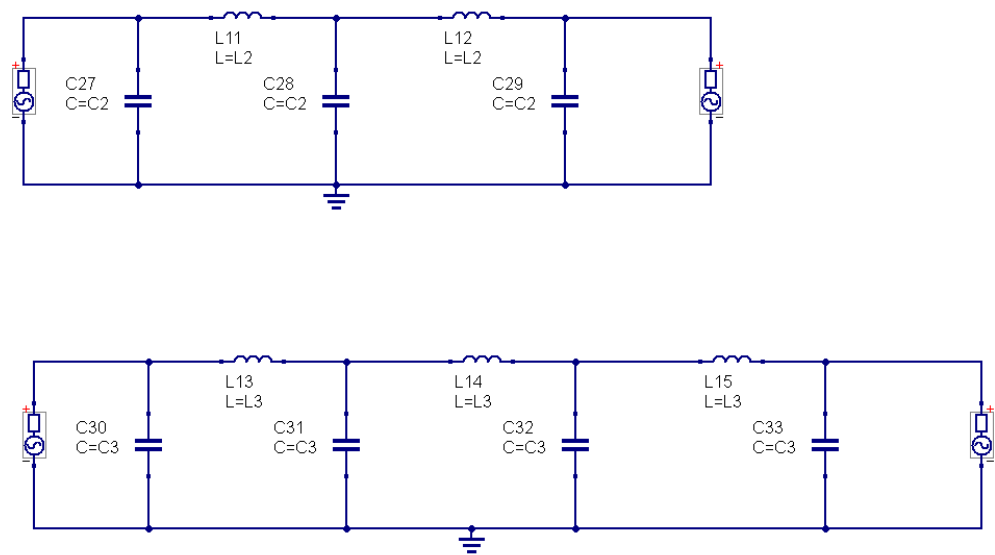


Figura 3.11: Modelos de parámetros concentrados dividiendo en 2 y 3 tramos

3.2. Filtro pasa banda

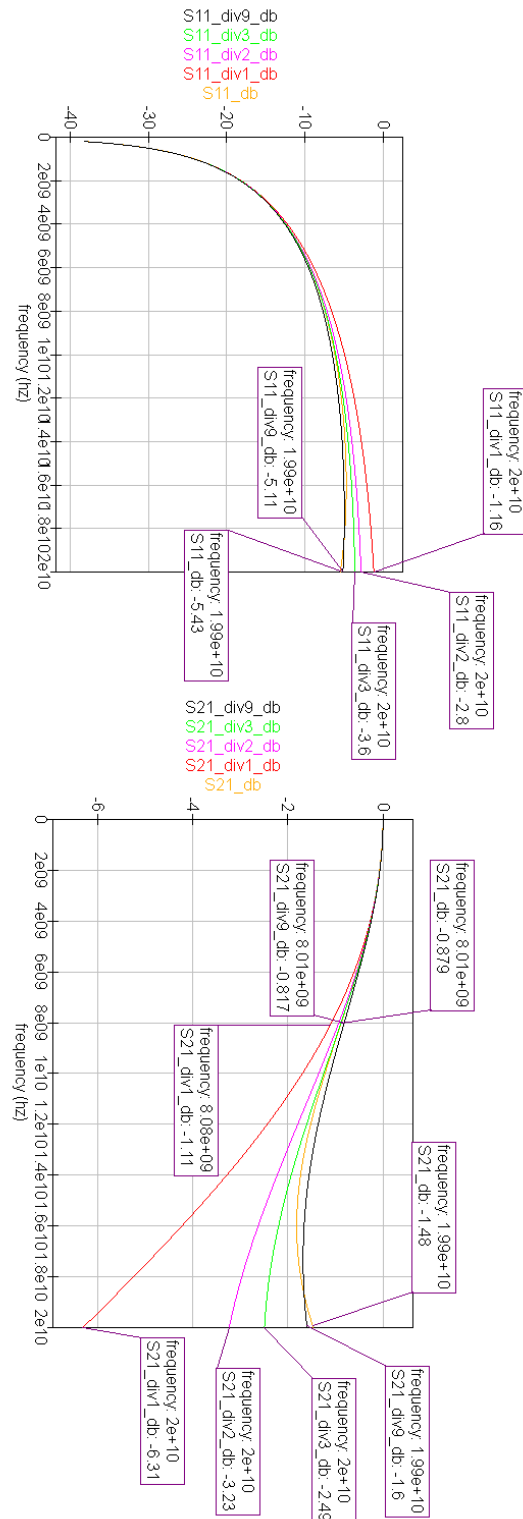


Figura 3.12: Parameros S de un microstrip de $W = 1\text{mm}$ y $L = 3\text{mm}$ y de los modelos de parámetros concentrados dividiendo la línea en 1,2,3 y 9 tramos

Capítulo 3. Circuito discreto

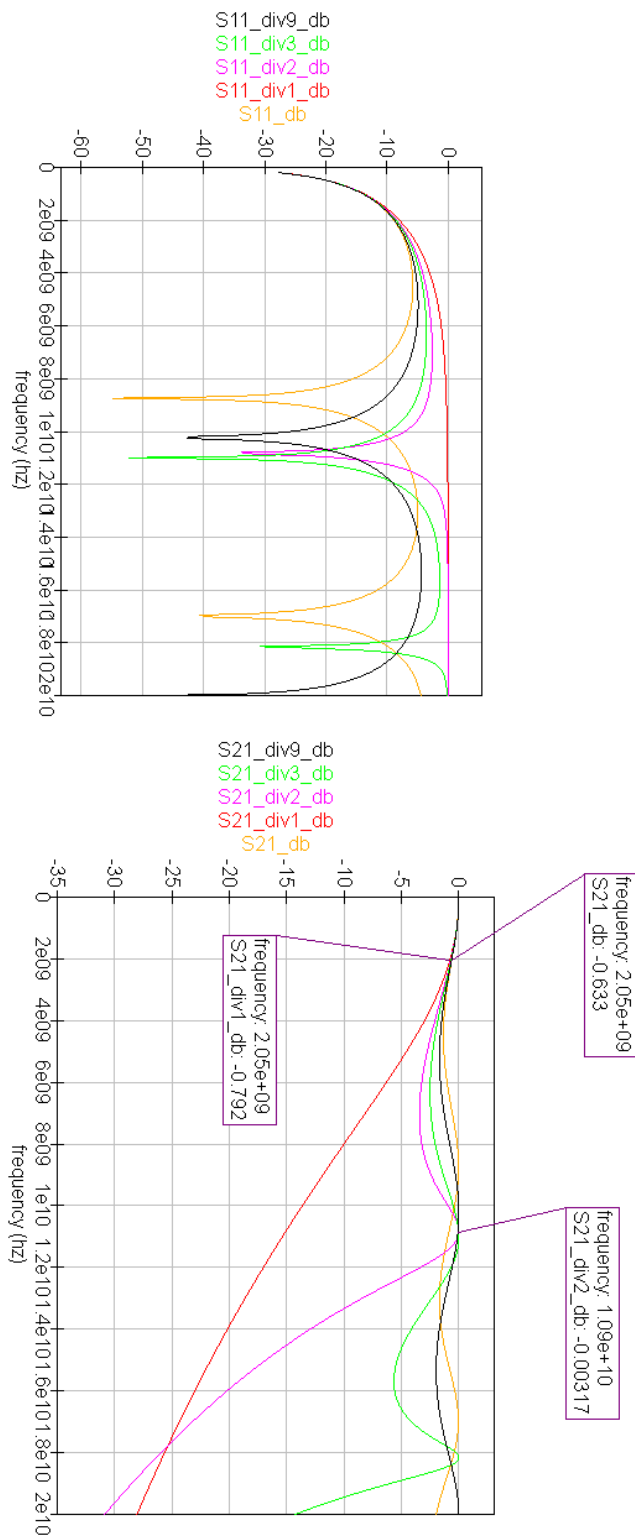


Figura 3.13: Parameros S de un microstrip de $W = 1\text{mm}$ y $L = 10\text{mm}$ y de los modelos de parámetros concentrados dividiendo la línea en 1,2,3 y 9 tramos

3.2. Filtro pasa banda

Las figuras 3.12 y comparan los parámetros S de cuatro modelos distintos de un microstrip de 3mm y 10mm respectivamente, donde se divide en 1,2 y 3 tramos como muestra la figura 3.11 junto con otro de 9 tramos.

Se puede ver en ?? que para 8Ghz la diferencia entre el microstrip y el modelo de un solo tramo comienza a ser apreciable (diferencia de 1dB en $|S_{21}|$) y más arriba en frecuencia ya no se puede decir que son el mismo componente. En el caso de ?? dejan de parecerse a partir de 2Ghz.

Se agregaron más eslabones LC para el microstrip de 10mm y por ejemplo en $n = 30$ se puede aproximar bien en torno a 10Ghz pero ya es intratable plantear cuentas con una impedancia de tantos componentes.

Conclusión:

En nuestro entorno de trabajo y usando microstrips de largos menores a 1mm, estos pueden ser sustituidos por el modelo de un tramo. Esto es muy práctico desde el punto de vista de análisis de circuitos, sin embargo para los casos mostrados donde no se cumple la aproximación comienza a ser más práctico el enfoque de ondas viajeras y sus resultados (modelo que utiliza QUCS).

Para tener una idea más intuitiva de como afectan las pistas al circuito ideal, de ahora en más los Microstrips parásitos se modelarán como componentes discretos.

Efecto de Microstrips de los resonadores en paralelo

Como se mencionó anteriormente las pistas marcadas en rojo de la figura 3.7 afectan en torno a la banda de paso y como se verá al final de esta sección el circuito deberá ser re-diseñado. Sin embargo, este análisis será muy útil para el segundo diseño.

Se dividirá el problema en dos partes, estudiando como afectan las pistas en rojo y luego las amarillas se estudian en el anexo D.

En ese caso se presenta el circuito de la figura 3.14, que estudia el caso de las pistas en rojo.

Capítulo 3. Circuito discreto

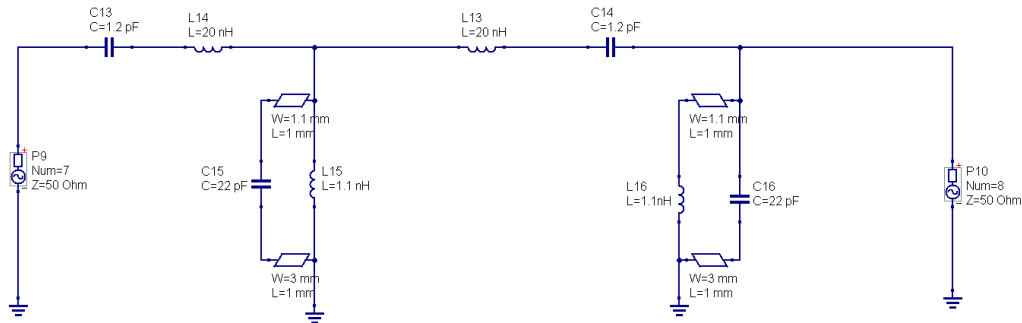


Figura 3.14: Pistas de los resonadores paralelo con una conexión a tierra ideal

Se asumen conexiones ideales a tierra que si bien en la práctica no son realizables, se puede acercar bastante con el uso de vías conectando el plano de tierra en vez de utilizar las pistas amarillas pensadas en un principio. Esto se verá más adelante durante el segundo diseño.

Volviendo a la figura 3.14 los Microstrips de la figura representan las conexiones entre el capacitor y la bobina de cada resonador en paralelo tal y como se implementaron en el Layout. Las conexiones ideales a tierra de estos resonadores se eligieron arbitrariamente para el dibujo de la figura 3.14.

Para comenzar a debuggear la placa, queriendo no cambiar los componentes y lo menos posible el Layout, se estudian las 4 posibles formas de conectar los componentes del circuito, como se muestran en la figura 3.15

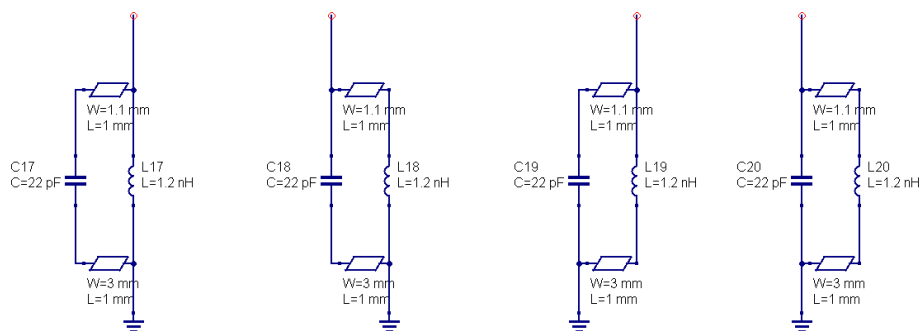
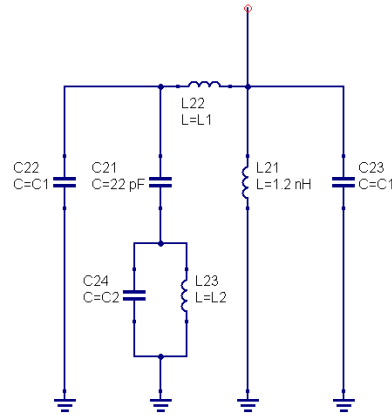


Figura 3.15: 4 conexiones posibles de un resonador en paralelo con sus parásitos

Utilizando el modelo de la figura 3.10, se estudia el comportamiento del resonador real de más a la izquierda en la figura 3.15. Siendo C1 y L1 los parásitos de la pista superior y C2 y L2 los parásitos de la inferior en la figura 3.16

3.2. Filtro pasa banda



$$\begin{aligned} C1 &= 0,03pF \\ L1 &= 0,47nH \\ C2 &= 0,05pF \\ L2 &= 0,27nH \end{aligned}$$

Figura 3.16: Resonador de la izquierda en la figura 3.15 modelado con componentes de parámetros concentrados según la figura 3.10.

Análisis

El análisis se hará para $f < 8Ghz$

- L23 y C24 resuenan en paralelo a $f_{r1} = 43Ghz$ entonces C24 estará abierto en la banda de interés.
- C21 y L23 resuenan en serie a f_{r2} , asumiendo que $f_{r2} \ll f_{r1}$, entonces $f_{r2} = 2Ghz$ cumpliéndose la suposición. Dado que cae en el entorno de interés, no se desprecia a L23.
- El punto anterior estudia a C21 y L23 ($f_{r1} > f > f_{r2}$), luego el divisor capacitivo entre C21 y C24 da como resultado C24 (interesa cuando $f > f_{r1}$). Entonces fuera de la banda de interés C21 es despreciable. En ese caso se tiene una resonancia entre (C22+C24) y L23 en $f = 34Ghz$. En ese caso C22 es despreciable en la banda de interés.

- $L22 + L23$ resuenan en serie con C21 a $f_{antires} = 1,25Ghz$.

- En cuanto a C23, en torno a $f \gg f_{antires}$ en el resonador serie prevalece (L22+L23), en ese caso C23 resonará en paralelo a $((L22+L23)/L21)$ obteniendo $f_{r4} = 42Ghz$. Cayendo f_{r4} fuera del rango de interés, C23 puede despreciarse.

- La resonancia en paralelo del bloque se dará en $\frac{1}{2\pi\sqrt{(L21 + L22 + L23)C21}} = 770Mhz$

Con lo anterior, el resonador en paralelo que idealmente debe resonar a 1Ghz, para este layout resuena a 770Mhz y antiresuena a 1.25Ghz. Las frecuencias de

Capítulo 3. Circuito discreto

resonancia fuera de la banda de interés pueden diferir un poco de las reales dado que no se cumplan del todo algunas suposiciones, sin embargo en la banda de interés se comporta como se describió:

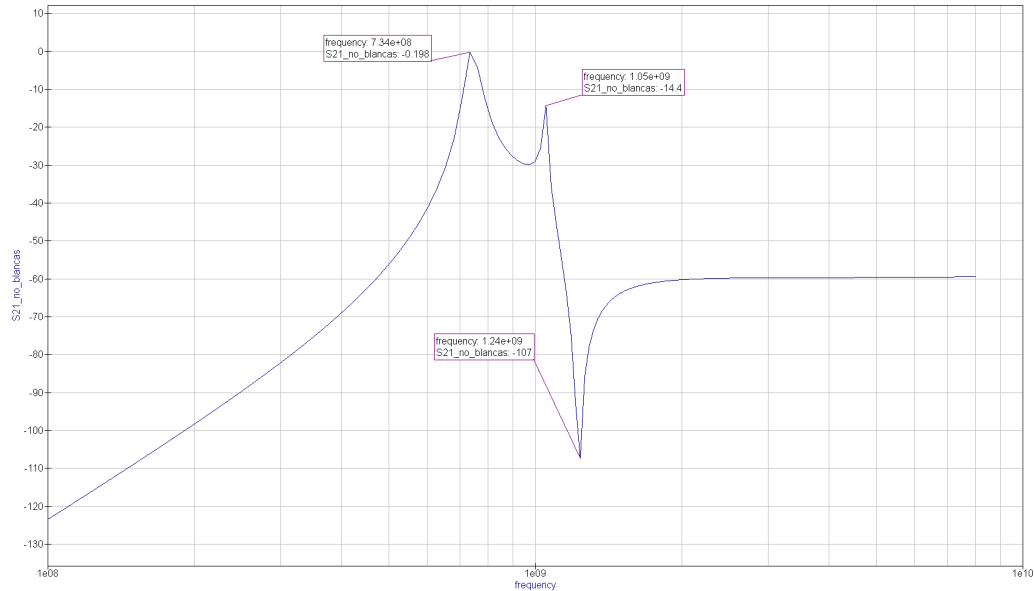


Figura 3.17: Parámetros S21 del filtro con resonadores en paralelo como el analizado

En la figura 3.17 se ven la resonancia y la antiresonancia que aportan los resonadores en paralelo reales y la resonancia que aportan los resonadores en serie (1Ghz).

Configuración	1	2	3	4
Resonancia	770Mhz	770Mhz	770Mhz	770Mhz
Antiresonancia	1.25Ghz	2Ghz	1.6Ghz	X

Tabla 3.4: Características en frecuencia de los resonadores en paralelo de la figura 3.15 de izquierda a derecha.

La tabla 3.4 resume las principales características en frecuencia de las 4 configuraciones: Como se puede observar todos resuenan en $\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{p1} + L_{p2} + L)C}} = 770Mhz$ siendo L_{p1} y L_{p2} las bobinas parásitas que aportan las pistas, L la inductancia del resonador y C su capacidad. También que dependiendo del layout puede que exista o no una antiresonancia cerca de la banda de paso.

A modo de ejemplo del uso de los resultados anteriores, se muestra en la figura 3.18 los parámetros S21 del circuito de la figura 3.14 donde se usan resonadores del tipo 1 y 2, obteniéndose los resultados esperados según a tabla 3.4.

3.2. Filtro pasa banda

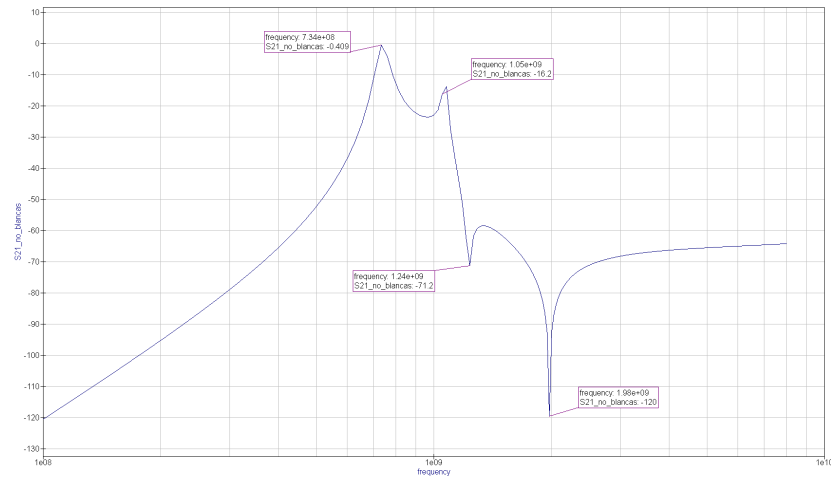


Figura 3.18: Parámetros S21 del filtro de la figura 3.14

De aquí se concluyen dos cosas:

- Las antirresonancias presente en las primeras 3 configuraciones puede ayudar en el filtrado, sin embargo se deben modelar muy bien las inductancias parásitas que aportan las pistas de lo contrario suma un riesgo importante en la implementación dado que está muy cerca de la banda de paso. Es por ello que se preferiría re hacer el layout para conectar los componentes como en la 4^{ta} configuración.

- La frecuencia de resonancia depende de L_{p1} y L_{p2} . Al igual que el argumento anterior, es preferible independizarse de esos parásitos imponiendo $L \gg L_{p1} L_{p2}$. En ese caso C debe reducirse. Dado que L_p max en este caso es de $0,47nH$, se precisa utilizar un $L > 5nH$ como mínimo, en ese caso $C = 4,3pF$ obteniendo una respuesta como la de la siguiente figura:

Capítulo 3. Circuito discreto

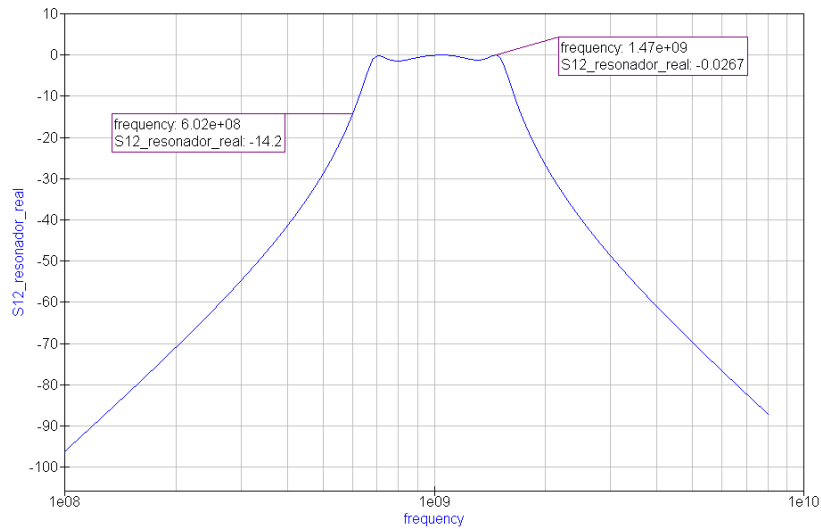


Figura 3.19: Parámetros S21 del filtro con resonadores en paralelo de $L = 5nH$ y $C = 4,3pF$ como el de la configuración número 4

En él la atenuación del armónico en $600MHz$ es de 15dB y en el siguiente al de interés en $1,4GHz$ cae dentro de la banda de paso. Por tanto aumentar el valor de L no es una opción para este filtro.

Por lo anterior se decide diseñar un filtro con otra topología donde se puedan usar bobinas más grandes sin perder selectividad.

En el libro **Les Besser, Rowan Gilmore Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems Passive Circuits and Systems. Volume I** sección 8.10.2 también plantea que en este entorno de frecuencia no es recomendable el uso de bobinas del orden de $1nH$, apuntando a tomar como ejemplo bobinas del orden de $8nH$ o mayores.

Por ultimo, dado que se decide cambiar de topología para el filtro, no se discute el efecto de las líneas marcadas en amarillo de la figura 3.7 sin embargo ese problema será tratado para el segundo filtro que se diseñó.

3.2.2. Segundo diseño

Para el segundo diseño se toma una topología distinta a la anterior, presentada en el libro **Les Besser, Rowan Gilmore Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems Passive Circuits and Systems. Volume I** sección 8.10.2 con una leve modificación.

El filtro se basa en resonadores en paralelo acoplados capacitivamente como en la figura 3.20, la modificación realizada es acoplar dos resonadores con una bobina (fig 3.21) en vez de una capacidad para que aumentar la atenuación en alta frecuencia.

Según la referencia anterior, los filtros de resonadores acoplados capacitivamente o inductivamente logran buena selectividad en frecuencia, importante para esta aplicación.

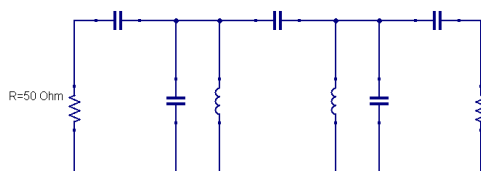


Figura 3.20: Resonadores en paralelo acoplados capacitivamente

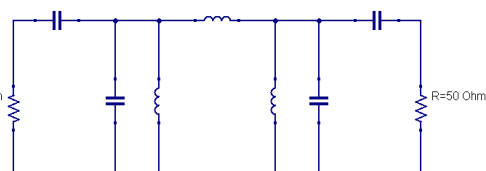


Figura 3.21: Variación de la topología de la figura 3.20

Dimensionado de componentes:

- Resonadores en paralelo: Según lo aprendido hasta el momento, se busca minimizar el valor de L_p y maximizar el de C_p . Se toma $C_p = 22pF$ y $L_p = 1,1nH$.
- La decisión del punto anterior traería problemas nuevamente debido al valor de L_p . Como se verá, luego se le aplicarán transformaciones al filtro para conservando su respuesta en frecuencia, poder cambiar los componentes a valores razonables.
- Entorno a 1Ghz los resonadores en paralelo no juegan y se tendrá la serie de los 2 capacitores C_s y la bobina L_s , es decir un resonador en serie de frecuencia $f_{rs} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s/2}}$.
Nuevamente, se quiere maximizar el valor de L_s , se toman $L_s = 22nH$ y $2,3pF$.

En la figura 3.22 se muestran dos filtros, uno acoplado capacitivamente por $C_{acop} = 1pF$ en azul y luego el filtro diseñado en rojo.

El filtro acoplado capacitivamente, luego de la banda de paso se comporta como una red de capacitores y su transferencia serán divisores capacitivos por ello se mantiene constante en frecuencia. El agregar la bobina L_s mejora la atenuación luego de la banda de paso como se adelantó pero a baja frecuencia atenúa menos lo cual no es problema.

Un comentario sobre C_{acop} es que si su valor es mayor puede comenzar a desintonizar a los resonadores, genera una resonancia antes de la banda de paso junto con las bobinas de los resonadores en paralelo, deformando al pasabanda. Si se quieren valores menores a 1pF el acople se puede implementar mediante acople de Microstrips por ejemplo.

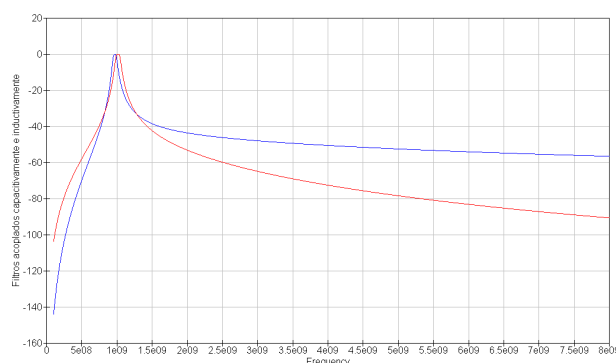


Figura 3.22: Transferencia de los filtros acoplados capacitivamente (azul) e inductivamente (rojo) de componentes elegidos.

3.2. Filtro pasa banda

3.2.2.1. Transformaciones de Norton

Se presentan y deducen las transformaciones de Norton para obtener un filtro equivalente de componentes razonables. La figura 3.23 ilustra circuitos equivalentes que permiten variar valores de condensadores y bobinas.

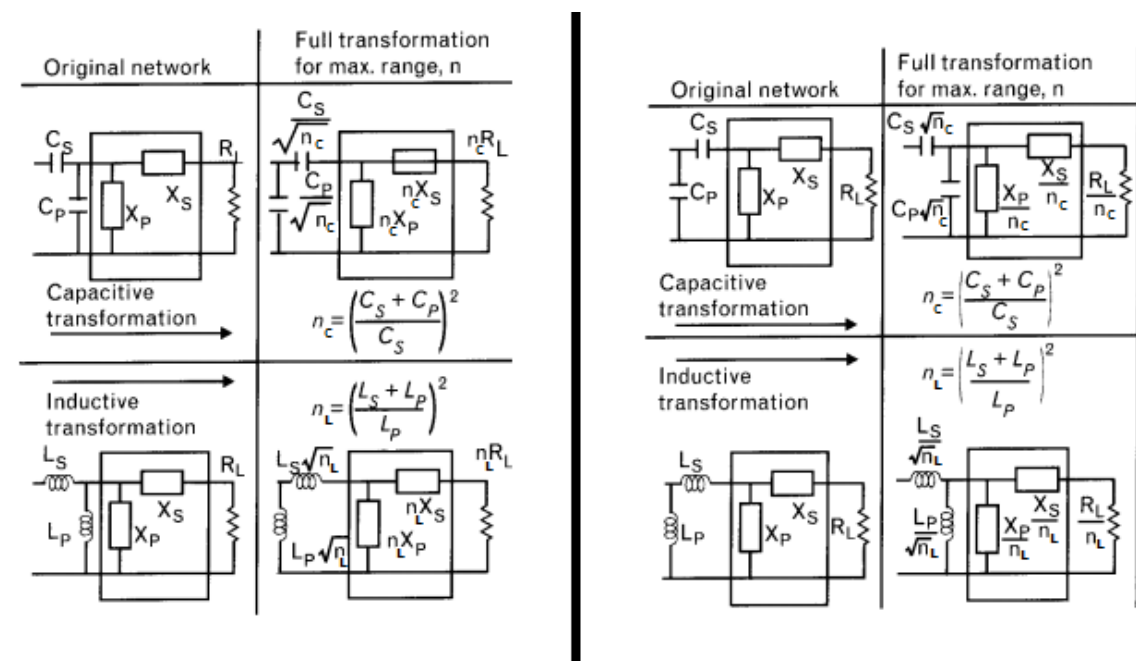


Figura 3.23: Transformaciones de Norton. Imagen tomada y corregida de **Les Besser** 8.9.

Deducción

Se comienza deduciendo la transformación de arriba a la izquierda en la figura 3.23. Para encontrar una equivalencia se buscaran los $C1$, $C2$ y $Z2$ tales que $Z_{v1} = Z_{v2}$ en la figura 3.24.

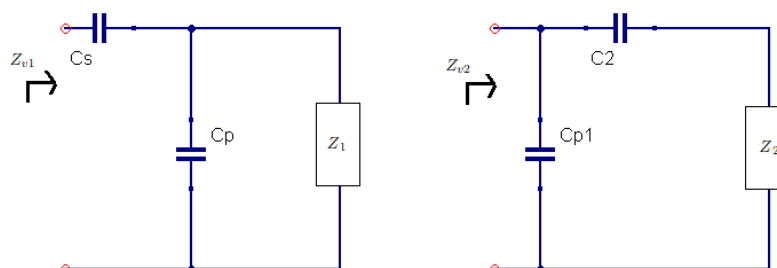


Figura 3.24: Circuitos equivalentes con $C1$ $C2$ y Z_2 a determinar

Capítulo 3. Circuito discreto

$$\begin{aligned} Z_{v1} &= \frac{1}{j\omega C_s} + \left(\frac{1}{j\omega C_p} // Z_1 \right) \\ &= \frac{1 + j\omega(C_s + C_p)Z_1}{j\omega C_s - \omega^2 C_s C_p Z_1} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Z_{v2} &= \left(\frac{1}{j\omega C_2 + Z_2} \right) // \frac{1}{j\omega C_1} \\ &= \frac{1 + j\omega C_2 Z_2}{j\omega(C_1 + C_2) - \omega^2 C_1 C_2 Z_2} \end{aligned}$$

Entonces se tendrán:

De lo anterior, para que $Z_{v1} = Z_{v2}$ se debe cumplir:

1. $C_2 Z_2 = (C_s + C_p) Z_1$
2. $C_s = C_1 + C_2$
3. $C_1 C_2 Z_2 = C_s C_p Z_1$

- (1) y (3): $C_1 = \frac{C_s C_p}{C_s + C_p}$
- (2) y C_1 : $C_2 = \frac{C_s^2}{C_s + C_p}$
- (1) y C_2 : $Z_2 = Z_1 \frac{C_s + C_p}{C_s}$

Definiendo $n_C = \left(\frac{C_s + C_p}{C_s} \right)^2$ se obtienen las expresiones de la transformación:

$$C_1 = \frac{C_p}{\sqrt{n_C}} \quad C_2 = \frac{C_s}{\sqrt{n_C}} \quad Z_2 = n_C Z_1$$

Analogamente se deducen las demás transformaciones de la siguiente forma:

- Transformación de bobinas (izquierda abajo en 3.23). Matematicamente, considerece a las bobinas como un capacitor de valor $C = \frac{-1}{\omega^2 L}$. Entonces:

Entonces se tendrán:

- (1) y (3): $\frac{-1}{L_1} = \frac{-1}{L_s + L_p} \implies L_1 = L_p + L_s = \frac{L_p + L_s}{L_p} L_p$
- (2) y L_1 : $\frac{-1}{L_2} = \frac{-1}{L_s^2 \left(\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_p} \right)} \implies L_2 = \frac{L_p + L_s}{L_p} L_s$
- (1) y L_2 : $Z_2 = Z_1 \frac{L_s + L_p}{L_p}$

Definiendo $n_L = \left(\frac{L_s + L_p}{L_p} \right)^2$.

$$L_1 = L_p \sqrt{n_L} \quad L_2 = L_s \sqrt{n_L} \quad Z_2 = n_L Z_1$$

3.2. Filtro pasa banda

Las transformaciones de la derecha son inversas a las transformaciones estudiadas.

Diseño Aquí se enumeran los pasos en el diseño del filtro

1. Se parte del filtro inicial, se deben cambiar componetnes para converger en un filtro de componentes razonables. Las bobinas de 1.1nH no pueden usarse en la implementación como se discutió antes.
2. Las bobinas de 1.1nH se sustituyen por dos en paralelo de 2.2nH.
La bobina en serie de 22nH se sustituye por 3 bobinas tal que $L = L_S + 2L_s$ con L_S tal que luego de la transformación se obtenga una bobina en paralelo de 4nH.
Entonces: $4nH = 2,2nH + L_s$ es decir $L_S = 1,8nH$ y $n_L = \left(\frac{L_s + L_p}{L_p}\right)^2 = 3,3$.
Notese que si se hubiese transformado la bobina de 1.1nH directamente siguiendo el mismo procedimiento se obtiene un $n_{L2} = \left(\frac{2,9 + 1,1}{1,1}\right)^2 = 13,22$ con lo que los capacitores de los extremos (ver figura 3.25) serían bastante menores y a priori el filtro podría no ser implementable.
3. Se transforman las bobinas mencionadas en el paso anterior, consecuentemente el sistema queda en 165 ohm y debe llevarse a 50 ohm nuevamente aplicando otras transformaciones.
4. Se cambiaran los capacitores de los extremos para volver a tener un filtro en un sistema de 50 ohms.
Se transforma con un $n_C = 3,3$ por lo tanto se debe cumplir $3,3 = \left(\frac{C_s + C_p}{C_s}\right)^2$, fijado $C_s = 0,7pF$ del circuito, se transforma la capacidad en paralelo $C = 6,65pF$ en $C = C_p + C_P$ y se busca un C_p que verifique lo anterior. Con ello $C_p = (\sqrt{3,3} - 1)C_s = 0,57pF$ y $C_P = 6,08pF$.
Transformando con Norton, se tendrá un nuevo $C_s = 1,27pF$ y un nuevo $C_p = 1,03pF$
5. Se transforman bobinas de configuraciones π a T según las ecuaciones 3.3, 3.4 y 3.5 para utilizar dos componentes menos.
6. Se transforman nuevamente las bobinas, ahora de T a π pero tomando $L_C = \frac{(18,4 + 2*0,9)nH}{2} = 10,1nH$ y se combinan dos bobinas de $24,5nH$ en paralelo en una de $12,5nH$.
En este paso, el filtro se puede implementar.

Por último se quitan los capacitores de $1,03pF$ de los extremos ya que no afectan demasiado a la respuesta en frecuencia del filtro en la banda de paso y se ahorran dos componentes.

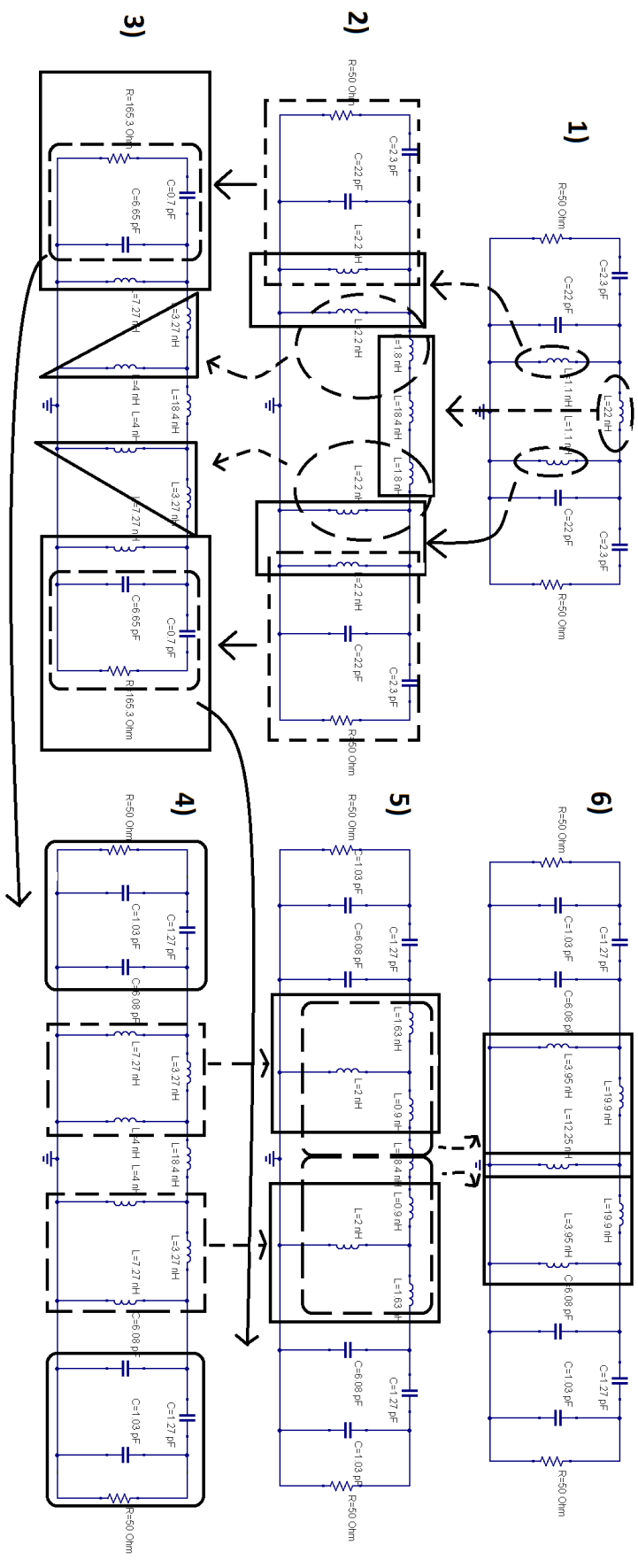


Figura 3.25: Transformaciones aplicadas en el diseño del segundo filtro. Las líneas punteadas encierran a los componentes entrada a la transformación y en línea continua a los componentes de salida.

3.2. Filtro pasa banda

Tambien se redondean los valores de los componentes.

La figura 3.26 muestra la respuesta del filtro luego de este ultimo paso en comparación con el de los pasos anteriores.

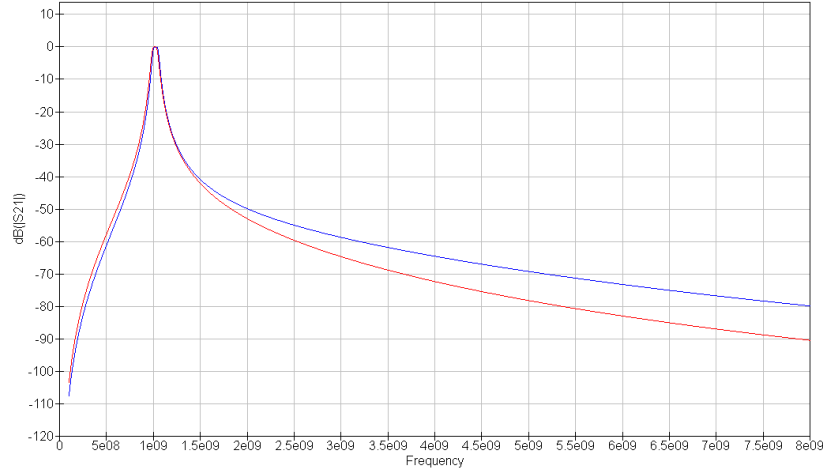


Figura 3.26: S21 del filtro quitando los capacitores de los extremos (azul) y S21 del filtro anterior (rojo).

$$Z_{A\pi} = \frac{Z_{BT}Z_{AT}}{(Z_{AT}/Z_{BT}/Z_{CT})} \quad (3.3)$$

$$Z_{B\pi} = \frac{Z_{AT}Z_{CT}}{(Z_{AT}/Z_{BT}/Z_{CT})} \quad (3.4)$$

$$Z_{C\pi} = \frac{Z_{CT}Z_{BT}}{(Z_{AT}/Z_{BT}/Z_{CT})} \quad (3.5)$$

Siendo Z_B las impedancias del medio, Z_A las de la izquierda y Z_C las de la derecha en ambas configuraciones.

3.2.2.2. Filtro con componentes reales

Se buscaron componentes para comprar. El fabricante de componentes **Murata** elegido da un archivo de extensión *.s2p* que contiene los parámetros S de cada componente. Esto se utilizó para simular el filtro en modo de cajas negras que dieron una mejor aproximación a la realidad al implementar el filtro, más que si se utilizará el clásico dato de un Q medido a cierta frecuencia que en la hoja de datos se suele especificar, aquí se tiene información en frecuencia de 100kHz a 8GHz contemplando los parásitos de los componentes.

Bobinas:

Para la elección de las bobinas, se partió buscando en la serie de *RFinductors* dado que tienen un Q alto según el fabricante ($Q > 30@800MHz, 10nH$). Lo anterior se buscó para que las resistencias serie que aportan las bobinas fuesen las más

Capítulo 3. Circuito discreto

bajas posibles para minimizar la atenuación en la banda de paso.

En la pagina del fabricante se encuentra la imagen de la figura 3.27 en la que muestra que para el tamaño de componentes buscado (0603) la mejor opción son bobinas de la serie LQW.

Capacitores

Del mismo se buscaron capacitores de las serie que tuviese Q más alto siendo esta la serie GQM.

Componentes spares para tunneo del filtro Dado que no nos concentramos en la variabilidad de los componentes, esperando que estos van a variar y que algún otro aspecto de modelado se nos pasara por alto, se compraron componentes spares o de repuesto. Una bobina de $5nH$ y un capacitor de $4pF$, valores próximos a dos de los componentes antes elegidos.

En la siguiente tabla se muestran los componentes comprados:

Componente	Tipo	Valor
GQM1885C2A1R0BB01D	Capacitor	$1pF$
GQM1885C2A5R0BB01D	Capacitor	$5pF$
GQM1885C2A4R0CB01D	Capacitor spare	$4pF$
LQW18AN4N7D00D	Bobina	$4,7nH$
LQW18AN12NJ00D	Bobina	$12nH$
LQW18AN18NJ10D	Bobina	$18nH$
LQW15AN5N0B80D	Bobina spare	$5nH$

Tabla 3.5: Tabla con componentes comprados

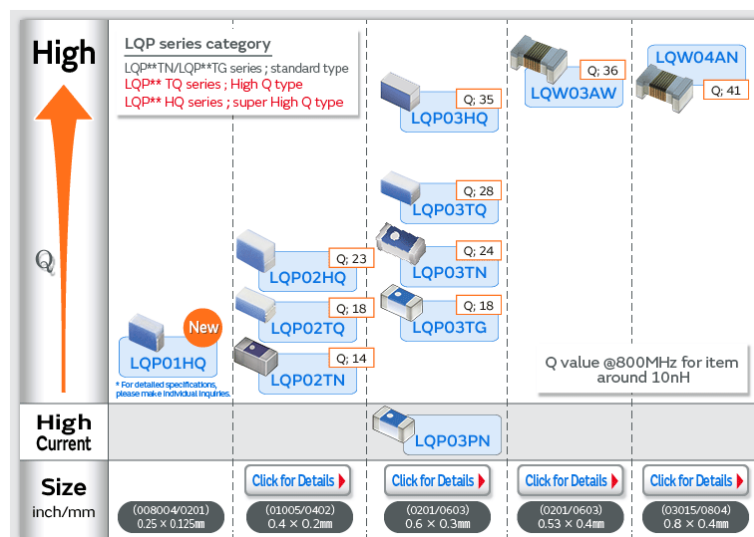


Figura 3.27: Comparación de componentes según tamaño y Q que brinda el fabricante

En la figura 3.28 se muestran los parámetros S del filtro simulando con los

3.2. Filtro pasa banda

componentes a comprar vs el filtro de componentes ideales de mismos valores nominales.

Se ve que en la banda de paso, la atenuación es mayor que cero debido a las resistencias parásitas de los componentes y luego de la banda de paso aparecen anti resonancias que idealmente no existen debido a los parásitos de los componentes.

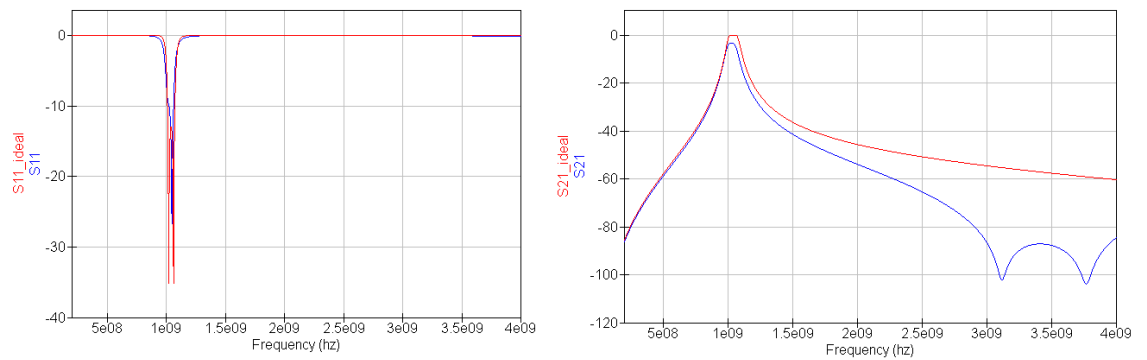


Figura 3.28: Comparación de parámetros S del filtro con los componentes a comprar (azul) vs el filtro de componentes ideales (rojo)

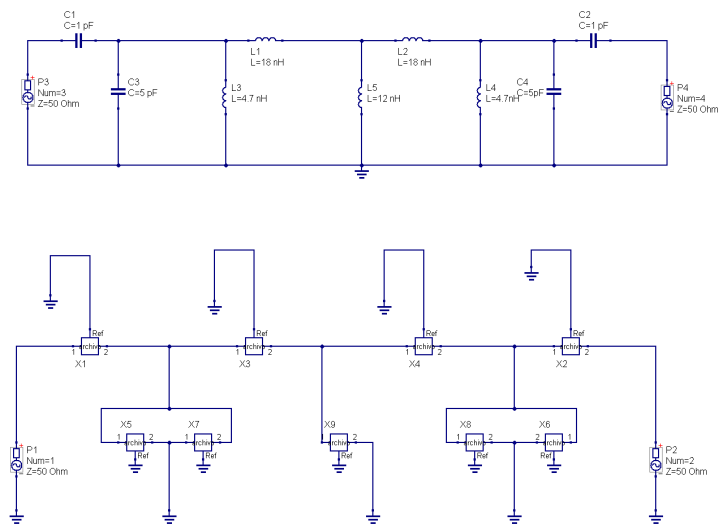


Figura 3.29: Esquemático de la simulación de la figura 3.28. Arriba circuito de componentes ideales, abajo utilizando cajas de parámetros S dados por el fabricante

Capítulo 3. Circuito discreto

Análisis de los parásitos de los componentes

Para entender el cambio considerable en la respuesta en frecuencia del filtro de la figura 3.28 se estudian los parásitos de los componentes.

Murata además de brindar las cajas de parámetros S también facilita un **netlist** para SPICE. Se tomarán dos ejemplos, uno para un capacitor usado de la serie **GMQ** y otro de una de las bobinas usadas de la serie **LQW**.

Bobina LQW18AN18NJ10

En la figura 3.30 se presenta el modelo de parámetros concentrados que da Murata. No se muestran los parámetros S de ambos circuitos dado que son idénticos hasta 9Ghz.

Dado que son muchos componentes agregados, se estudian cuales afectan en la banda de frecuencia en que se viene trabajando ($0,2Ghz < f < 4Ghz$). Observando las ramas que conforman la impedancia, se toma el peor caso en cada una.

- R1 se desprecia ($wL = 24,8\Omega \gg 61m\Omega @0,2Ghz$).
- C5 no se desprecia ($\frac{1}{wC5} = 1,15k\Omega$ vs $wL = 497\Omega$, son comparables @4Ghz).
- R se desprecia ($R = 40k\Omega$ vs $wL @4Ghz$, es despreciable).
- R3 se desprecia, L5 no ($|jwL5 + R3| = |j240\Omega + 15\Omega| \approx 240\Omega @0,2Ghz$).
- R4 se desprecia, L6 no ($|wL6 + R4| = |j753\Omega + 404\Omega| \approx 850\Omega @0,2Ghz$). No es una aproximación muy buena pero entorno a 1Ghz mejora.
- L7 y R5 se desprecian, C6 no ($\frac{1}{wC6} = 4,3k\Omega$, $R6 = 40\Omega$, $wL7 = 341\Omega @1Ghz$). L7 podría compararse con C6 pero se desprecia para simplificar el modelo, la variación no es drástica, ver figura 3.32 donde la anti-resonancia sube un poco en frecuencia.
- L5 y L6 son de valores similares y comparando con C6 @1Ghz, no se pueden despreciar.

El equivalente se muestra en la figura 3.31.

Esta forma de modelar un componente puede ser una opción para describir un componente de parámetros variables con f . Es decir tener por ejemplo una bobina L en serie con una resistencia R donde $R(f) = Re(Z(f))$ y $L(f) = Im(Z(f))$. Lo anterior siempre y cuando $Im(Z(f)) > 0$ ya que luego de la auto-resonancia de la bobina, esta pasa a ser un capacitor.

Las diferencias entre la simplificación y el dado por Murata vienen de despreciar L7 como se explicó antes y el despreciar las pérdidas del componente (R parásitas) dan una anti-resonancia más abrupta.

3.2. Filtro pasa banda

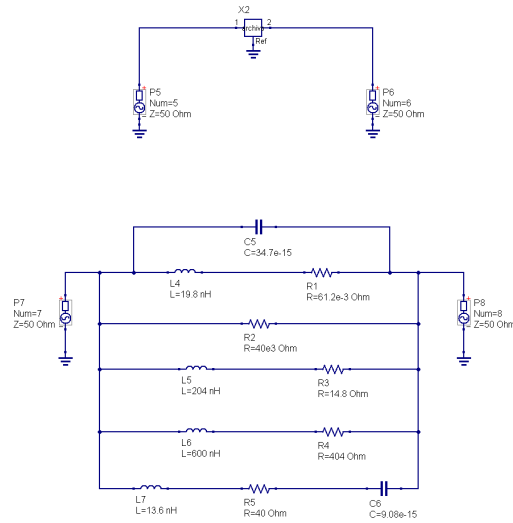


Figura 3.30: Modelo de parámetros concentrados de una bobina de 18nH real, modelado por Murata.

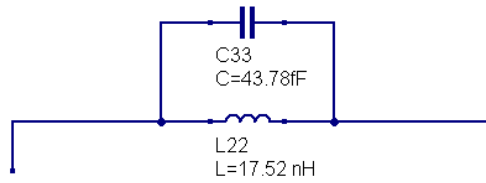


Figura 3.31: Impedancia equivalente a la de la figura 3.30 para $0,2\text{GHz} < f < 4\text{GHz}$

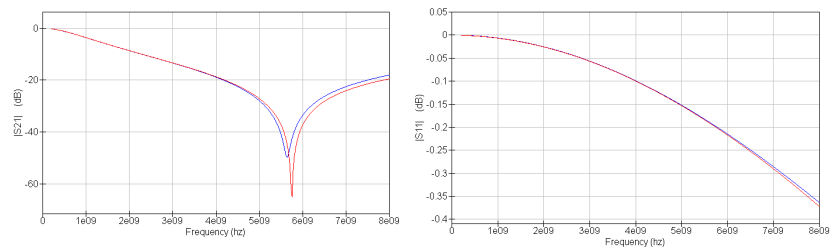


Figura 3.32: Parámetros S de los circuitos de las figuras 3.30 y 3.31 en azul y rojo respectivamente

Capítulo 3. Circuito discreto

Capacitores

Al igual que en el caso anterior y ya que las ideas del análisis son las mismas, no se profundiza (en $0,2\text{GHz} < f < 4\text{GHz}$ se toma solo el capacitor y las bobinas). Se muestra el modelo discreto de Murata para dos capacitores usados en la figura 3.33 para el caso de **GQM1885C2A5R0BB01** un capacitor de 5pF y su equivalente válido hasta 4GHz en 3.34 y 3.35.

Notar que de forma dual a la bobina real, el capacitor real luego de su auto-resonancia pasa a ser una bobina.

Dos comentarios a parte:

- La bobina de $4,7\text{nH}$ usada y los capacitores de 5pF no tenían modelos SPICE de modo que se ajustaron a mano siguiendo estas topologías, se obtuvieron buenos resultados.
- El modelo de los capacitores de 1pF no tiene el último LRC de la serie en 3.34.

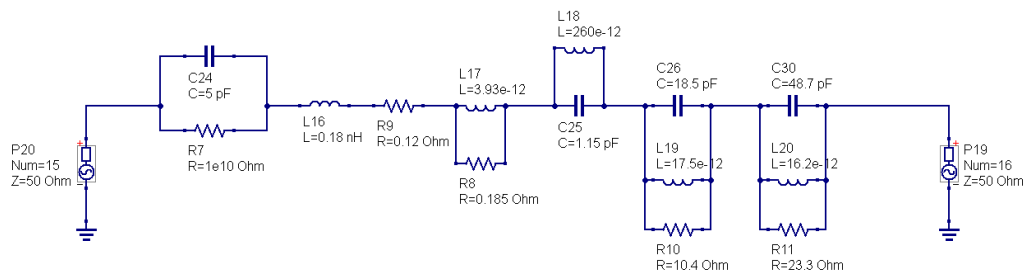


Figura 3.33: Modelo de parámetros concentrados de capacitor de 5pF real, modelado por Murata.

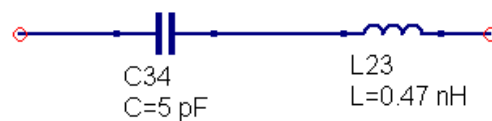


Figura 3.34: Modelo equivalente en la banda de $0,2\text{GHz} < f < 4\text{GHz}$ de la figura 3.33

3.2. Filtro pasa banda

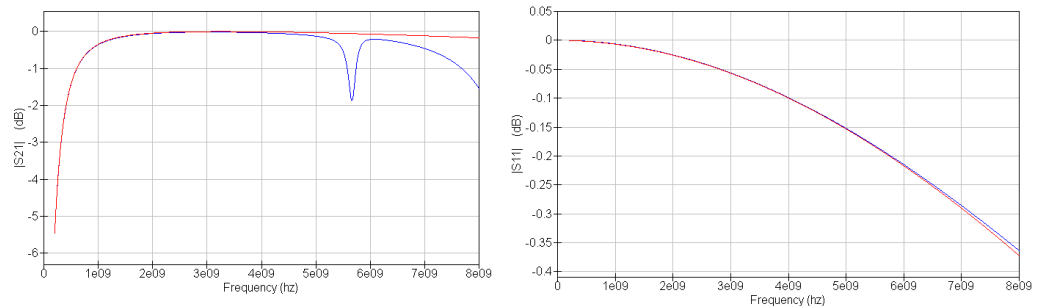


Figura 3.35: Parámetros S de los circuitos de las figuras 3.33 en azul y 3.34 en rojo.

3.2.2.3. Layout del filtro

El layout del filtro se muestra en la figura 3.36. Algunas consideraciones que se tuvieron en cuenta fueron:

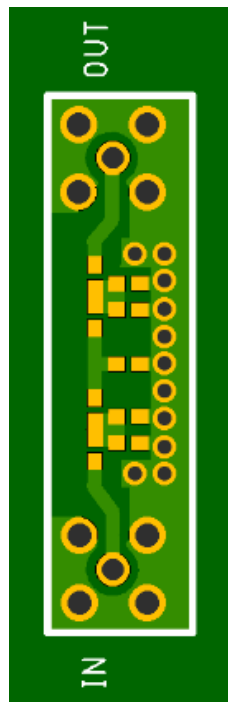


Figura 3.36: Layout del filtro

- **Incluir vias:** Para mejorar la conexión de algunos componentes al plano de tierra.
- **Conexión a tierra entre componentes:** En un principio todos estaban inter-conectados y luego esa conexión iba a tierra, sin embargo se prefirió conectarlos individualmente. Este punto y el anterior se explica en el apéndice 4 en donde se discute el uso de las vías y la interconexión de los componentes.
- **Separación entre bobinas:** Según nos sugirieron, cuidamos el espaciamiento entre las bobinas o colocarlas a 90 grados para disminuir el acople magnético entre ellas y disminuir la inductancia mutua.

3.2.3. Extraído del layout usando QUCS

Para simular el efecto de las pistas en el circuito se decide realizar un extraído del layout visualmente utilizando componentes de líneas de transmisión que QUCS ofrece.

Capítulo 3. Circuito discreto

Esto en un principio se intentó hacer simulando en CST pero no se logró debido a inexperiencia en el uso del software.

Las figuras 3.37 y 3.38 muestran el extraído que se usa para simular.

Separando de a sectores en el esquemático se tienen parásitos de:

- Los componentes.
- Líneas Microstrip.
- Gaps de Microstrip.
- Debajo de los componentes.
- Vías.

La idea de aquí en adelante será estudiar modelos de componentes de parámetros concentrados de los componentes listas arriba para poder entender las diferencias entre el extraído y el circuito ideal.

A su vez se podrá ver que partes del circuito son más o menos sensibles al agregar parásitos.

Como un adelanto, se ven en la figura 3.39 los parámetros S de la simulación del extraído con los componentes de líneas de transmisión vs el circuito de parámetros concentrados (simplificado luego del análisis completo).

Los valores de los componentes se obtienen de modelos que se mostraran a continuación.

3.2. Filtro pasa banda

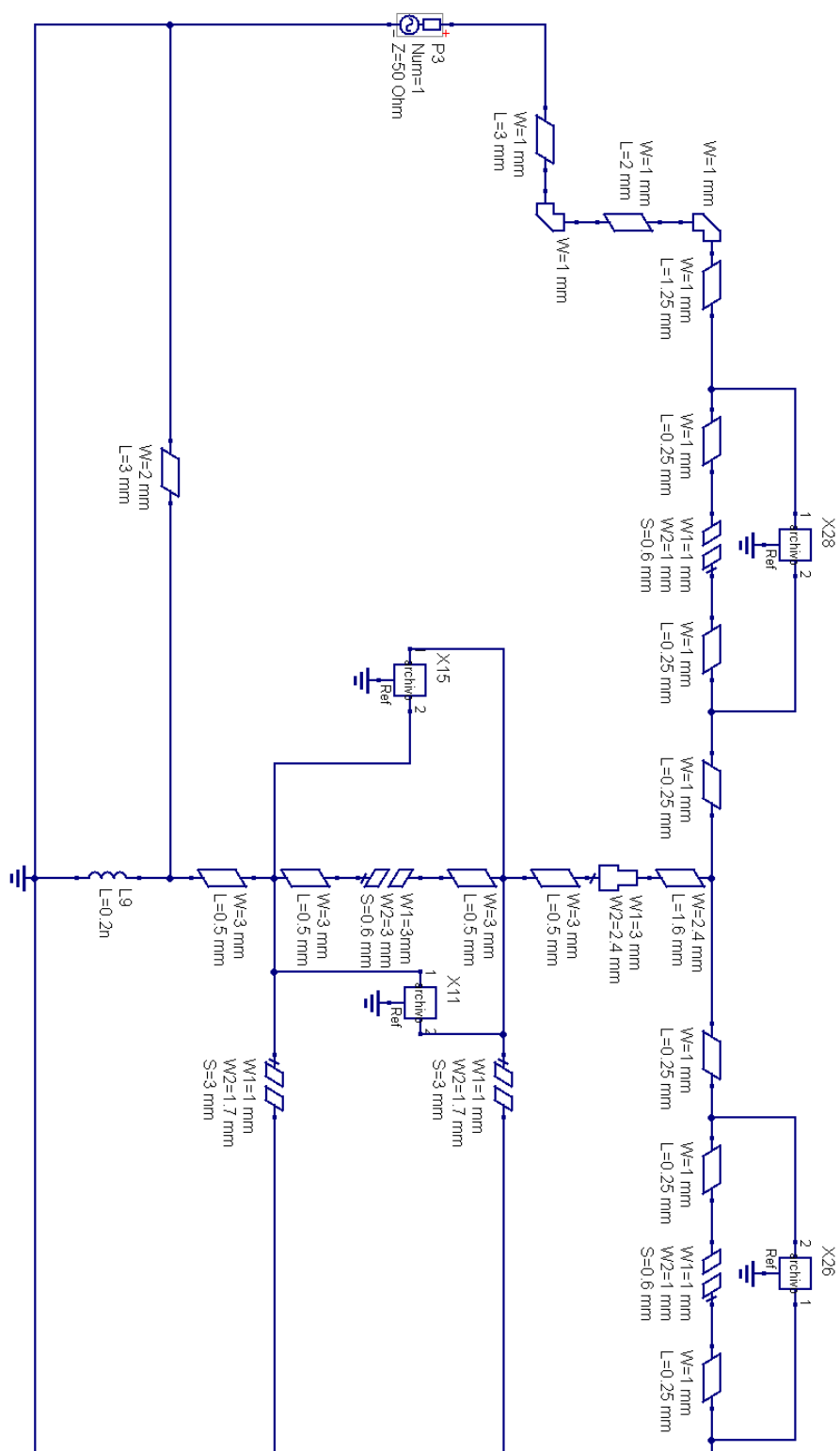


Figura 3.37: Extraído del layout implementado junto con los componentes comprados. Parte 1

Capítulo 3. Circuito discreto

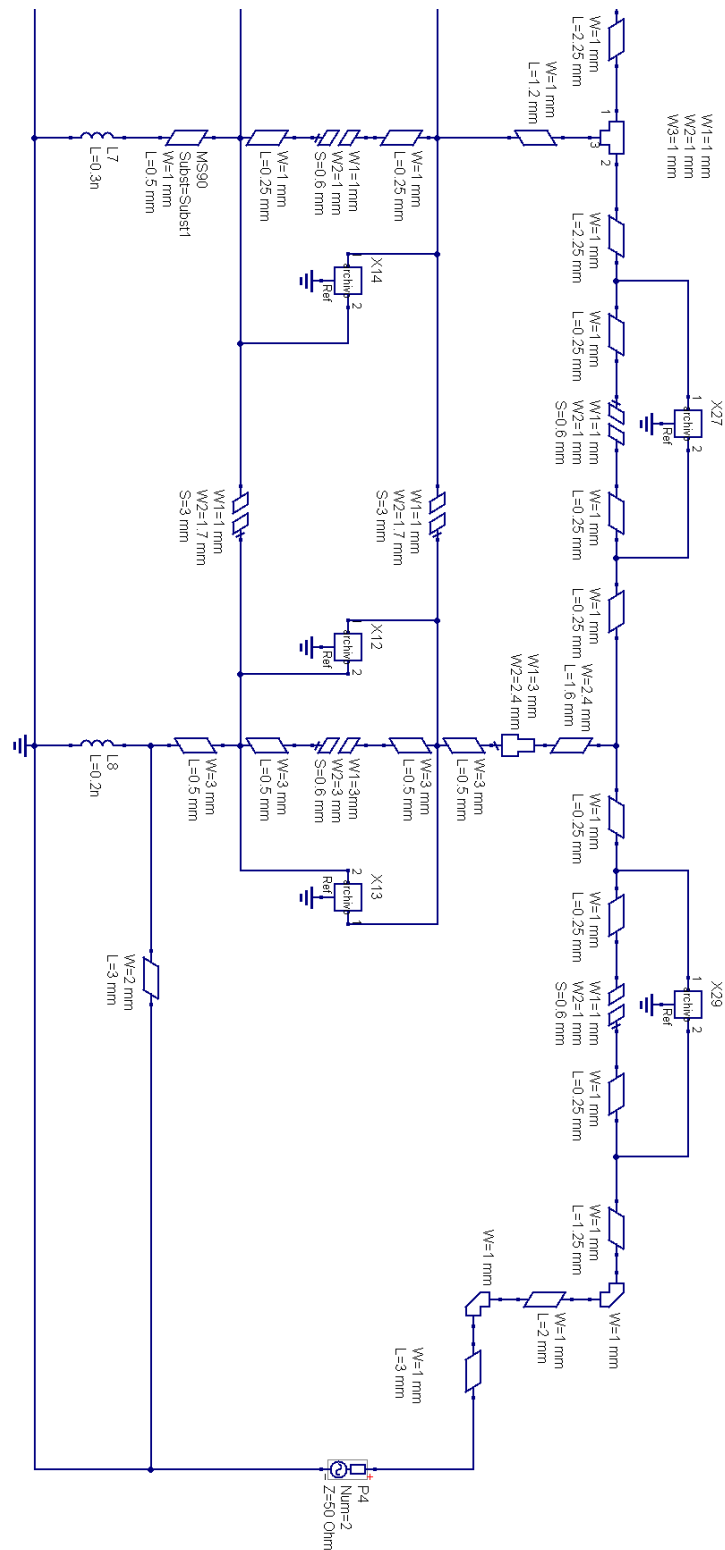


Figura 3.38: Extraído del layout implementado junto con los componentes comprados. Parte 2

3.2. Filtro pasa banda

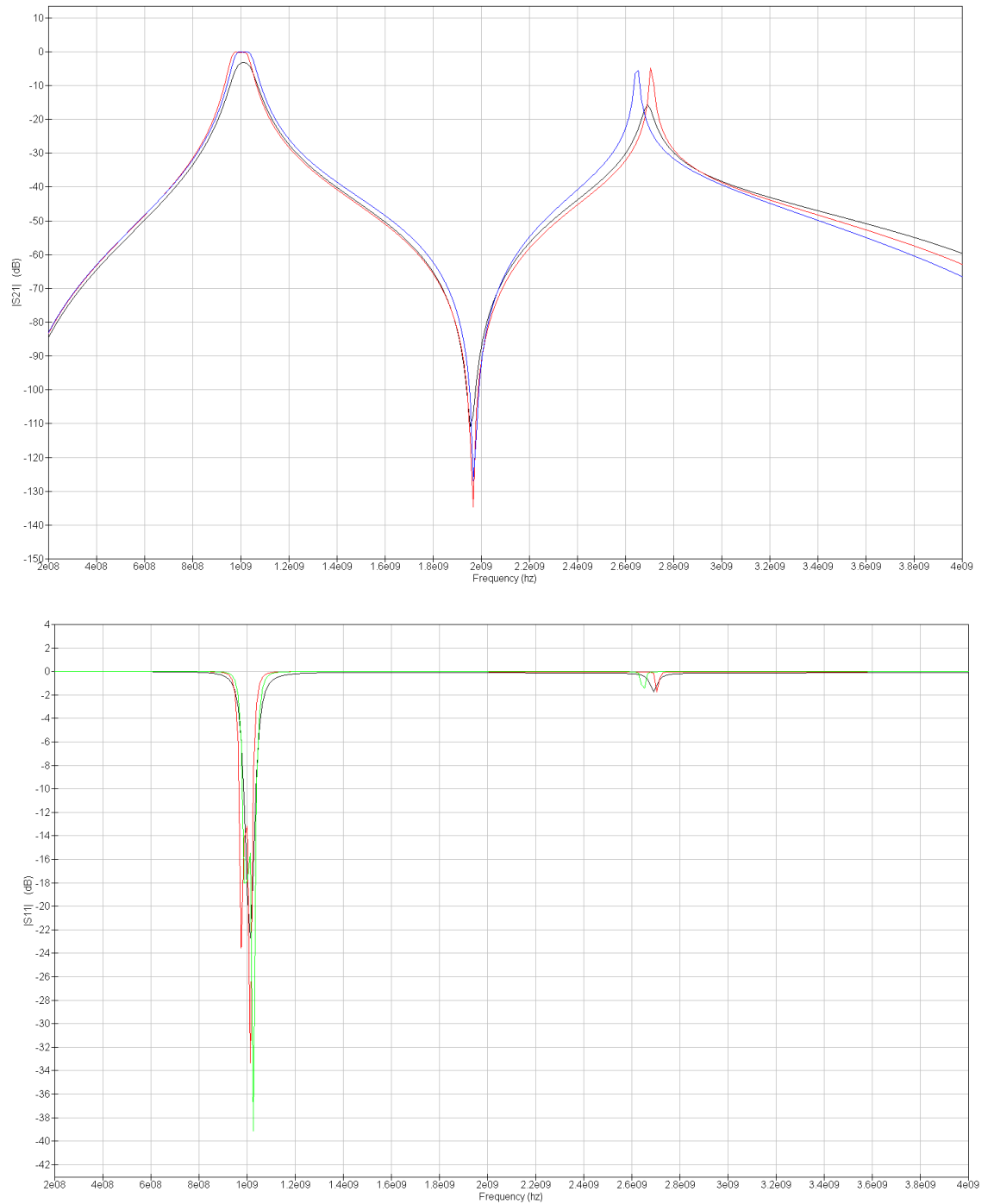


Figura 3.39: Parámetros S del circuito extraído de la figura 3.37, 3.38 en negro, en rojo los del circuito de la figura 3.40 considerando la juntura T y en azul los de la misma figura sin la T

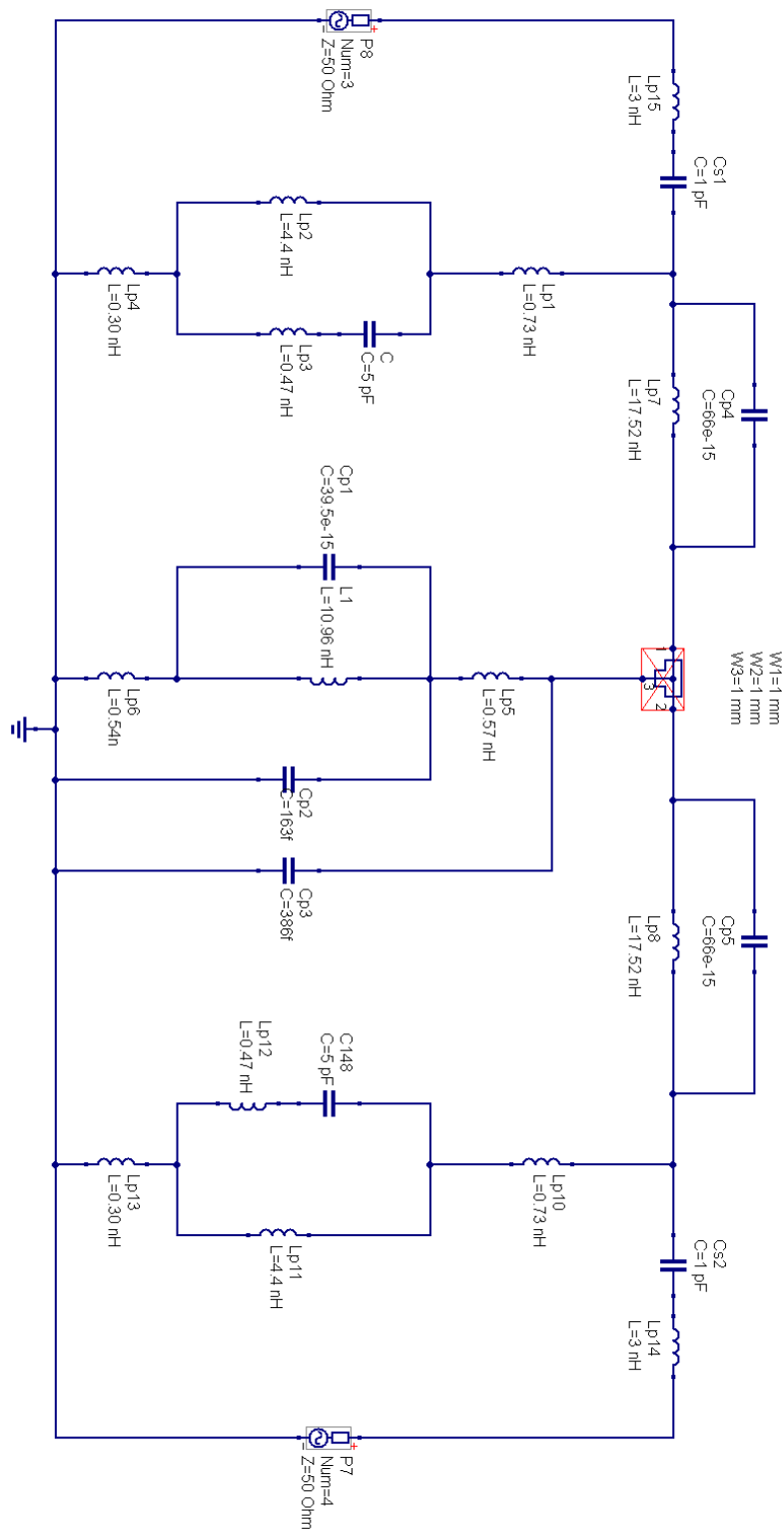


Figura 3.40: Esquemático simplificado usando modelos de parámetros concentrados para los componentes de líneas de transmisión de QUCS.

3.2. Filtro pasa banda

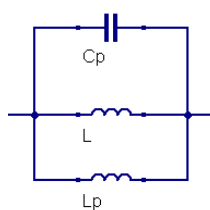
1. Parásitos de los componentes

Como se describió anteriormente, los parásitos de los componentes se obtuvieron de Murata, se simplificaron para la banda de $0,2\text{GHz} < f < 4\text{GHz}$ o en otros casos se ajustaron a mano fiteando los parámetros S21 y S11.

La tabla 3.6 resume los valores de cada componente referidos a la figura 3.41 según sea una bobina o un capacitor.

Componente	C_p (fF)	L_p (nH)	C (pF)	L (nH)	Origen mod
$C = 5\text{pF}$	X	0.47	5	X	Murata
$L = 4.7\text{nH}$	40	X	X	4.4	Ajuste
$L = 12\text{nH}$	20.7	127	X	12	Murata
$L = 18\text{nH}$	$34.7 + 9.08$	152	X	19.8	Murata
$C = 1\text{pF}$	X	0.41	1	X	Murata

Tabla 3.6: Valores de los parásitos de los componentes elegidos según la figura 3.41 y el origen del modelo



Bobina



Capacitor

Figura 3.41: Componentes con sus parásitos, simplificado del modelo de Murata

2. Lineas Microstrip:

Ya se trataron en 3.2.1.2.

3. Gaps de Microstrip:

Ver última parte del apéndice E.

4. Parásitos debajo de los componentes:

Según Murata los parámetros S de los componentes son medidos en un test fixture conocido. Primero se caracteriza el test fixture, luego se caracteriza el sistema de prueba junto con el DUT. Finalmente se realiza el proceso de de-embedding para descontar los efectos del test fixture. Esto se puede consultar en la página web <http://www.murata.co.jp/sparameter/measure.html> en la sección 4 Procedure.

Se agregan entonces las pistas debajo de los componentes y el gap entre ellas.

Para las pistas se continua usando el modelo presentado en 3.2.1.2, en cuanto al gap se puede consultar el apéndice 5.

Se muestra el equivalente de capacitores en 3.42 donde a la frecuencia de trabajo se despreciaron las bobinas que agregan las pistas frente al capacitor serie del gap.

Un caso de ejemplo usado es el de $S_{gap} = 0,6mm$, $W1 = W2 = 1mm$ y $L1 = L2 = 0,25mm$ en tal caso se obtienen $CP1 = CP2 = 31fF$ y $C_{sg} = 21fF$.

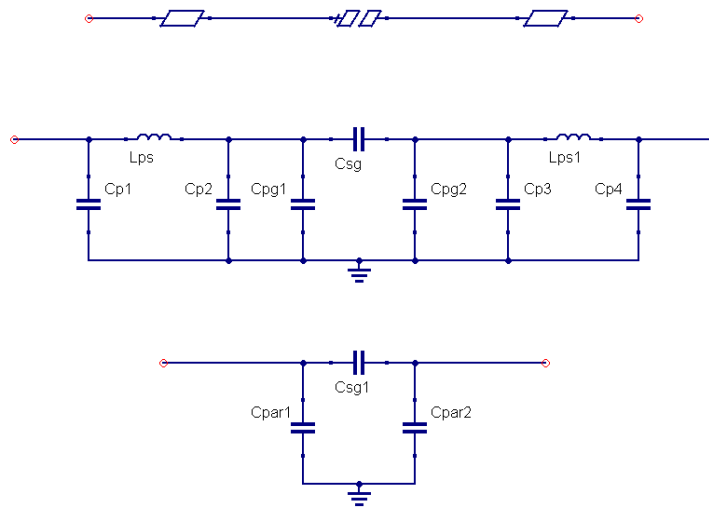


Figura 3.42: Equivalente de parámetros concentrados para las pistas y el gap debajo de los componentes

3.2. Filtro pasa banda

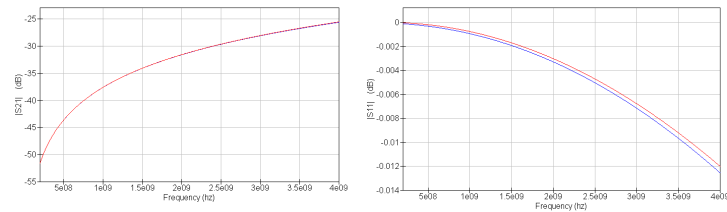


Figura 3.43: Parámetros S de el primer y tercer circuito de la figura 3.42. Notar la diferencia máxima de 0.0005dB en S11 aún despreciando las bobinas

5. Juntura T:

Como se mostró anteriormente en la figura 3.39, existe una diferencia entre si se considera o no la juntura tipo T, en cuanto a la resonancia luego de la banda de paso.

Según un modelo encontrado en el paper **Design and Simulation Model for Compensated and Optimized T-junctions in Microstrip Line** plantea el agregar bobinas en cada rama y un capacitor a tierra en el nodo que las une sin embargo eso haría que la frecuencia de resonancia baje un más (está dada por el LC paralelo de la rama central del circuito) entonces se descartó esa idea. Por otro lado tampoco da expresiones para esas bobinas y capacitores, solo da expresiones de la impedancia característica de un microstrip y su W y ϵ_{eff} .

Otro modelo más completo se encuentra en **Computer-aided-design of Microstrip couplers with accurate discontinuity models** de **E. Hammerstad**.

En el, describe el comportamiento de un microstrip asimétrico usando dos transformadores, tres correcciones en los largos de las líneas que llegan a la T y una capacidad a tierra. Es modelo implementado en QUCS (ver página 185 del reference manual).

Finalmente para la T usada que es simétrica, se encontró otro modelo en **The equivalent circuit of Some Microstrip Discontinuities** de **Brian Easter** que plantea el uso de un transformador, tres largos a corregir y nuevamente la capacidad a tierra.

No se encontraron modelos matemáticos para los componentes sino gráficos para casos puntuales, pero más adelante se explica la diferencia encontrada en la figura 3.39 debido a ese transformador.

Se muestran figuras de lo descrito anteriormente:

Capítulo 3. Circuito discreto

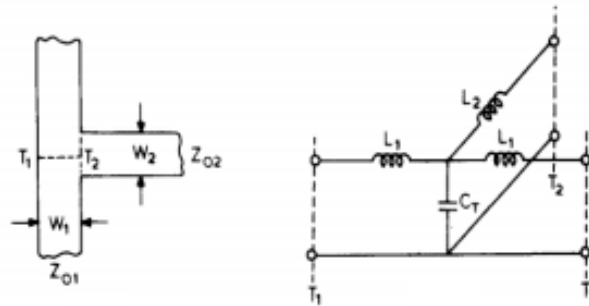


Figura 3.44: Figura tomada de Design and Simulation Model for Compensated and Optimized T-junctions in Microstrip Line

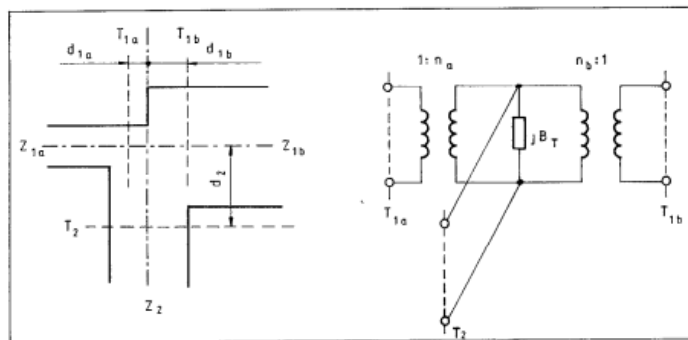


Figura 3.45: Figura tomada de Computer-aided-design of Microstrip couplers with accurate discontinuity models

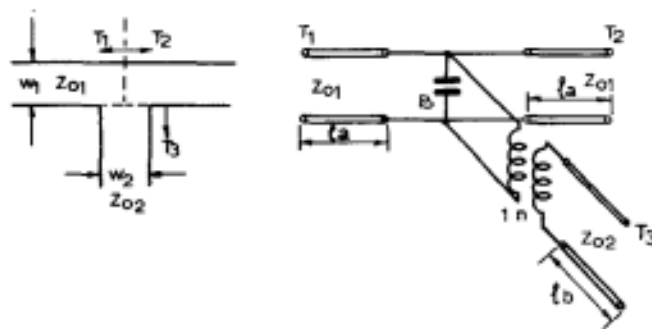


Figura 3.46: Figura tomada de The equivalent circuit of Some Microstrip Discontinuities

3.2. Filtro pasa banda

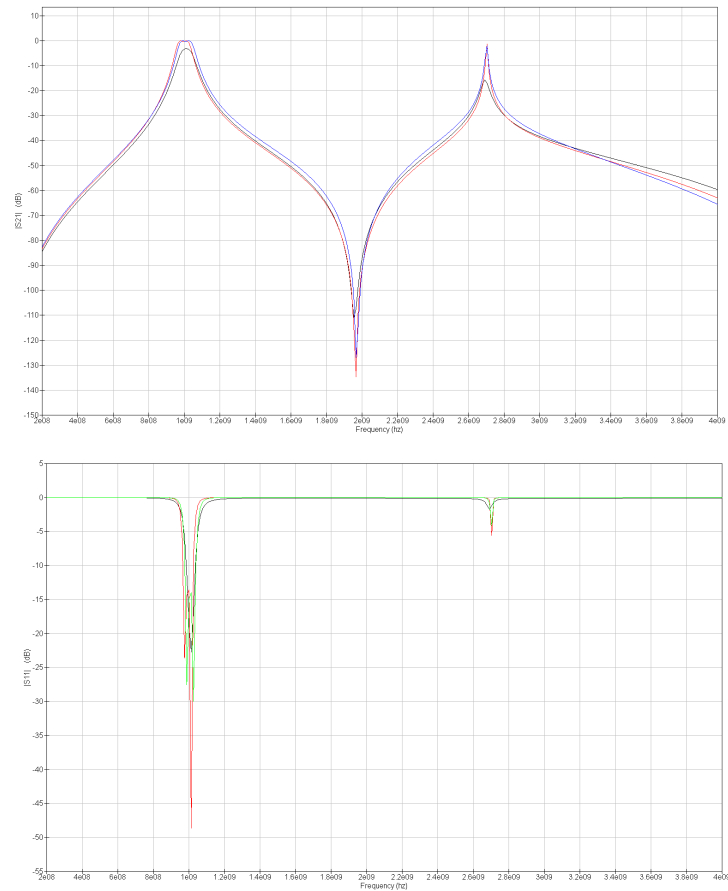


Figura 3.47: Simulación incluyendo un transformador de $n=0.95$ conectado como indica la figura 3.46. Este valor de n se ajustó partiendo de que sería menor que 1 según la referencia donde se sacó el modelo. Se despreciaron la capacidad y las inductancias que se agregan.

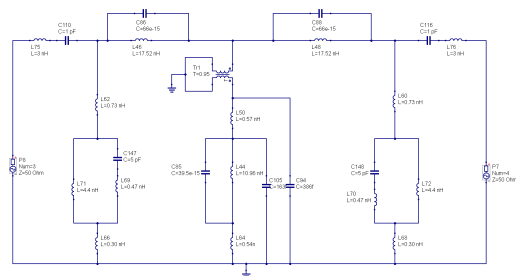


Figura 3.48: Esquemático con transformador parásito agregado.

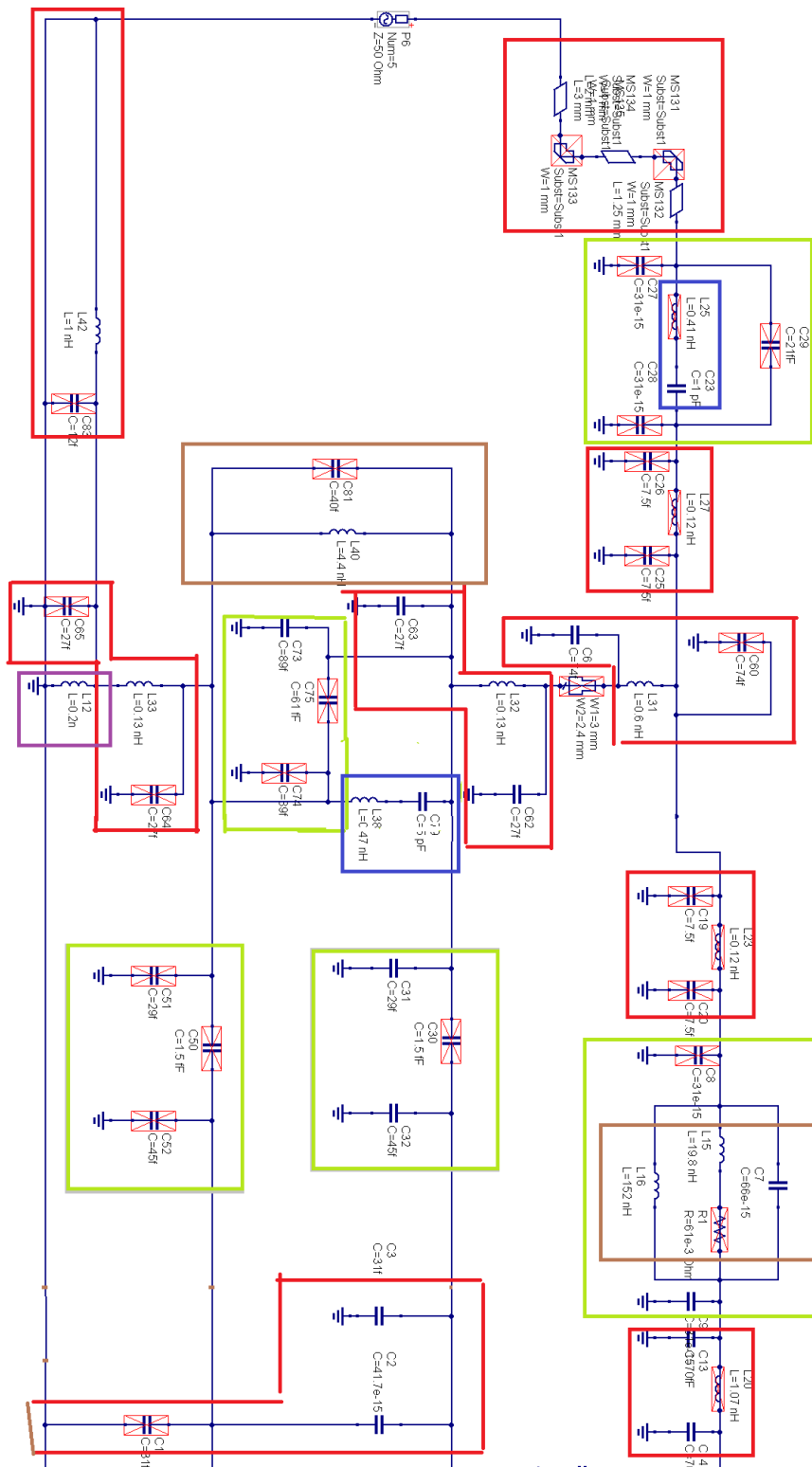


Figura 3.49: Circuito extraído con parasitos agregados. Parte 1

3.2. Filtro pasa banda

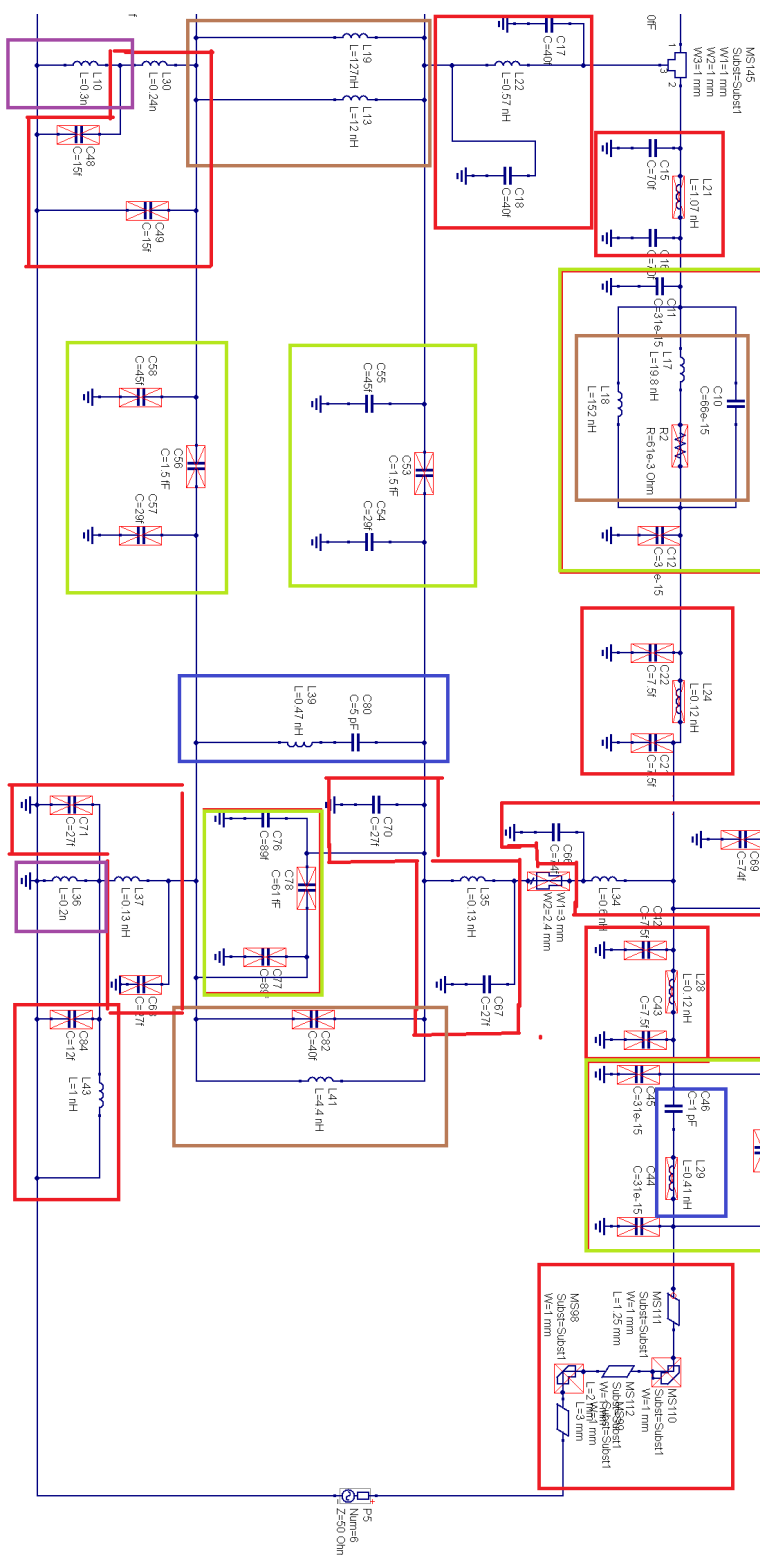


Figura 3.50: Circuito extraído con parasitos agregados. Parte 2

Capítulo 3. Circuito discreto

El circuito con todos los parásitos se muestra en las figuras 3.49 y 3.50.

Se encuentran tachados los componentes que se pueden despreciar estudiando impedancias al rededor como se ha hecho anteriormente.

El siguiente código de colores ayuda a identificar de donde provienen los parásitos según las figuras 3.37 y 3.38.

- Rojo: Lineas Microstrips.
- Azul: Capacitores reales.
- Marrón: Bobinas reales.
- Verde: Gaps.
- Violeta: Vias.

Se estudia el circuito de la figura 3.40 y luego se agrega el aporte de la T:

Anti-resonancia

Estudiando la impedancia de la rama de C , está se comportará como un resonador serie a tierra con frecuencia de resonancia:

$$f_{antires} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{p1} + L_{p2} + L_{p4}}{((L_{p1} + L_{p4})(L_{p2} + L_{p3}) + L_{p2}L_{p3})C}} = 1,97Ghz$$

Resonancia

Se estudia la configuración T de resonadores LC en paralelo. La frecuencia de resonancia del circuito luego de la banda de paso es:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L//L_{p7}//L_{p8})(C_{p1} + C_{p2} + C_{p3} + C_{p4} + C_{p5})}} = 2,69Ghz.$$

Donde en la última expresión se despreciaron L_{p5} y L_{p6} . Por más detalle del resultado anterior ver el apéndice B.2.

Volviendo a considerar la juntura T que aporta un transformador de 1:n y con el $n = 0,95$ ajustado en 3.47 se modifica la expresión anterior:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{L}{n^2} // L_{p7} // L_{p8}\right) (n^2(C_{p1} + C_{p2} + C_{p3}) + C_{p4} + C_{p5})}} = 2,73Ghz$$

Que en simulación da 2.72Ghz. Se usó que la impedancia vista desde el primario será $Z_{vp} = \frac{1}{n^2} Z_{vs}$, siendo Z_{vs} la impedancia vista por el secundario que es el LC

paralelo.

Conclusiones:

1. Las bobinas parásitas que agregan las pistas de los resonadores en paralelo del filtro ideal y la bobinas parásitas de sus capacitores afectan a la antiresonancia del filtro implementado.
2. Las capacidades parásitas que agregan las pistas que conectan a la T de bobinas del filtro ideal y sus capacidades parásitas afectan a la resonancia del filtro real luego de la banda de paso.
3. Los parásitos agregados no afectan considerablemente la respuesta del filtro en la banda de paso.

Lo anterior se resume en la figura 3.51, los componentes en verde corresponden al punto 1 y los marcados en rojo al punto 2.

Capítulo 3. Circuito discreto

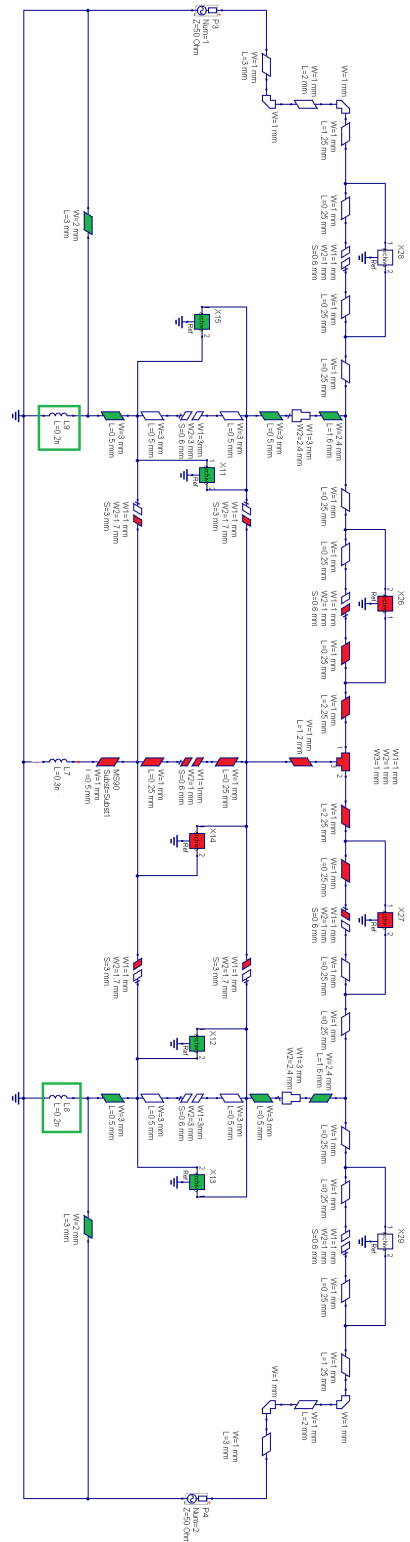


Figura 3.51: Componentes que afectan la respuesta del filtro

3.2.4. Simulaciones del circuito completo

Se simuló en Cadence el circuito completo con el esquemático de la figura 3.52.

El componente **n2port** representa al filtro, este permite realizar una simulación en el tiempo usando información en frecuencia del sistema (parámetros S), el archivo que se le da como entrada es el .s2p exportado de QUCS (simulación hasta 8Ghz, 1000 puntos).

Según el help del componente si el valor de la variable **interp** es **linear** o **spline** calcula la respuesta al impulso del sistema y luego la usa para convolucionar en el tiempo.

Esto permitió tener una simulación considerando todo lo trabajado hasta el momento en QUCS junto con el modelo de los diodos de MACOM.

En 3.53 se muestra la salida obtenida de $\approx 85mV$ de pico del circuito en 3.52 para $f_{in} = 200MHz$ y $V_{P_{in}} = 2,6V$ de entrada en vacío.

Se observa que está algo distorsionada por componentes de mayor frecuencia que 1Ghz ($THD = 4,2\%$).

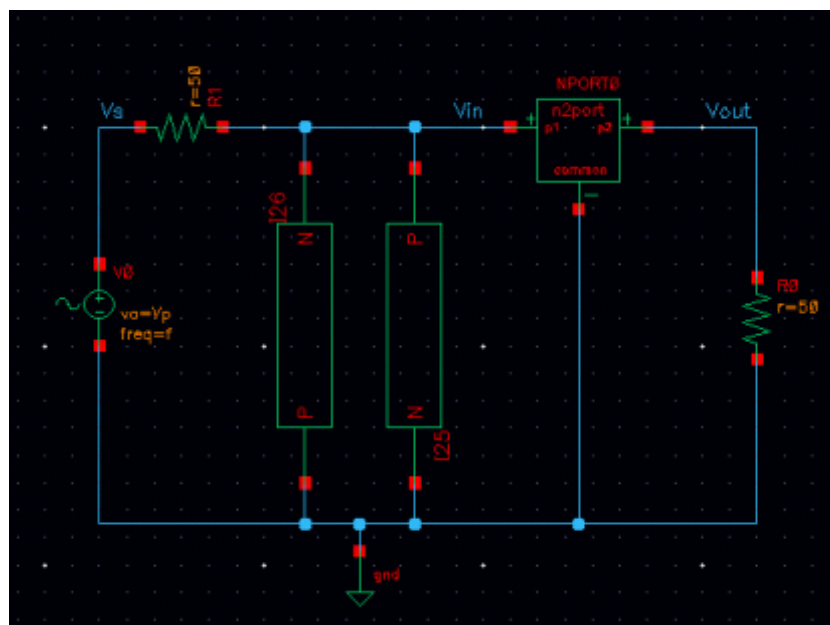


Figura 3.52: Esquemático usado para simular en Cadence el circuito completo con filtro exportado de QUCS

Capítulo 3. Circuito discreto

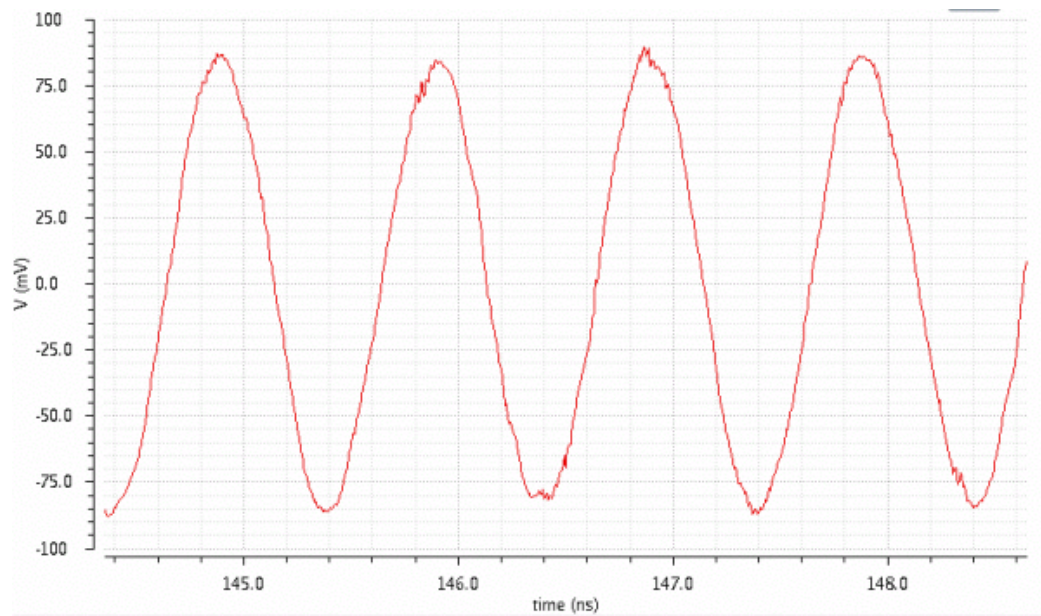


Figura 3.53: Salida del circuito de la figura 3.52 para una entrada de $f_{in} = 200\text{MHz}$ y $V_{P_{in}} = 1,3V_P$ sobre 50Ω

3.3 Resultados

3.3.1. Implementación

Se muestran imágenes de las placas fabricadas.

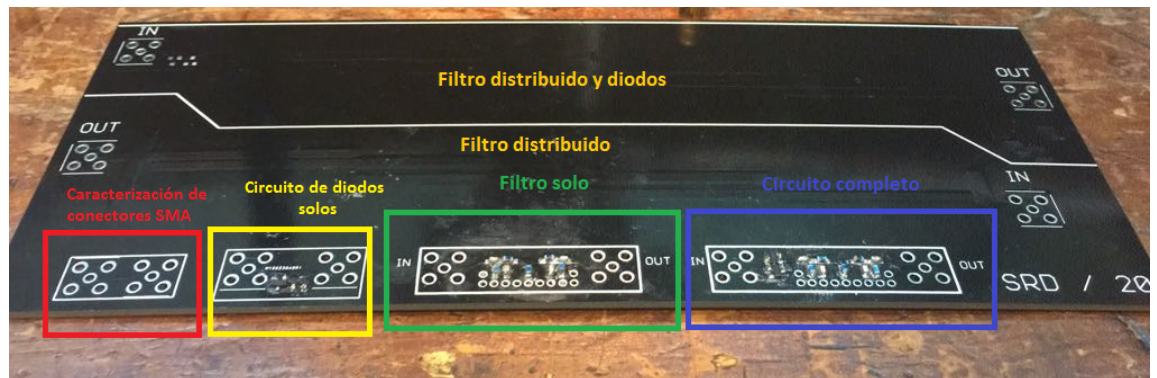


Figura 3.54: Placas implementadas. En la figura aún no se le conectaron los conectores SMA

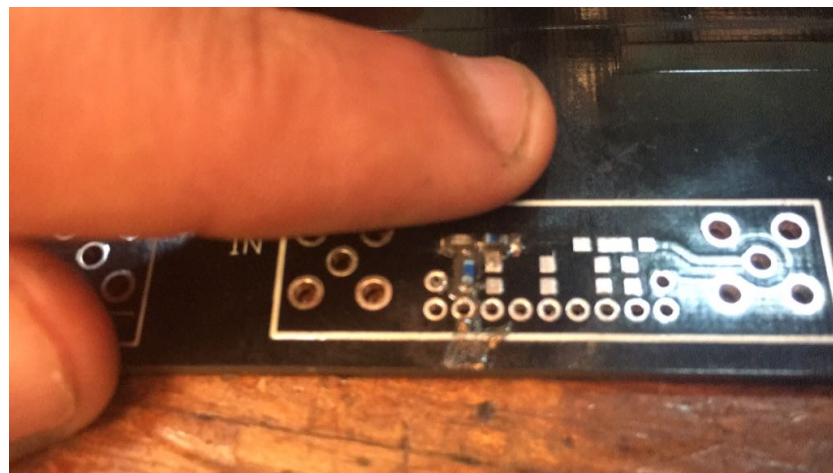


Figura 3.55: Tamaño de la placa de uno de los filtros implementados

3.3.2. Diodos en anti-paralelo

Para ver los armónicos que generan los diodos, se midió la tensión de salida del circuito de la figura mediante un analizador de espectro tal y como muestra 3.56

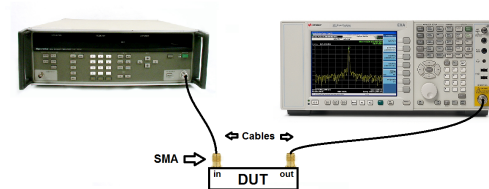


Figura 3.56: Set de medida

Variando la potencia que el generador entrega al generar una senoide de 200Mhz sobre 50 ohms, se relevó el espectro de la señal de salida utilizando un analizador de espectro.

En la figuras 3.57 y 3.58 se muestran dos ejemplos de lo medido, un caso en el que la amplitud de entrada no permite que los diodos conmuten y luego un caso en el

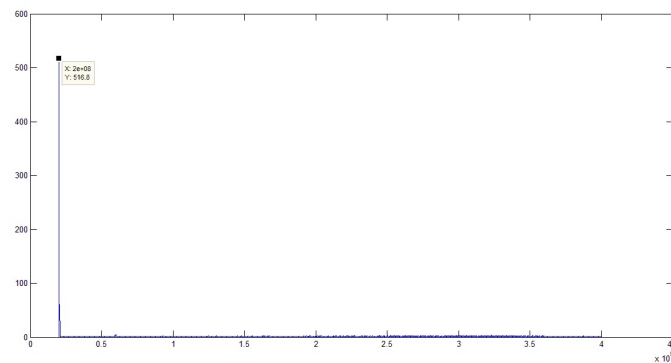


Figura 3.57: Espectro de la señal a la salida cuando los diodos no conmutan que si.

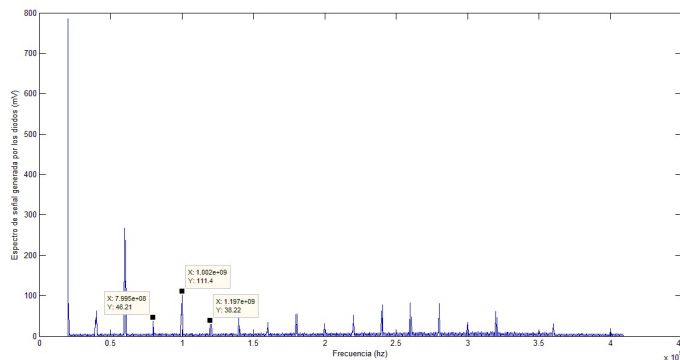


Figura 3.58: Espectro de la señal a la salida cuando los diodos conmutan

3.3.2.1. Comparación con lo simulado

Diodos sin conmutar:

Los diodos sin conmutar se comportaron como lo esperado, en el espectro de salida está presente el tono de 200Mhz de la entrada con una amplitud de pico $V_P = 516mV$ para una entrada de $V_{P_{in}} = 560mV$ sobre 50Ω .

Según lo simulado, se esperan a la salida $550mV$ dado que el tono el filtrado por los parásitos de los diodos. La diferencia de $\approx 30mV$ puede deberse a que en la simulación no se consideraron:

- Cables de conexionado y conectores SMA de la placa.
- Potencia de salida del generador que realmente entrega distinta a la marcada en el display.
- Lineas Microstrip de la placa para los diodos.

Se observa que $V_\gamma > 0,5V$.

Diodos conmutando:

Los diodos conmutando deforman a la señal de entrada tal y como lo esperado funcionalmente. Sin embargo, están presentes armónicos impares lo cual discrepa con lo simulado.

Se observa en 1 Ghz una amplitud de pico de $\approx 110mV$ mientras que los armónicos contiguos inferiores y superiores tienen $V_{P1} \approx 45mV$ y $V_{P2} \approx 40mV$ respectivamente.

Si esto ocurre quiere decir que la señal generada a la salida no es una función impar en el tiempo y esto puede deberse principalmente a dos factores:

- Asimetría en el circuito para cada diodo, puede ser producida por:
 - Desbalance en los parásitos agregados por las pistas, siendo un problema del Layout.
 - Mismatch entre los diodos.

Observando el layout de los diodos (figura 3.59), donde en rojo se marcan los pads de un diodo, en gris los del otro y en amarillo los pads de la tierra conexión extra que trae el package de cada diodo, los caminos para cada diodo están bastante balanceados. Podría mejorarse como se hizo en la figura 3.60

El mismatch entre los diodos escapa de nuestro control y puede que sea la fuente de la presencia de los armónicos.

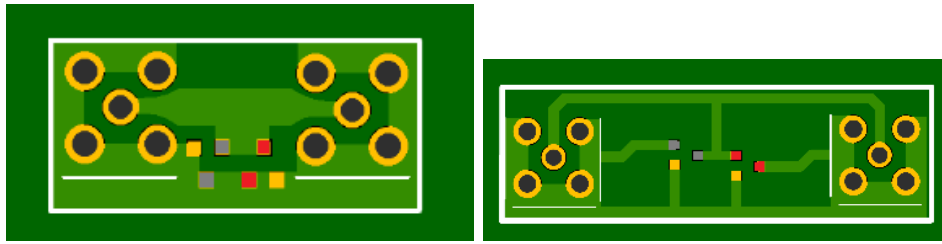


Figura 3.59: Layout implementado de los diodos en antiparalelo

Figura 3.60: Una segunda versión del Layout que mejora el balance de las pistas.

Más allá de la presencia de los armónicos impares, la potencia en estos es bastante menor al caso simulado con un solo diodo (serían $V_{P1} = 113mV$ y $V_{P2} = 70mV$) como se puede ver en verde en la figura 3.61. A su vez los filtros implementados atenúan 40dB a 0.8 Ghz y 1.2 Ghz con lo que estos armónicos desaparecerán luego del filtro.

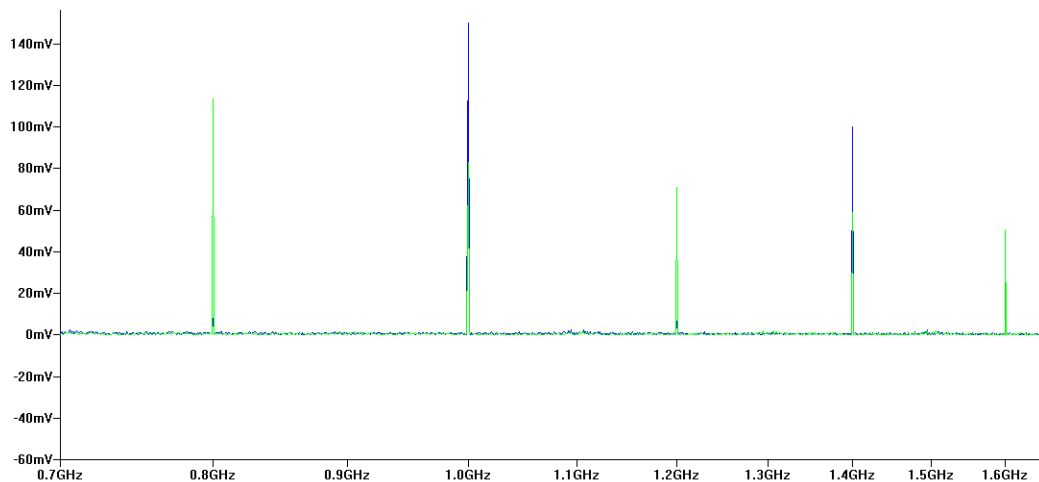


Figura 3.61: En verde espectro de la señal generada por un solo diodo en torno a 1Ghz, en azul usando dos en anti-paralelo. La amplitud es de pico.

La tabla 3.7 contiene las medidas de la amplitud de pico de la componente en 1Ghz sobre 50Ω .

3.3. Resultados

Generador / medido		Salida medida		Salida simulada	
P_G (dbm)	V_{P_G} (V)	P_{out} (dbm)	V_{out} (mV)	V_{out} (mV)	P_{out} (dbm)
12,4	2,6	-9	112	147	-6.65
11,4	2,35	-9,9	101	143	-6.89
10,4	2,09	-10,7	92,3	119	-8.49
9,4	1,86	-15	56	78,5	-12.10
8,4	1,66	-20	31,6	42	-17.53
7,4	1,48	-21	28	34,63	-19.21
6,3	1,3	-26	16	13,6	-27.33
5,33	1,16	-35	5,6	1,9	-44.43
4.36	1	-40	3,2	1,2	-48.42

Tabla 3.7: Tabla con potencias y amplitudes sobre 50Ω medidas del generador y a salida de los diodos.

La potencia entregada por el generador fue medida conectándolo al analizador de espectro que muestra 50Ω , se encontró que en todos los casos la potencia a la carga era de $\approx 0,6\text{dbm}$ menos que lo que marcaba el display del generador.

Esa amplitud sobre 50Ω medida fue la usada para simular el circuito de los diodos.

La característica de los diodos de amplitud a la entrada y amplitud a la salida se parecen bastante hasta 1.5V .

Puede que las diferencias vengan de los siguientes dos puntos:

- Al tener muchas componentes en frecuencia a la entrada no se puede definir una impedancia y la definición clásica de coeficientes de reflexión $\Gamma(w, z) = \frac{Z_V(w, z) - Z_0}{Z_V(w, z) + Z_0}$ pierde sentido.

Sin embargo la reflexión a la entrada del generador o al final de la línea entre el generador y el circuito tienen que estar relacionadas con la carga que varía (los diodos).

Observando la figura 3.62 a mayor amplitud de entrada, más se separan las curvas.

Si se asocia una reflexión mayor de potencia hacia el generador con aplicarle al circuito sin línea (curva roja) una tensión de pico menor equivalente que de la misma salida; para $2,6V_P$ se le debería aplicar a los diodos sin línea una amplitud de $\approx 2V_P$. Para el caso de $2,1V_P$ se le debería aplicar $\approx 1,9V_P$. Para amplitudes menores no es necesaria una corrección es decir es como si la línea no estuviese o no reflejara potencia al generador.

Entonces puede que Γ sea función de $V_{P_{in}}$ y se pierda más potencia a la carga cuanto mayor sea su rango de variación.

Capítulo 3. Circuito discreto

- Variación de los parásitos del package, modelo del diodo o aportes del layout que no fueron considerados.

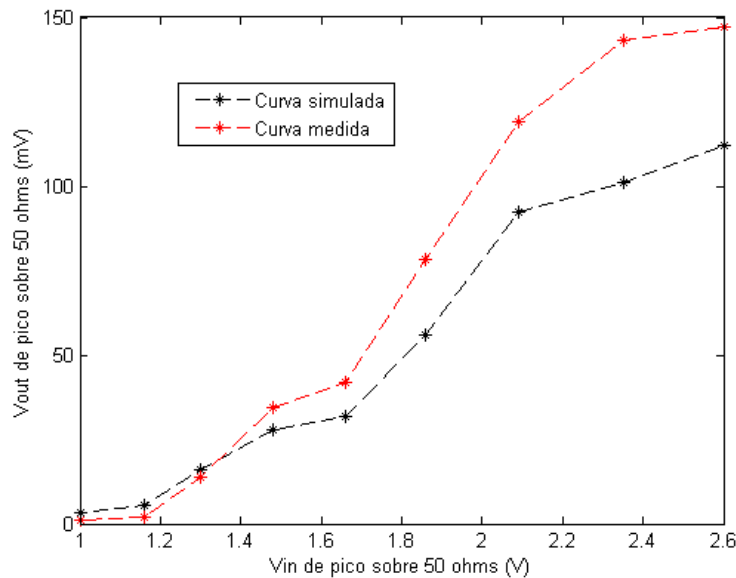


Figura 3.62: Característica entrada-salida del circuito de los diodos, valores tomados de la tabla 3.7

Conclusión:

- Utilizar diodos en antiparalelo ayuda a quitar la presencia de los armónicos impares como se esperaba y si bien no desaparecen del todo, habiendo logrado filtros muy selectivos esto asegurará que se filtren las componentes en 0.8 y 1.2 Ghz.

3.3.3. Filtros discretos

3.3.3.1. Parámetros S

Se implementaron 4 filtros de componentes discretos y se relevaron sus parámetros S. 3 de ellos tuvieron que ser tuneados, es decir se les ajustó algún componente para que resonaran en la frecuencia de interés.

En las figuras 3.63 y 3.64 se muestran los parámetros S de ellos luego de los ajustes. También se muestran los parámetros S de lo esperado junto con la simulación ajustada luego de las mediciones. Esto último se hizo para entender por que varió respecto a lo esperado.

Los índices *a* y *b* en las leyendas de las figuras se refieren al filtro junto con las

3.3. Resultados

pistas de los diodos (sin tener los diodos soldados) y el filtro solo respectivamente de las 2 placas implementadas.

Capítulo 3. Circuito discreto

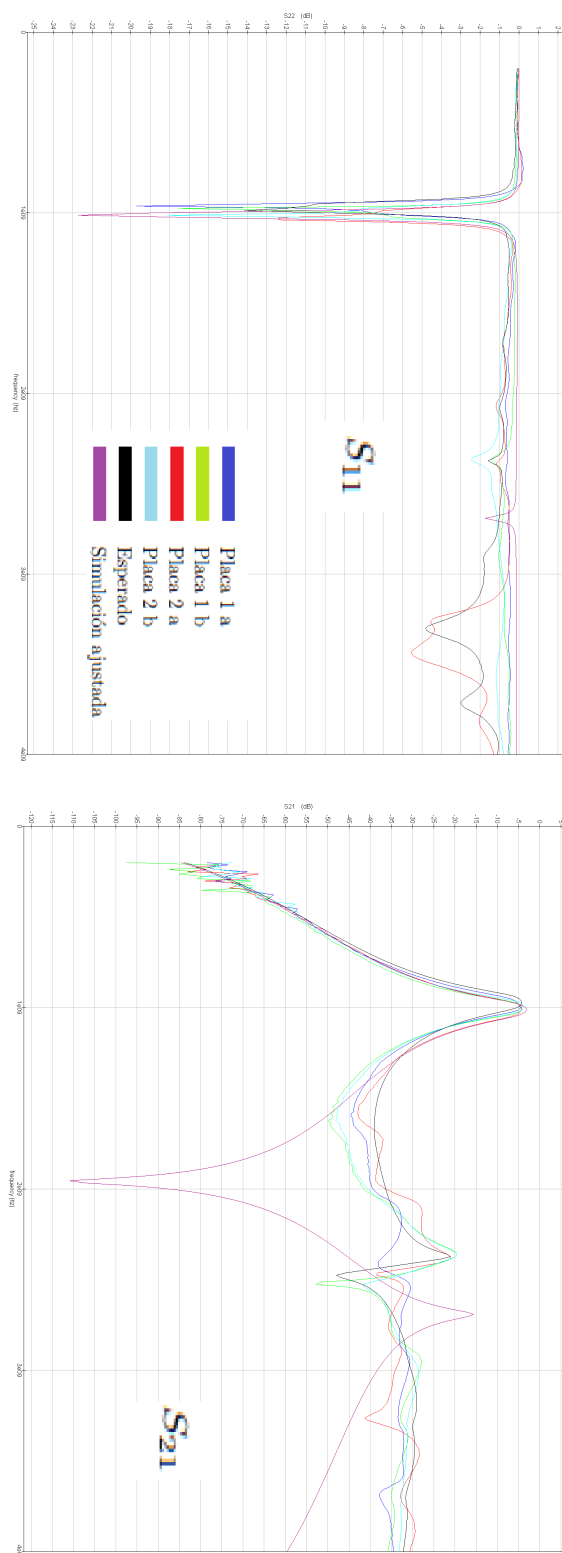


Figura 3.63: Parámetros S_{11} y S_{21} de los filtros implementados, esperado y simulado ajustando la simulación luego de las mediciones.

3.3. Resultados

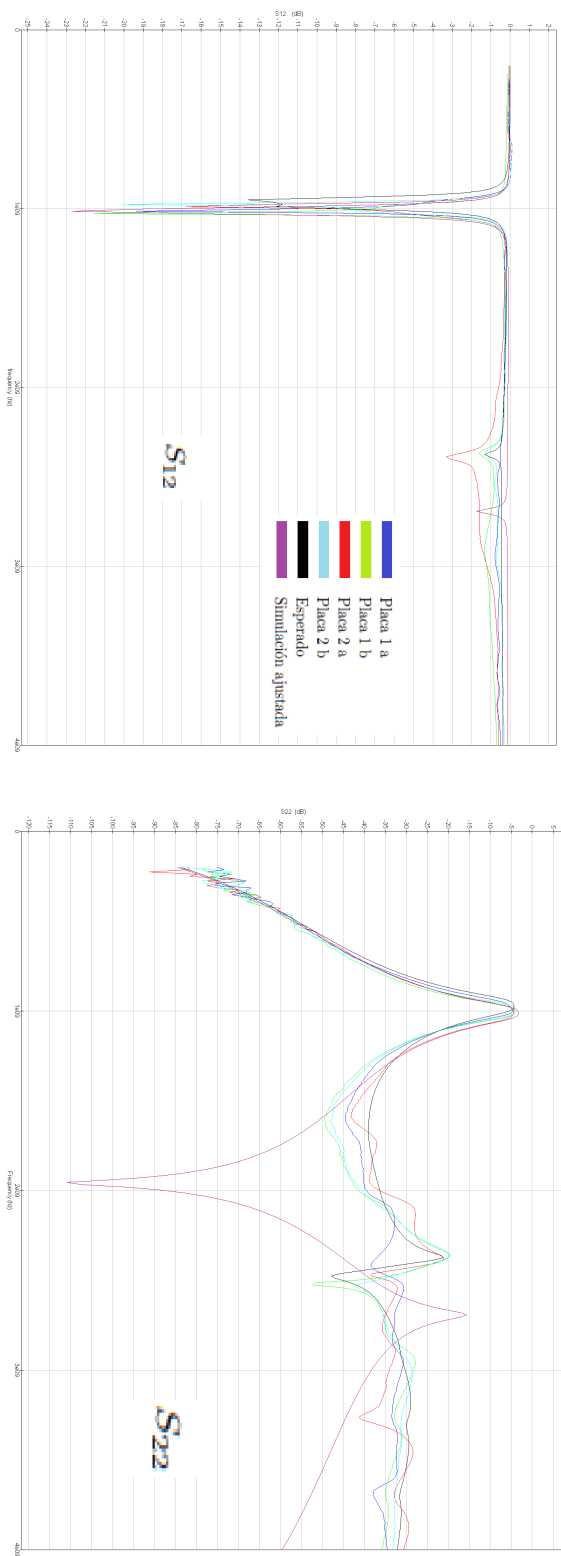


Figura 3.64: Parámetros S_{12} y S_{22} de los filtros implementados, esperado y simulado ajustando la simulación luego de las mediciones.

Capítulo 3. Circuito discreto

3.3.3.2. Ajustes

Se enumeran los cambios que se hicieron en la implementación para mejorar la respuesta de los filtros:

- En todos los casos fue necesario cambiar los caps de $5pF$ por unos de $4pF$. Luego se verá por qué.
- Cambios individuales:
 - Filtro b de la placa 1. Primer filtro implementado, fue necesario cambiar los caps de $5pF$ por unos de $4pF$. Quedó sintonizado en $975MHz$.
 - Filtro b de la placa 2. Cuando se lo implementó, directamente se le soldaron capacitores de $4pF$ y dio muy bien desde la primera medición. Quedó sintonizado en $988MHz$.
 - Filtro a de la placa 1:

Como muestra la figura 3.65 en la curva azul uno o más resonadores estaban por debajo de $1GHz$ y se hicieron las siguientes pruebas para detectar cual estaba desintonizado:

Aprovechando que los capacitores tienen los contactos accesibles (a diferencia de las bobinas que solo tienen contactos abajo), a los capacitores de $4pF$ se les pone en paralelo una bobina de $12nH$ con una brusela (prueba rápida sin desoldar-soldar). En ese caso si sus bobinas en paralelo que deberían ser de $4,7nH$ fuesen más grandes (explicaría que los resonadores en paralelo resuenan a menor frecuencia de la que deberían) la bobina equivalente ($4.7nH/12nH=3.37nH$) elevaría la frecuencia de resonancia.

Como se muestra en 3.65 ambos intentos uno en cada resonador paralelo corrían una resonancia más arriba, esto quiere decir que ellos estaban sintonizados y se busca otro componente que sea el culpable.

Luego de varios cambios por del mismo estilo, se cambió la bobina L_1 del medio que debería valer $12nH$ por otra L_2 de su mismo valor, esto quiere decir que L_1 estaba por arriba de su valor nominal y L_2 más cerca.

El filtro quedó sintonizado en $963MHz$ como muestra el S11.

3.3. Resultados

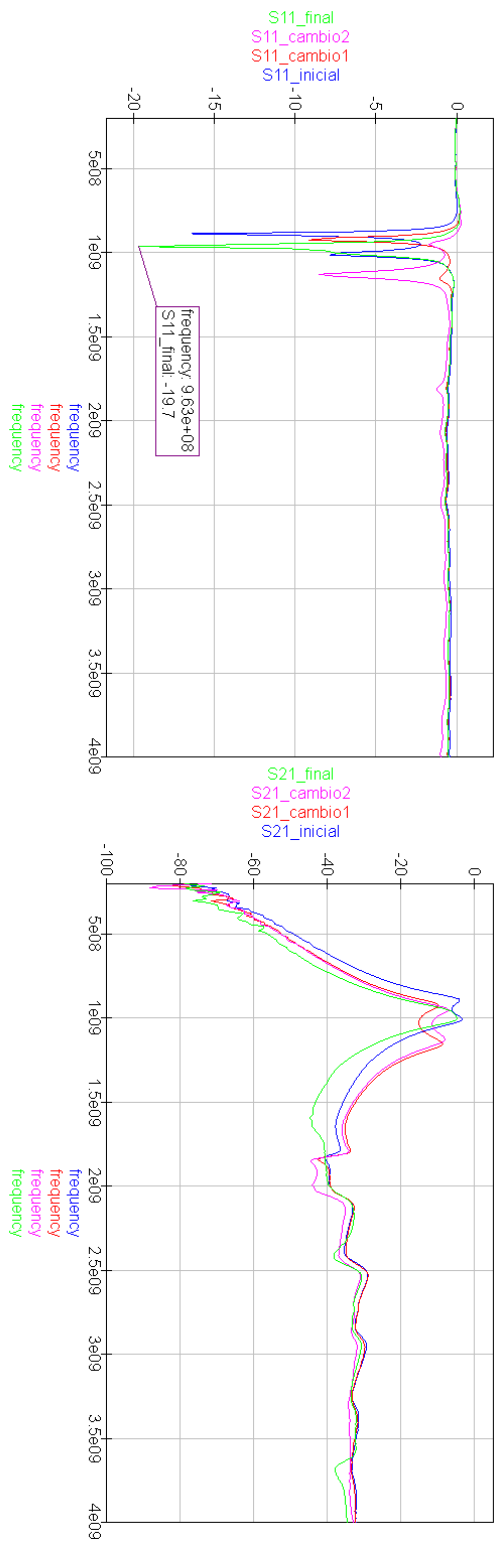


Figura 3.65: Parámetros S_{11} y S_{21} del filtro placa 1 α medido en cada ajuste

Capítulo 3. Circuito discreto

- Filtro a de la placa 2:

Como muestra la figura 3.67 en este caso se tiene una resonancia más arriba de 1Ghz. Con la misma idea que lo anterior, pudiendo acceder a variar la frecuencia de resonancia de los resonadores paralelo, se agrega un capacitor de $1,2pF$ en paralelo a los de $4pF$. Primero en el resonador de la derecha y la resonancia en 1Ghz cae, entonces ese está sintonizado. Se repite lo mismo para el capacitor de la izquierda obteniendo buenos resultados entonces se decide soldarlo en paralelo.

El filtro quedó sintonizado en $1,03Ghz$.

3.3.4. Circuito completo

Se midieron las amplitudes en la componente de 1Ghz para los circuitos completos de la placa 1 y 2.

Para la placa 2 además se cambió uno de los diodos para ver la dependencia de la salida con los diodos. Las muestras se grafican en la figura 3.66.

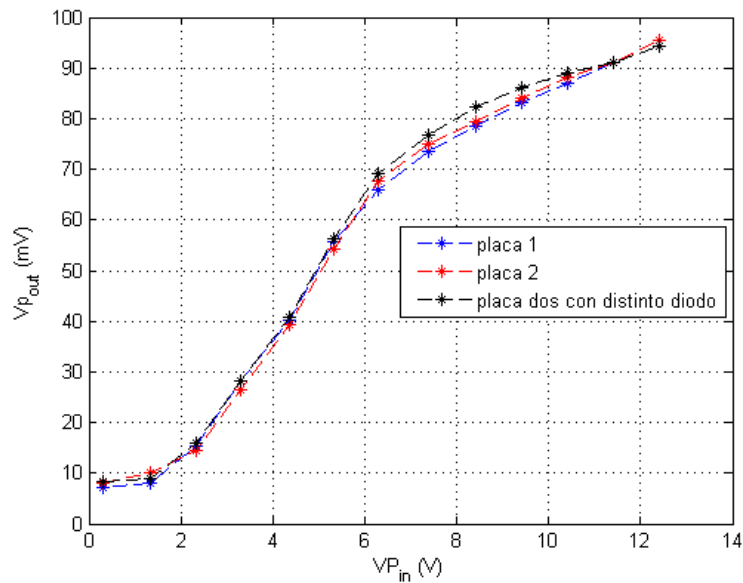


Figura 3.66: Característica entrada - salida de amplitud de los circuitos implementados

3.3. Resultados

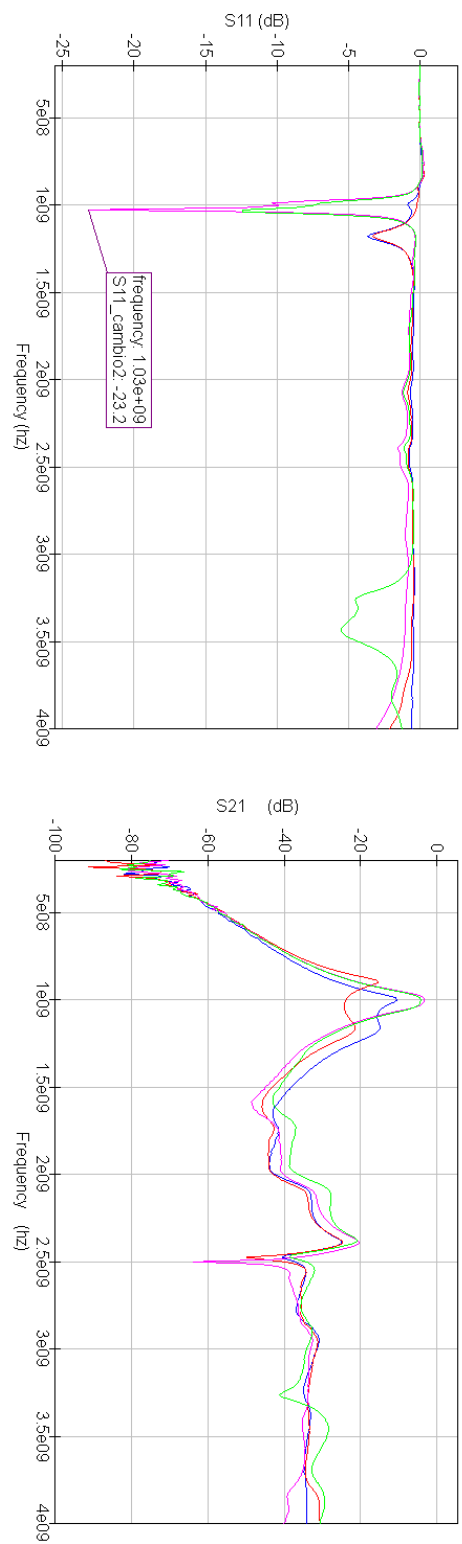


Figura 3.67: Parámetros S11 y S21 del filtro placa 2 *a* medido en cada ajuste

Capítulo 3. Circuito discreto

Ajustes en la simulación

Luego de medir, se ajusto la simulación para tener una idea de por que el filtro sin ajustar se comportó distinto al esperado.

En las figuras 3.68 y 3.69 se muestra el nuevo esquemático que se simuló. Se tuvieron en cuenta varios puntos:

- Cambio de ϵ_r de 4 a 4,5 que fue el que mejor ajustaba los filtros distribuidos a lo simulado.
- Cambio en α tangente de pérdidas del sustrato de $0,022e - 6$ (valor por defecto en QUCS) a 0.016. Dato también tomado de los filtros distribuidos. Esto elimina los picos en las resonancias luego de la banda de paso, pasan a ser más suaves. No afecta a la banda de paso en cuanto a atenuación.
- Nuevo extraído del layout con más detalle:
 - Se cambiaron los capacitores de $5pF$ por otros de $4pF$ al igual que en la implementación. Se encontró que lo que influye son los siguientes dos puntos:
 - Las pistas al rededor de las vías.
 - Las pistas debajo de los LC paralelo que van a tierra se cambian por microstrips acoplados.
 - A la entrada se agrego la linea de señal que viene del SMA acoplada a otra a tierra que representa la parte de abajo del SMA. No tuvo cambios notables.
 - Se incluyeron más gaps en la parte superior del circuito donde las pistas están más juntas modelando los acoples entre ellas. Estos aumentan la capacidad en paralelo a la bobina de $12nH$ y bajan la frecuencia de resonancia luego de la banda de paso antes estudiada.
- Se agregaron resistencias parásitas representando las resistencias de soldadura de los componentes. Con $R = 0,25\Omega$ la atenuación en la banda de paso se ajusta a los filtros medidos.
- El valor de las bobinas parásitas $0,86nH$ de las vías de $d = 1mm$ no se cambió y ajusta muy bien. Al variar este parámetro varía la atenuación aproximadamente constante luego de la banda de paso.
- Se incluyó el modelo de los SMAs relevados. Este explica el ripple luego de la banda de paso. Se colocó de un solo lado del filtro ya que esa caja caracteriza a dos SMA con la linea microstrip en el medio. Se intento modelar el ripple pero no se pudo así que se dejo de esa forma. Seguramente si se pudiese hacer un de-embedding y quedarse con un solo SMA, poniendo uno de cada lado, el ajuste mejore.

3.3. Resultados

- Los microstrip en rojo representan a las vías de los costados en el layout. Están desactivadas para la simulación ya que no afectan prácticamente. Con eso se concluye que desde ese punto hacia los SMAs no circula corriente por los microstrips de arriba. La corriente va al plano de tierra por medio de las vías del centro.

Los parámetros de los componentes mostrados en 3.68 y 3.69 se muestran en la siguiente tabla.

Capítulo 3. Circuito discreto

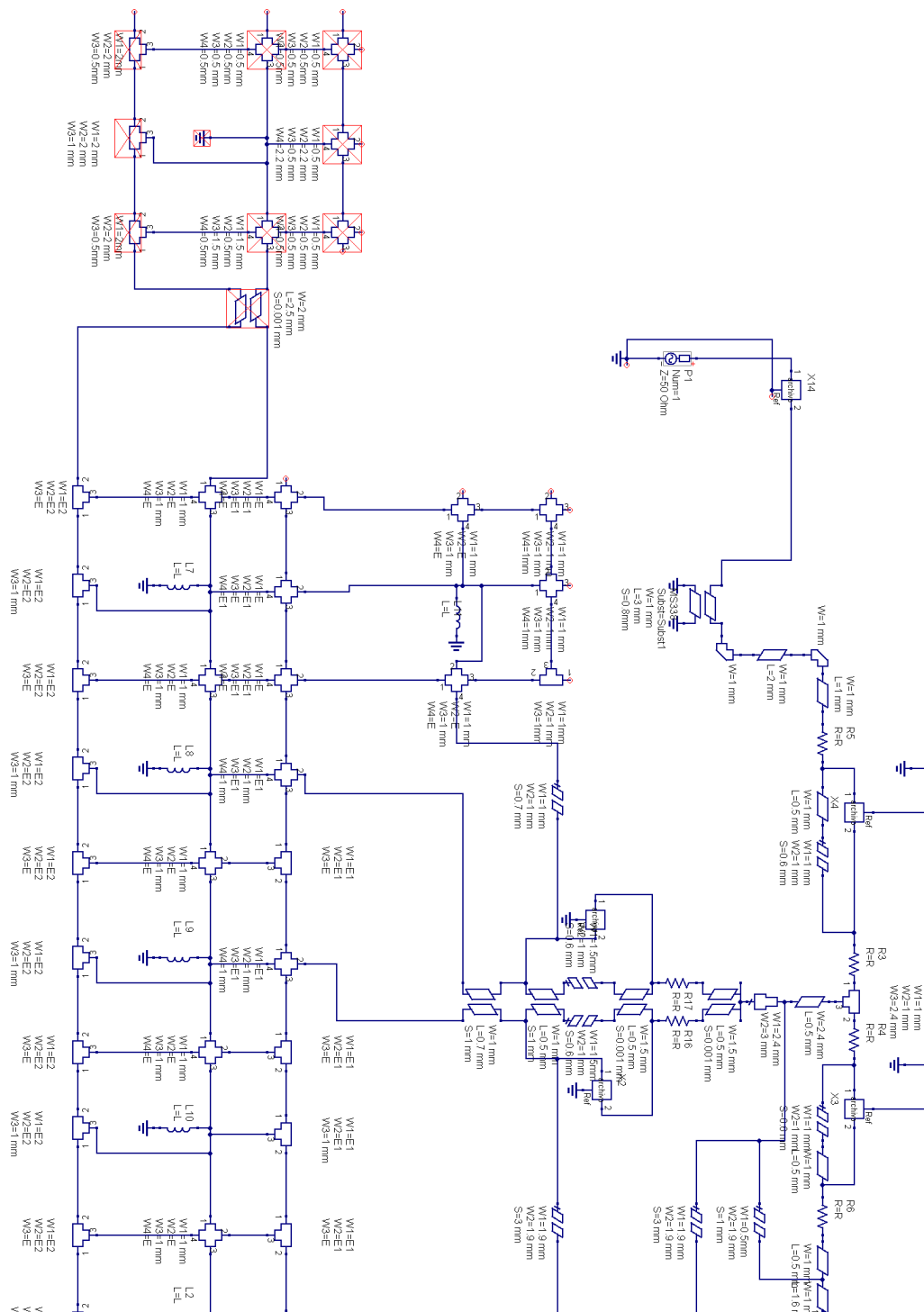


Figura 3.68: Extraído del layout corregido luego de medir parte 1

3.3. Resultados

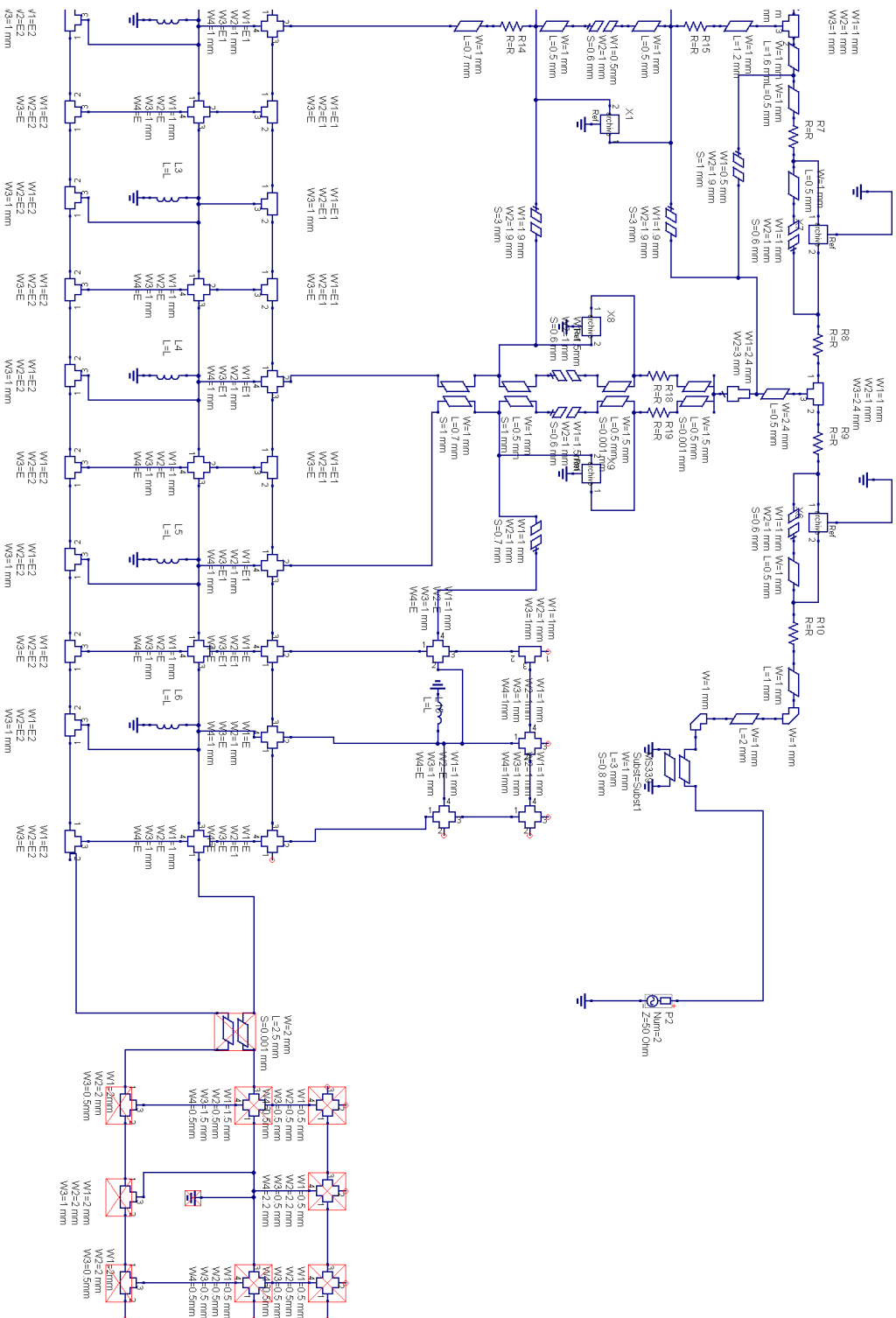


Figura 3.69: Extraído del layout corregido luego de medir parte 2

3.4 Referencias

1. Pozar, David M. *Microwave Engineering*. Hoboken, NJ :Wiley, 2012.
2. Howard W. Johnson and Martin Graham - *High-Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic*
3. Les Besser, Rowan Gilmore - *Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems, Vol 1: Passive Circuits and Systems Passive Circuits and Systems*.
4. <http://www.murata.co.jp/sparameter/measure.html>
5. <https://www.murata.com/>
6. Alok Kumar Rastogi, Munira Bano, Shanu Sharma - *Design and Simulation Model for Compensated and Optimized T-junctions in Microstrip Line - International Journal of Advanced Research in Computer Engineering Technology (IJARCET) Volume 3 Issue 12, December 2014*
7. E. Hammerstad, *Computer-Aided Design of Microstrip Couplers with Accurate Discontinuity Models*, "1981 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Los Angeles, CA, USA, 1981, pp. 54-56.
8. B. Easter, "The Equivalent Circuit of Some Microstrip Discontinuities," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 23, no. 8, pp. 655-660, Aug 1975.

Capítulo 4

Circuito discreto con filtro distribuido

4.1 Introducción

En este capítulo se encuentra la documentación del circuito discreto que tiene como segunda etapa un filtro distribuido, es decir, construido utilizando únicamente microstrips. La motivación de realizar este circuito radica principalmente en tener una alternativa al diseño descrito en el capítulo 3. De esta manera, entre los 3 diseños (incluyendo al integrado) se aumentan las probabilidades de tener al menos uno que funcione satisfactoriamente. Además, se pueden realizar comparaciones y discutir ventajas y desventajas de todos los diseños. La primera etapa es la misma que para el resto de los diseños, la cual consiste en 2 diodos SRD en anti-paralelo en conexión tipo shunt.

4.2 Diseño del filtro distribuido

El diseño de este circuito tiene que cumplir con dos requisitos generales:

1. Poseer una respuesta en frecuencia de filtro pasabanda adecuada para nuestro caso.
2. Los microstrips deben tener dimensiones razonables para la fabricación.

El primer requisito refiere a que la respuesta en frecuencia debe ser la de un pasa-banda con frecuencia central $f_c = 1GHz$, con poca atenuación en la banda de paso de forma de obtener a la salida una buena amplitud y lo suficientemente selectivo de manera de distorsionar poco el 5to armónico de la fundamental. Para lograr ser más específico en los requisitos del filtro se considera el circuito de rama serie y paralelo con diodos en anti-paralelo (ver figura 2.13), ya que los diodos serie solo conducen en las transiciones rápidas de la tensión de entrada. En otras palabras, dejan pasar las componentes de alta frecuencia y no las de baja, como si fuera un filtro. Ya que todavía no se diseñó el filtro pasa-banda de este capítulo, se tomará como referencia los armónicos que se muestran en 4.1, cuya amplitud son para una entrada de $V_p = 2,4V$.

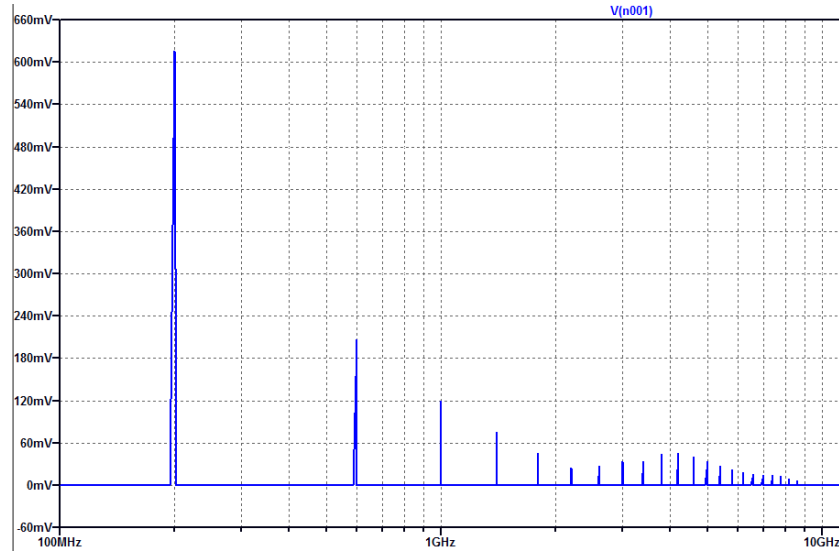


Figura 4.1: FFT de la salida del circuito 2.13

Sea V_n la amplitud del n -ésimo armónico y A_n la ganancia en dB que le aplica el filtro a ese armónico. El criterio utilizado para deducir los A_n es imponer que la componente de 1 GHz tenga 100 veces más de amplitud que el resto. Es decir:

$$A_5 V_5 \geq 100 A_n V_n \implies \frac{A_n}{A_5} \leq \frac{V_5}{100 V_n} \quad (4.1)$$

Un valor límite para la ganancia del 5to armónico sería $A_5 = -6dB = 0,5$. Menos de este valor ya sería indeseable.

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

Tomando en cuenta estas restricciones se obtiene la tabla 4.1 que resume los valores máximos de ganancia.

Armónico	Frecuencia (MHz)	V_n (mV)	Ganancia (dB)	Ganancia (V/V)
1	200	617	-60.25	972×10^{-6}
3	600	206	-50.72	$2,91 \times 10^{-3}$
7	1400	75	-41.94	8×10^{-3}
$n \geq 9$	≥ 1800	≤ 46	≤ -37.72	$\leq 13 \times 10^{-3}$

Tabla 4.1: Valores de ganancia adecuados (según los criterios manejados) en los armónicos de mayor interés con $V_5 = 120mV$ y considerando $A_5 = -6dB = 0,5$

El segundo requisito refiere a no tener pistas muy finas, unas muy cerca de otras, agujeros muy chicos, etc. Los valores límites se encuentran en la web del fabricante¹. También evitar dimensiones desproporcionadas. En el campo de los circuitos de RF que utilizan microstrips o striplines, existen una variedad enorme de filtros distribuidos. Para este proyecto se exploraron dos soluciones posibles, una fue con stubs cortocircuitados y la segunda fue con Microstrips acoplados. Solo una cumplió con los dos requisitos generales antes mencionados.

4.2.1. Filtro de stubs cortocircuitados

4.2.1.1. Análisis previo

El primer camino explorado para diseñar el filtro distribuido fue el que se muestra en la figura 4.2a el cual consiste en stubs de largo $\lambda/4$ cortocircuitados a tierra interconectados por líneas de $\lambda/4$ en la frecuencia de interés ($f_c = 1GHz$). Por conveniencia utilizaremos la notación $l = \lambda_c/4$ para longitud de onda en f_c .

Z_V de un stub

Antes de entrar en los detalles de los microstrips vamos a discutir sobre la topología del filtro considerando líneas de transmisión genéricas. Como es bien conocido, la impedancia vista hacia una línea de transmisión sin pérdidas cargada con una impedancia Z_L es:

$$Z_V = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (4.2)$$

donde Z_0 es la impedancia característica, β es el número de onda o constante de propagación y l es el largo de la línea.

Se cumple que $\beta = 2\pi/\lambda$ y además, para los stubs cortocircuitados se tiene que $Z_L = 0$, por lo tanto:

$$Z_V = jZ_0 \tan\left(\frac{\pi f}{2f_c}\right) \quad (4.3)$$

¹En nuestro caso PCBWay.

4.2. Diseño del filtro distribuido

Esto quiere decir que para $f = f_c$ la impedancia tiende a infinito, que es lo mismo que sucede en un resonador L-C paralelo ideal como los de la figura 4.2b, asumiendo $w_c = 1/\sqrt{LC}$. Para $f \gtrsim f_c$ el stub se comporta como un capacitor mientras que para $f \lesssim f_c$ se comporta como una bobina. Si nos alejamos mucho de f_c , debido a la periodicidad de la función tangente, el stub comienza a dar “saltos” en su comportamiento de capacidad a inductancia y vice-versa. Además, cada 2 saltos hay una resonancia. En resumen, el modelo de la figura mencionada es válido para $f \sim f_c$.

Un razonamiento análogo se puede hacer para el caso de la línea que une los stubs la cual también es de $l = \lambda_c/4$. En este caso se llega a que su comportamiento es similar al de un resonador L-C serie para $f \sim f_c$.

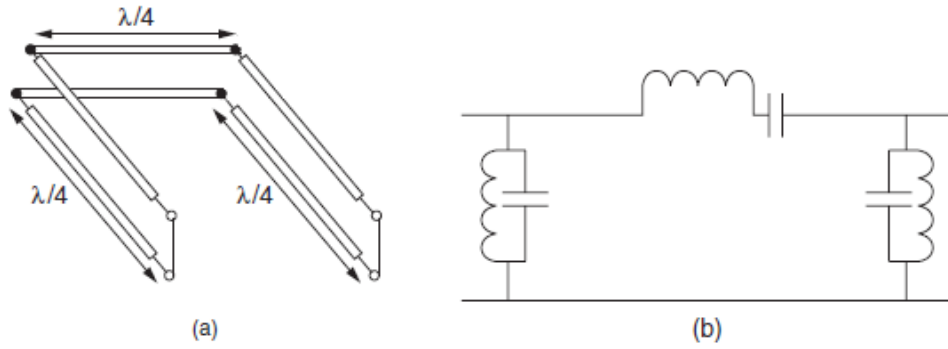


Figura 4.2: a) Topología de una sección del filtro con stubs de $\lambda_c/4$ b) Circuito discreto equivalente cerca de la frecuencia central.

En realidad se tendría que cumplir que $Z_L = \infty$ lo cual es verdad solo cuando $f = f_c$. A pesar de esto, se mantiene muy grande en las cercanías de esa frecuencia, por lo que podemos suponer que la Z_V no se aparta mucho de la siguiente expresión:

$$Z_V = \frac{Z_0}{j \tan\left(\frac{\pi f}{2f_c}\right)} \quad (4.4)$$

Igualando Z_V con la impedancia equivalente de los resonadores LC se obtienen las siguientes expresiones² de Z_0 para el caso de línea cortocircuitada y abierta respectivamente:

$$Z_0 = \frac{\pi \omega_0 L}{4} = \frac{\pi}{4 \omega_0 C} \quad (4.5a)$$

$$Z_0 = \frac{4 \omega_0 L}{\pi} = \frac{4}{\pi \omega_0 C} \quad (4.5b)$$

donde $\omega_c = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ tanto para el caso de la línea cortocircuitada como el de la abierta.

²En B.3.1 se demuestran dichas igualdades.

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

Se puede observar en la figura 4.3 que dichos modelos de resonador LC aproximan bastante bien el comportamiento de las líneas para $f \sim f_c$.

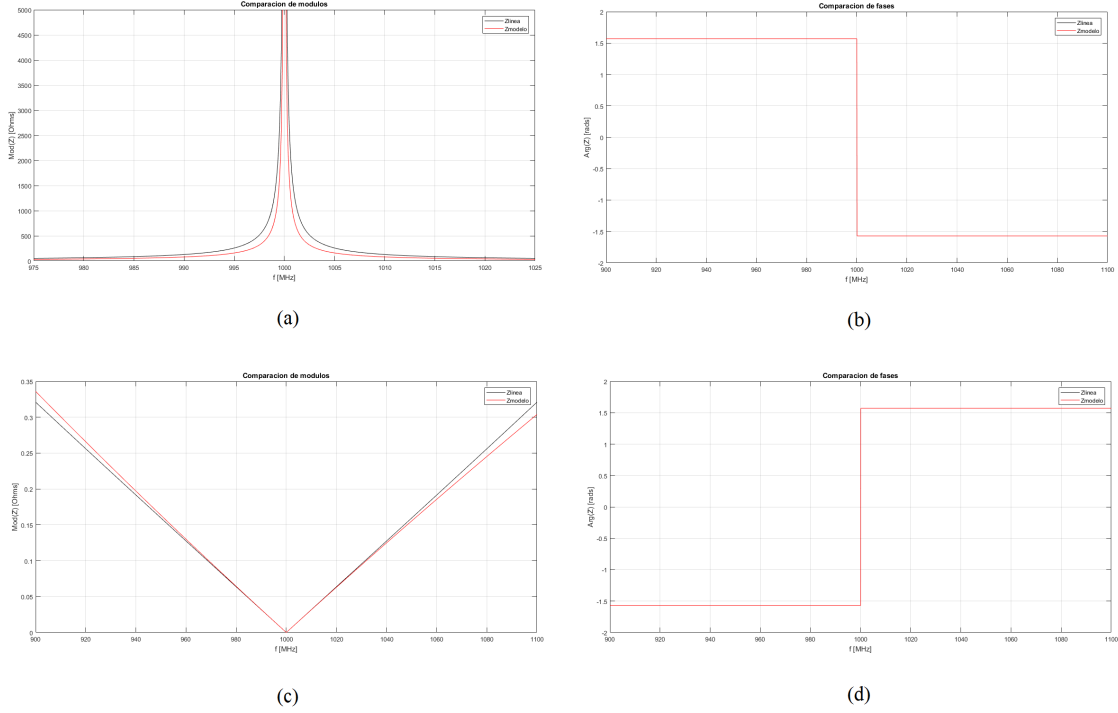


Figura 4.3: a) Módulos de la Z_v del stub cortocircuitado y del modelo L-C paralelo b) Fases de lo descrito en (a) c) Módulos de la Z_v de la línea abierta y del modelo L-C serie d) Fases de lo descrito en (c)

Transformación de pasa-bajo a pasa-banda

El método de diseño utilizado no solo se basa en esta equivalencia entre las líneas de transmisión y los resonadores discretos sino que también utiliza una transformación de frecuencia para obtener el filtro pasabanda a partir de un filtro prototipo pasa-bajo (ver figura 4.4b). Este último es un filtro de orden N^3 y lo seleccionamos de entre los tipos Butterworth, Chebyshev y Elíptico. Cada uno de estos poseen diferentes características. Por ej. Butterworth es el de máxima suavidad en la banda de paso pero tiene una transición más lenta. Contrariamente, Chebyshev tiene una transición rápida a costa de tener ripple en la banda de paso. Este ripple es simétrico en el caso del filtro pasa-banda. Dado que lo que interesa más es tener una buena selectividad, se optó por elegir Chebyshev.

La transformación mencionada es la siguiente:

$$\omega \longrightarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (4.6)$$

³El orden refiere al mayor exponente de ω en el denominador de la transferencia del filtro cuyo valor coincide con la cantidad de componentes del mismo.

4.2. Diseño del filtro distribuido

donde $\omega_0 = \omega_c = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ es la frecuencia central, $\Delta = (\omega_2 - \omega_1)/\omega_0$ el ancho de banda fraccional y $\omega_{1,2}$ son las frecuencia que delimitan la banda de paso. Una pequeña observación con respecto a la definición de ω_0 es que la misma es el promedio en escala logarítmica de ω_1 y ω_2 , es decir, $\log(\omega_0) = (\log(\omega_1) + \log(\omega_2))/2 = \log(\sqrt{\omega_1 \omega_2})$.

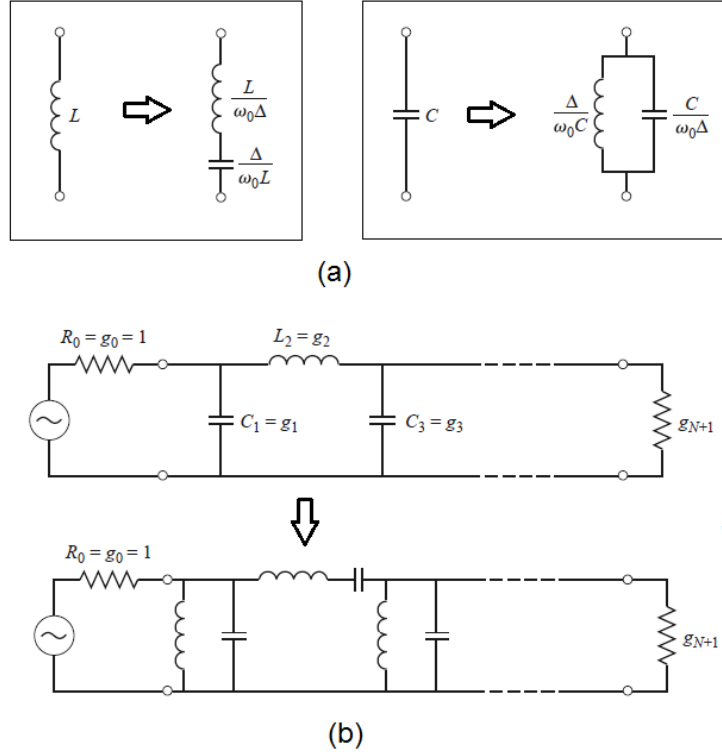


Figura 4.4: a) Resonadores obtenidos luego de aplicarle la transformación 4.6 a un capacitor y a una inductancia. b) Pasaje de un filtro pasa-bajos a un filtro pasa-banda al aplicarle la transformación.

La transformación de la ecuación 4.6 es de la forma $K(\omega^2 - \omega_0^2)$ con $K \neq 0$ y se justifica por dos razones. Primero, es una traslación en frecuencia tal que si $\omega = \omega_0$ entonces la respuesta del pasa-banda toma el valor de la respuesta del prototipo pasa-bajos en $\omega = 0$. Segundo, es una transformación que duplica el orden del filtro lo cual es necesario para pasar de un pasa-bajos a un pasa-banda.

Consideremos la impedancia vista de un inductor y apliquémosle 4.6:

$$j\omega L \Rightarrow \frac{jL}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = j\omega \frac{L}{\omega_0 \Delta} + \frac{1}{j\omega \frac{\Delta}{\omega_0 L}} \quad (4.7)$$

El resultado obtenido es el de una impedancia formada por una inductancia de valor $\frac{L}{\Delta \omega_0}$ en serie con una capacitancia de valor $\frac{\Delta}{L \omega_0}$. De forma similar se puede demostrar que un capacitor se transforma en un resonador L-C paralelo. Estos resultados son muy útiles y se pueden aprovechar para modificar la topología de

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

un circuito, en particular, para pasar de un pasa-bajos a un pasa-banda. Todo este desarrollo se resume en la figura 4.4. En dicha figura aparece la notación g_n para los valores de L y C normalizados del prototipo pasa-bajos.

Resumiendo, hasta este momento se tiene una relación entre los Z_{0n} de los stubs con un modelo de resonador L-C paralelo en torno a f_c (ecuación 4.5) y se tiene la relación entre los g_n del prototipo pasa-bajos y la impedancia vista del resonador L-C paralelo.

Impedancias características de los stubs cortocircuitados

Imponiendo que las impedancias vistas, por ejemplo, de entrada del circuito de la figura 4.2a y 4.4b sean iguales y operando⁴ se llega a que:

$$Z_{0n} = \frac{\pi Z_0 \Delta}{4g_n} \quad (4.8)$$

donde g_n son los valores de L y C normalizados a Z_0 del prototipo pasa-bajos, los cuales están tabulados según el tipo de filtro y el valor de Δ .

⁴En el apéndice B muestra la demostración parcialmente.

4.2. Diseño del filtro distribuido

4.2.1.2. Diseño y simulaciones

Diseño

Para comenzar a diseñar el circuito se tomó el valor de $\Delta = 0,1$ lo que significa que $f_2 - f_1 = 100\text{MHz}$. Luego se comenzó con $N = 1$ llegando a que en $N = 3$ se tenía una respuesta aceptable, es decir, tomando como prototipo un filtro pasabajos de orden 3. Luego se calcularon las impedancias características las cuales dieron del orden de algunos ohms. Por último se obtuvieron las dimensiones de los microstrips a partir de dichas impedancias características y de los largos eléctricos que son en todos los casos $\theta = \lambda_c/4$.

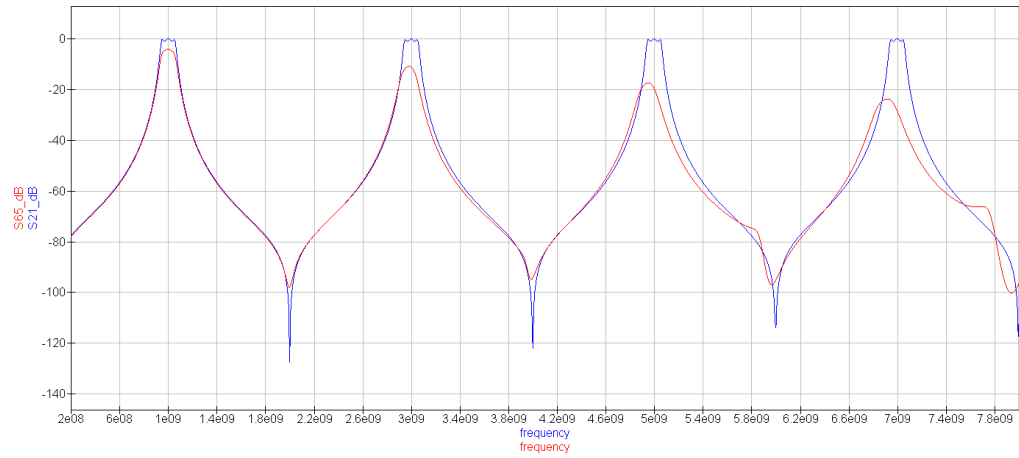


Figura 4.5: Respuesta en frecuencia del filtro diseñado con stubs de $\lambda_c/4$ cortocircuitados. En azul es la simulación con líneas ideales mientras que en rojo con microstrips.

Parámetros S

La respuesta en frecuencia resultante fue obtenida en el software QUCS⁵ y se puede observar en la figura 4.5. En la tabla 4.2 se resumen algunos valores de ganancia. Si se comparan con las atenuaciones de referencia de la tabla 4.1 se observa que son mejores. Además, el filtro dejaría pasar un 63 % del 5to armónico que es una mejora con respecto al 50 % tomado como valor mínimo aceptable.

Inconvenientes

Sin embargo, existen 3 inconvenientes con este diseño:

- Uno es la periodicidad que presenta en frecuencia S_{21} la cual se manifiesta en menor medida en el caso de los microstrips. Esto podría ser solucionando modificando el diseño de alguna manera.
- El segundo posible inconveniente es que se necesitan vías a la placa o otro tipo de conexión a tierra para los stubs. Esto tiene que ser tenido en cuenta a la hora de simular ya que podrían afectar el comportamiento del circuito.

⁵Quite Universal Circuit Simulator.

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

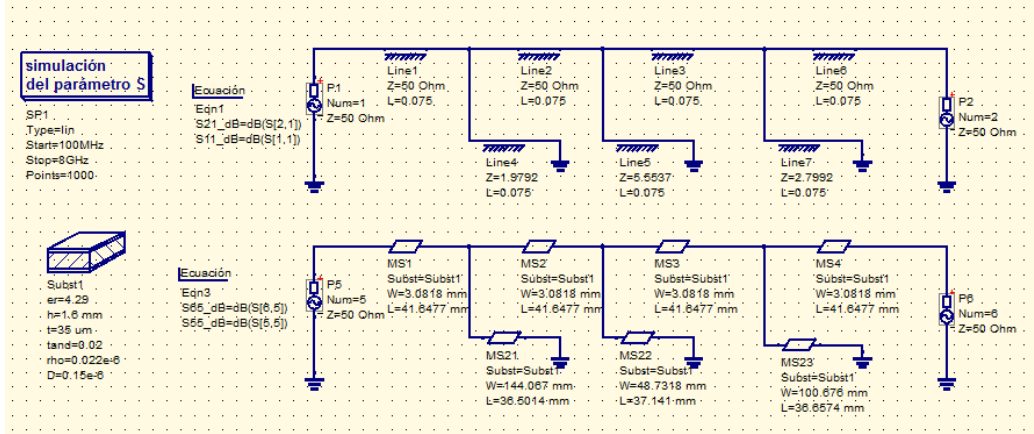


Figura 4.6: Circuito simulado en QUCS cuya respuesta aparece en la figura 4.5.

Armónico	Frecuencia (MHz)	Ganancia (dB)	Ganancia (V/V)
1	200	-78 (-60.25)	$0,13 \times 10^{-3}$
3	600	-57 (-50.72)	$1,41 \times 10^{-3}$
5	1000	-4 (-6)	0,63
7	1400	-56 (-41.94)	$1,58 \times 10^{-3}$

Tabla 4.2: Valores de ganancia en los armónicos de mayor interés para el filtro de stubs de $\lambda_c/4$. En azul los valores límite de referencia definidos en 4.1.

- El tercero y sin dudas peor de los inconvenientes son los anchos W_n resultantes en los stubs los cuales, como se puede apreciar en la figura 4.6, son del orden de 10 cm o más. Esto sumado a los largos de las líneas entre los stubs da que el PCB tiene que ser de 35 cm de largo sólo para el filtro.

Para un microstrip donde $W \geq h$ se cumple que:

$$Z_{0n} \cong \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667Ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad (4.9)$$

donde Z_{0n} es la impedancia característica del n-ésimo stub. Es claro que si Z_{0n} es muy chico (como en este caso), los W_n resultantes serán muy grandes. Este inconveniente de índole práctico hace difícil la implementación de este filtro pasa-banda.

En resumen, de los 2 requisitos generales discutidos en la sección 5.2, solo se cumple el primero en este caso. Por lo tanto, se decide abandonar este camino de diseño.

4.2.2. Filtro de microstrips acoplados

4.2.2.1. Análisis previo

El segundo camino explorado para diseñar el filtro distribuido se basa en microstrips acoplados capacitivamente, es decir, grupos de dos microstrips que se colocan de forma paralela y muy cercana, como se puede observar en la figura 4.7a. Dichos microstrips son de largo $l = \lambda_c/4$ y se conectan en cascada.

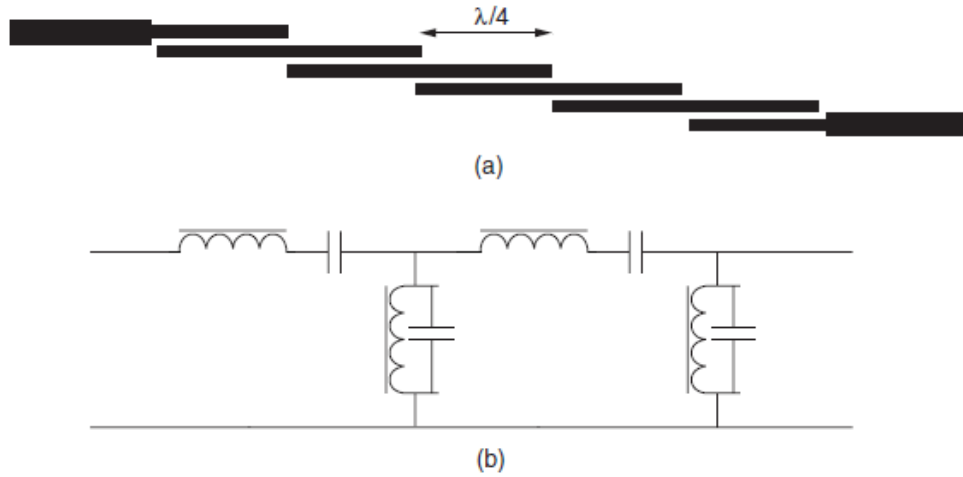


Figura 4.7: a) Topología de una sección del filtro con microstrips acoplados de $\lambda/4$ vista de arriba. b) Circuito equivalente.

Para obtener las ecuaciones utilizadas en el diseño se mostrarán dos equivalencias que existen entre tres circuitos.

Primer equivalencia

La primer equivalencia es entre los circuitos de la figura 4.8, es decir, entre un par de microstrips acoplados y un circuito que consiste en dos líneas idénticas de $l = \lambda_c/4$ en cada extremo con un inversor⁶ en el medio. Para que este último modele correctamente al primero en torno a la frecuencia $f = f_c$, la relación que se tiene que cumplir es la que sigue:

$$Z_{0e} = Z_0 [1 + JZ_0 + (JZ_0)^2] \quad (4.10a)$$

$$Z_{0o} = Z_0 [1 - JZ_0 + (JZ_0)^2] \quad (4.10b)$$

⁶Un inversor es un circuito que muestra una impedancia inversa a la impedancia que tiene como carga, es decir, $Z_{in} = K^2/Z_L$ con $K = cte$ ($Y_{in} = J^2/Y_L$ con $J = cte$). Además, produce un desfase de -90° en la onda de tensión. Un ejemplo es el transformador de cuarto de onda.

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

donde Z_0 es la impedancia característica de las líneas que se encuentran a ambos lados del inversor, J es la constante característica del inversor, Z_{0e} es la impedancia característica del par de líneas acopladas del modo par y Z_{0o} del modo impar. En la sección 1.4.1 se explicó el significado de modo par e impar.

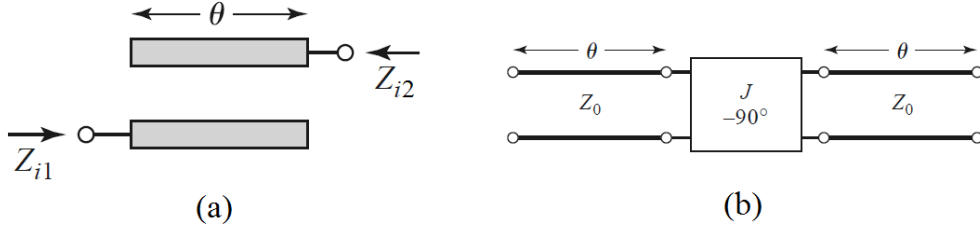


Figura 4.8: a) Líneas acopladas ($\theta = \beta l$). b) Modelo para líneas acopladas ($\theta = \pi/2$ para $f = f_c$).

Para poder diseñar es necesario otro juego de ecuaciones que relacione los J_n de los inversores con los g_n del prototipo pasa-bajos. Para ello se utiliza una equivalencia entre los circuitos de la figura 4.9a), el cual es el resultante de poner en cascada el circuito 4.8b) y el 4.9e), que es un filtro pasa-banda de componentes discretos.

Segunda equivalencia

La obtención de las ecuaciones que relacionan los J_n con los g_n se realiza en 4 pasos. A continuación se muestran los mismos para el caso particular $N = 2$:

1. Se observa que la línea de largo 2θ de 4.9b) puede modelarse como un resonador LC paralelo en torno a f_c y que el inversor de 4.9c) puede implementarse con una línea de largo $\lambda/4$ con un transformador ideal de relación de vueltas JZ_0 .
2. Se sustituyen dichos modelos al circuito 4.9a) obteniéndose el circuito 4.9d).
3. Se igualan la admitancia de entrada de 4.9d) y de 4.9e). Operando se llega a que se deben de cumplir las siguientes relaciones:

$$\frac{1}{J_1^2 Z_0^2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} = \sqrt{\frac{C'_1}{L'_1}} \quad (4.11a)$$

$$\frac{J_1^2 Z_0^2}{J_2^2} \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} = \sqrt{\frac{C'_2}{L'_2}} \quad (4.11b)$$

$$\frac{J_1^2 Z_0^3 J_3^2}{J_2^2} = Z_0 \quad (4.11c)$$

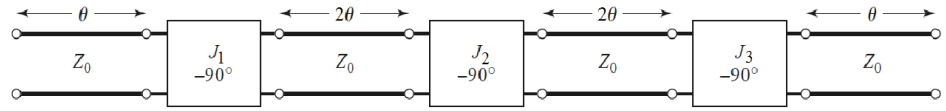
4.2. Diseño del filtro distribuido

4. Los componentes discretos de 4.9e) son los que se relacionan con el tipo de filtro prototipo pasa-bajos a través de la transformación 4.6, como ya se analizó en el caso del filtro de stubs cortocircuitados. En este caso el prototipo elegido es nuevamente Chebyshev. Recordando la figura 4.4 es claro que:

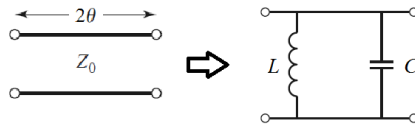
$$L'_1 = \frac{\Delta Z_0}{\omega_0 g_1}, \quad C'_1 = \frac{g_1}{\Delta \omega_0 Z_0}, \quad L'_2 = \frac{g_2 Z_0}{\Delta \omega_0}, \quad C'_2 = \frac{\Delta}{\omega_0 g_2 Z_0} \quad (4.12)$$

donde $\Delta = (\omega_2 - \omega_1)/\omega_0$.

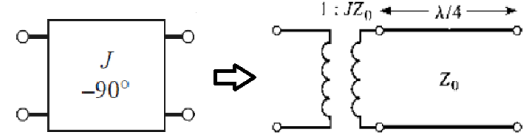
$N = 2$:



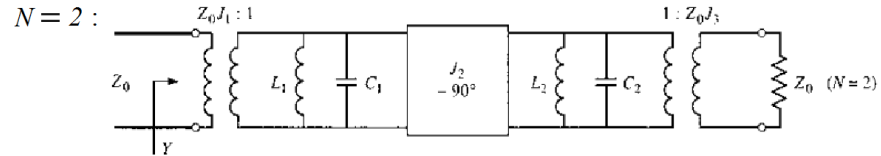
(a)



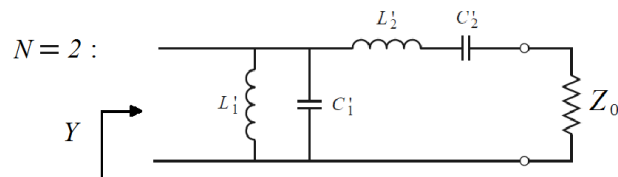
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 4.9: a) Modelo para líneas acopladas puesto en cascada. b) Equivalencia entre una línea de largo $\lambda_c/2$ y un resonador LC paralelo. c) Equivalencia entre un inversor y un transformador de cuarto de onda. d) Circuito resultante de sustituir los modelos de (b) y (c) en (a). e) Pasa banda de componentes discretos equivalente al circuito en (a).

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

A continuación se muestran las ecuaciones para el caso general de un filtro con $N + 1$ líneas acopladas:

$$Z_0 J_1 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}} \quad (4.13a)$$

$$Z_0 J_n = \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_{n-1} - g_n}} \forall n = 2, 3, \dots, N \quad (4.13b)$$

$$Z_0 J_{N+1} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_N g_{N+1}}} \quad (4.13c)$$

donde g_n es el valor de inductancia o capacidad del filtro prototipo normalizado a Z_0 y N el orden del filtro prototipo pasa-bajos. Estas ecuaciones se obtienen al sustituir 4.12 en 4.11. Los valores de L y C de 4.11 se obtienen de una relación similar a 4.5 solo que utilizando un 2 donde hay un 4, ya que $l = \lambda_c/2$ en este caso (ver 4.9b)), en lugar de $\lambda_c/4$.

Resumen

En síntesis, para obtener las dimensiones de los microstrips acoplados, se parte de los g_n del prototipo pasa-bajos. Luego se calculan las constantes J_n . Posteriormente se obtienen las impedancias características Z_{0e_n} y Z_{0o_n} para líneas acopladas genéricas. Por último, utilizando la herramienta sintetizadora de filtros del QUCS, se hallan las dimensiones W_n , L_n y S_n para cada par de microstrips acoplados.

4.2.2.2. Diseño y simulaciones

En el proceso de diseño se comenzó diseñando y simulando con $N = 1$. Luego, se fue aumentando el orden hasta llegar a un N tal que la respuesta en frecuencia fuera aceptable según los criterios discutidos en 4.2. Esto ocurrió para $N = 3$. Además, no hay que perder de vista que las dimensiones del layout sean razonables. Más adelante se discute este último aspecto.

Parámetros de diseño

Los valores de g_n así como los de Z_{0e} y Z_{0o} se resumen en la tabla 4.3. No se muestran los de J_n ya que son parámetros intermedios en el diseño y no presentan interés alguno.

n	1	2	3	4
g_n	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000
$Z_{0e_n}(\Omega)$	70.6047	56.6406	56.6406	69.4634
$Z_{0o_n}(\Omega)$	39.2355	44.7688	44.7688	39.5092

Tabla 4.3: Valores de g_n , Z_{0e} y Z_{0o} para el filtro de líneas acopladas.

Estos valores se calcularon para un $\Delta = 0,1$, es decir, para $f_2 - f_1 = 100MHz$. A priori se podría pensar que dicho valor de Δ es muy exigente con el diseño y podría generar complicaciones, por ejemplo, con las dimensiones resultantes. Analicemos que sucede al variar Δ :

1. Si $\Delta \nearrow \Rightarrow J_n \nearrow \Rightarrow Z_{0e_n} \nearrow, Z_{0o_n} \searrow \Rightarrow S_n \searrow$
 - La primer implicancia es por la ecuación 4.13.
 - La segunda se da porque en nuestro caso $Z_o J_n < 1/2$ siempre (ver ecuación 4.10).
 - La tercera se justifica recordando la figura 1.14.
2. Si $\Delta \searrow \Rightarrow S_n \nearrow \Rightarrow$ Aumenta atenuación en banda de paso.
3. Si $\Delta \nearrow \Rightarrow W_n \searrow$ si $Z_o J_n > 1/2$. Si no, no está claro.

El primer punto podría no ser un problema, pero, como veremos más adelante, para $\Delta = 0,1$ se obtienen valores de S del orden de 0.43 mm. Por lo tanto, si se agranda Δ se corre el riesgo de tener que fabricar pistas muy juntas lo cual podría causar valores de $\Delta S/S^7$ muy grandes o directamente no poder fabricarse.

El segundo punto se encontró simulando (y tiene sentido que ocurra) y es el que impide hacer el filtro tan selectivo como uno desee sin perder por otro lado. Por eso es que para tener buena selectividad y al mismo tiempo poca atenuación

⁷Esa expresión refiere a la incertidumbre relativa en los espaciamientos entre pistas.

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

en la banda de paso se necesitan varios microstrips acoplados (o sea un N alto).

Dimensionado de los microstrips

El QUCS cuenta con una herramienta sintetizadora de líneas que permite, a partir de los parámetros genéricos de una línea de transmisión (Z_o , θ , etc.), obtener fácilmente las dimensiones de la línea a implementar (W , L , etc) ya sea esta de tipo stripline, microstrip, coplanar, etc. En la figura 4.10 se muestra dicha herramienta con los valores de uno de los microstrip acoplado y además se muestran las magnitudes características del sustrato utilizado el cual es un FR4 KB 6160A.

De esta manera se obtuvieron las dimensiones para los 4 microstrips acoplados.

Figura 4.10: Herramienta que permite analizar y/o sintetizar líneas de transmisión de distintos tipos.

Las dimensiones resultantes se encuentran en la tabla 4.4, donde $n = 1$ representa al microstrip acoplado que se encuentra a la entrada mientras que $n = 4$ al de la salida.⁸ Antes de ver la respuesta en frecuencia se puede ver rápidamente que dichas dimensiones son coherentes. Por ejemplo el largo l depende básicamente del largo eléctrico el cual es 90° en este diseño. Si suponemos que el microstrip acoplado soporta el modo TEM entonces:

$$\theta = \beta l = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \frac{2\pi l}{\lambda} = \frac{\pi}{2} \Rightarrow l = \frac{\lambda}{4} = \frac{v_p}{4f} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} 4 \times 10^9} \simeq 36mm \quad (4.14)$$

⁸En dicha tabla también se encuentran los largos de unos stubs que se discuten más adelante.

4.2. Diseño del filtro distribuido

Este valor es del orden del obtenido (40 mm) con la herramienta del QUCS. La diferencia radica justamente en que el modo no es TEM sino quasi-TEM y en lugar de cumplirse que $v_p = c/\sqrt{\epsilon_r}$ se tiene que $v_p = c/\sqrt{\epsilon_{eff}}$ donde ϵ_{eff} es la constante dieléctrica efectiva. Además, debido a que parte de los campos eléctrico y magnético están en el dieléctrico y parte en el aire, se cumple $1 < \epsilon_{eff} < \epsilon_r$.

Si recordamos el esquema de la figura 4.7a) podemos estimar que el largo total del filtro rondará en unos 16 cm. Considerando los conectores SMA, 18 cm aproximadamente. Agregando además los diodos quizás se llegue a 20 cm como máximo. Si bien es un poco grande, no es excesivamente grande.

Por otro lado, el ancho de las pistas se encuentra en valores muy razonables y los espaciamientos cumplen con el requisito que impone el fabricante de 0.1 mm como distancia mínima.

n	1	2	3	4	Stub1	Stub2	Stub3	Stub4
W_n (mm)	2.48	3.01	3.01	2.52	3	3.6	3.1	3.1
L_n (mm)	39.98	41.71	41.71	40.43	19.9	13	9.47	7.45
S_n (mm)	0.43	1.76	1.76	0.47	-	-	-	-

Tabla 4.4: Valores de W , L y S para el filtro de líneas acopladas.

Parámetros S

Se comenzó simulando los parámetros S del esquemático de la figura 4.11. En el mismo se encuentran los 4 microstrips acoplados conectados en cascada con los puertos en cada extremo. Además, existen 2 instancias por cada microstrip acoplado que modelan la terminación de la línea en los 2 lugares donde no se conecta nada (abajo a la izquierda y arriba a la derecha). Estos últimos no definen el comportamiento en frecuencia pero si lo modifican un poco.

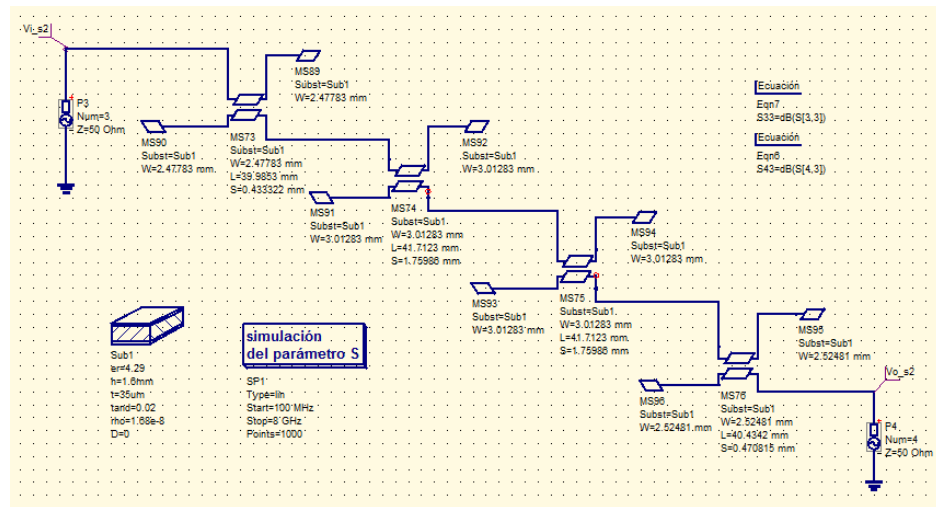


Figura 4.11: Circuito de microstrips acoplados en QUCS.

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

En la figura 4.12 se puede apreciar el parámetro S_{21} ⁹ en función de la frecuencia. A primera vista parece ser que en torno a 1 GHz la respuesta es buena. Sin embargo existe un problema, se observan otros lugares donde la atenuación ronda los $-10dB$ lo que dejaría pasar algunos de los armónicos¹⁰ de más alta frecuencia, que a pesar de que sean los de menor energía, en conjunto podrían distorsionar considerablemente la forma de onda a la salida.

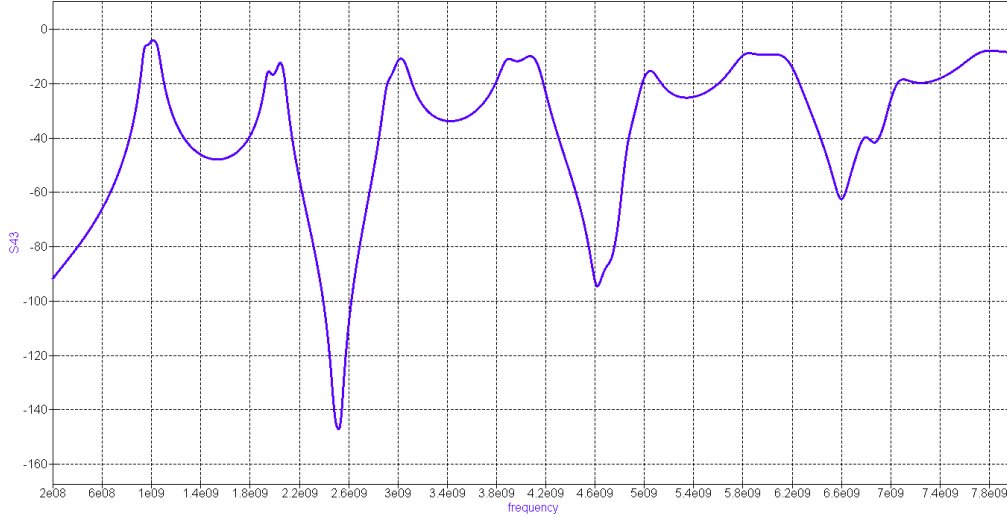


Figura 4.12: S_{21} resultante de la simulación mostrada en la figura 4.11

Stubs abiertos

La forma utilizada para mitigar el problema mencionado consiste en conectar en la entrada y en la salida algunos stubs abiertos de forma que ofician de resonadores LC serie a tierra en torno a ciertas frecuencias de interés. Recordemos que la impedancia vista a la entrada de un stub abierto es:

$$Z_V = \frac{Z_0}{j \tan(\beta l)} \quad (4.15)$$

La primer frecuencia f_s en que Z_V diverge es cuando $\beta l = \pi/2$. Esto implica $l = \lambda_s/4$ (recordar lo discutido en 4.2.1.1). Los picos que se buscan atenuar son los de más baja frecuencia que son en 2 GHz, 3 GHz, 4 GHz y 5.1 GHz. -Más adelante veremos que el pico que se observa a 2 GHz podría moverse a 1.8 o a 2.2 si algún(os) parámetro(s) de fabricación llegara(n) a variar en el rango esperado. Esto podría empeorar un poco el desempeño del filtro.

Se sabe que $v_p = f\lambda$. Entonces, $\lambda = c/(f\sqrt{\epsilon_r})$. Por lo tanto:

$$\lambda_{stub} = c/(4f_{stub}\sqrt{\epsilon_r}) \quad (4.16)$$

⁹En realidad es $20\log_{10}(|S_{21}|)$.

¹⁰Notar que las divisiones verticales del cuadrículado están colocadas de forma que coincidan con los armónicos impares.

4.2. Diseño del filtro distribuido

donde c es la velocidad de la luz en el vacío.

Utilizando esta ecuación se obtienen los largos de los stubs. La impedancia utilizada fue $Z_0 = 50\Omega$. En la parte derecha de la tabla 4.4 se pueden ver los valores obtenidos de L y W para los 4 stubs implementados con microstrips (2 conectados a la entrada y 2 a la salida).

Parámetros S luego de la mejora

En la figura 4.13 se puede observar el filtro modificado mientras que en la figura 4.14 se puede apreciar su S_{21} . Cabe aclarar que los valores de L de los stubs no coinciden exactamente con los del esquemático de la figura 4.13 porque en cierto punto se hicieron ajustes finos para mejorar aún más la respuesta. Al comparar con la respuesta 4.12 se observa que desaparecieron los picos indeseables de alta frecuencia sin ser prácticamente afectada la banda de paso.

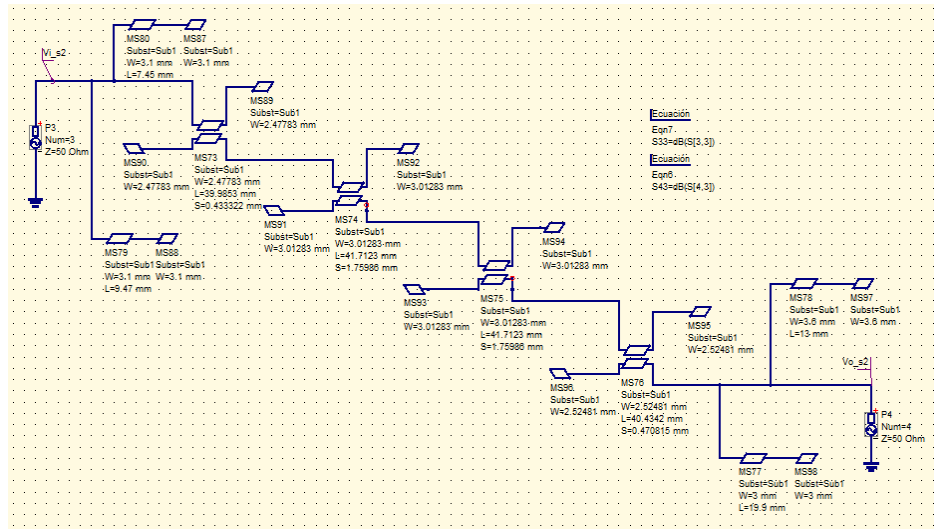


Figura 4.13: Esquemático del filtro de microstrips acoplados con 4 stubs extra.

Armónico	Frecuencia (MHz)	Ganancia (dB)	Ganancia (V/V)
1	200	-93 (-60.25)	$22,39 \times 10^{-6}$
3	600	-71 (-50.72)	$0,28 \times 10^{-3}$
5	1000	-5.5 (-6)	0,53
7	1400	-41 (-41.94)	$8,9 \times 10^{-3}$

Tabla 4.5: Valores de atenuación en los armónicos de mayor interés para el filtro de microstrips acoplados mejorado con stubs. En azul los valores límite de referencia definidos en 4.1.

En la tabla 4.5 se muestran los valores de ganancia a las frecuencias de mayor interés y se comparan con los de la tabla 4.1. Se ve de inmediato que los requisitos discutidos en dicha sección son ampliamente satisfechos excepto por A_7 que está apenas por encima de la ganancia máxima. En realidad siendo estrictos

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

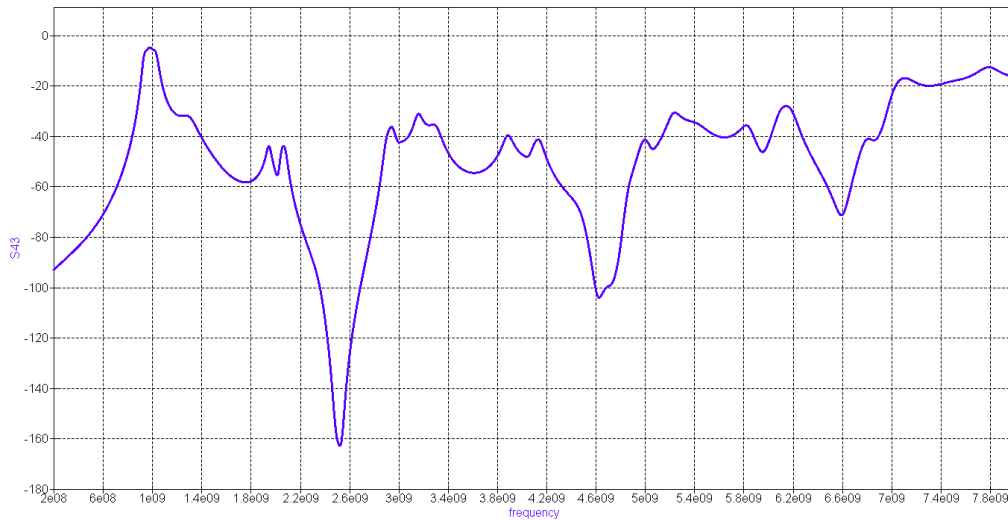


Figura 4.14: S_{21} mejorado debido a los stubs agregados al filtro de microstrips acoplados.

deberíamos considerar la distorsión total sobre la componente de 1GHz por culpa de todos los armónicos. Más adelante en la sección 4.3 se toma en consideración.

Verificación en cadence

Para asegurar que las simulaciones realizadas hasta ahora sean fiables se utilizó el Cadence Virtuoso¹¹ para comparar el resultado de los parámetros S con lo obtenido en el QUCS.

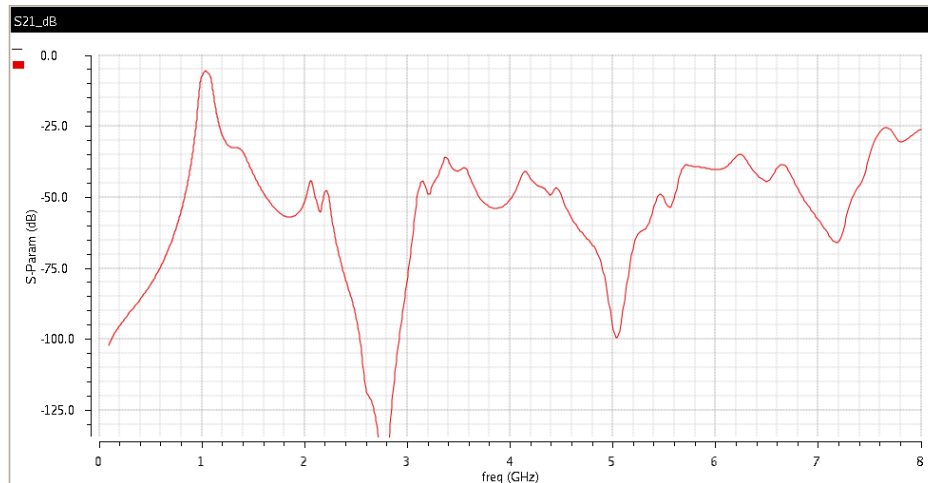


Figura 4.15: S_{21} en cadence del filtro de microstrips acoplados.

En la figura 4.15 se encuentra la gráfica de S_{21} producto de simular en el ca-

¹¹Esto fue posible gracias a que se contaba con la librería RFTline orientada a simulaciones de RF.

4.2. Diseño del filtro distribuido

dence el mismo esquemático que en 4.11. En rasgos generales la respuesta obtenida con este otro software es muy similar a la obtenida con QUCS, pero si se observa con detenimiento, existen pequeñas diferencias:

1. En el QUCS el S_{21} máximo (o que atenúa menos) se da un poco antes de 1 GHz mientras que en el cadence se da un poco después.
2. En alta frecuencia, si bien el orden de los niveles de atenuación es similar, los detalles en las formas de las curvas en las respuestas difieren un poco.

4.2.2.3. Corners

Antes de pasar a dibujar el PCB es necesario asegurar que el diseño es robusto frente a variaciones en los parámetros de fabricación del filtro. Para ello, se realizaron simulaciones variando los parámetros presentes en la tabla 4.6.

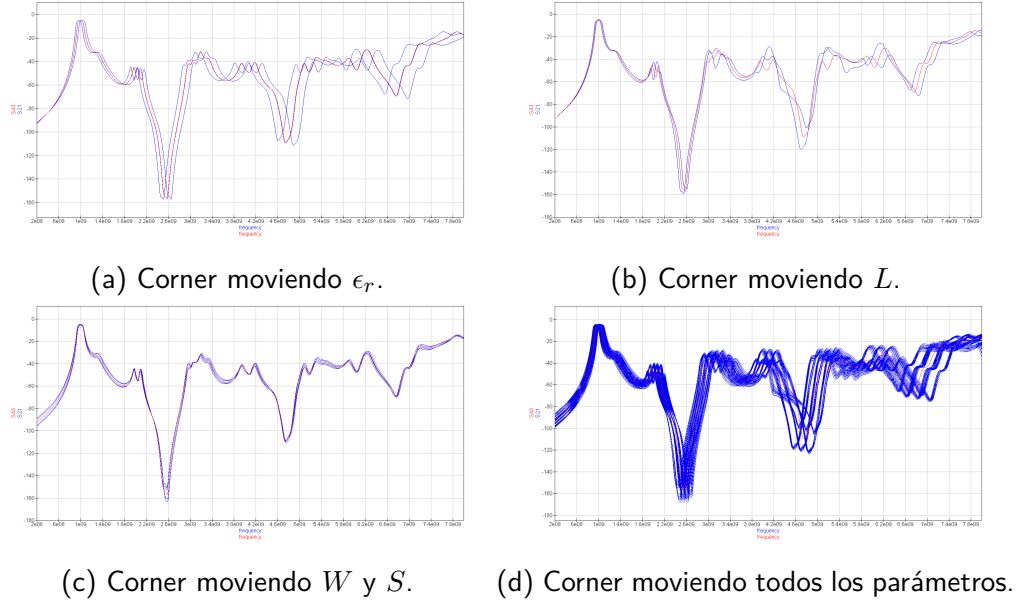


Figura 4.16: Corners donde se encontró mayor variación en S_{21} .

Los corners realizados no solo fueron realizados variando cada parámetro¹² por separado sino que también se hicieron muchas combinaciones a tal punto que se hizo un corner al final donde todos los parámetros varían. En la figura 4.16 se exhiben algunos de los corners realizados.

Los parámetros cuyas variaciones afectaron menos a la respuesta del filtro fueron t , W , H y S en orden creciente de impacto.

¹²Según Marko Kettunen et al. en el caso de la constante dieléctrica la variación no sobrepasa 0.05 con un 95% de probabilidad. Sin embargo, la información de la hoja de datos del sustrato solo asegura que $\epsilon_r < 5,4$ debido a la norma IPC-4101C 3.11.1.2. Por lo tanto se toma el valor intermedio de 0.3 lo cual parece bastante conservativo.

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

Parámetro	Símbolo	Valor típico	Variación
Permitividad relativa	ϵ_r	4.29	± 0.3
Altura del sustrato	H	1.6 mm	± 0.13 mm
Grosor del cobre	t	35 μm	± 5 μm
Anchos de las pistas	W	W_n	± 0.3 mm
Largos de las pistas	L	L_n	± 1 mm
Separación entre las pistas	S	S_n	± 0.15 mm

Tabla 4.6: Parámetros variados para los corners del filtro de microstrips acoplados de la figura 4.13. Los rangos de variación usados son sobrestimados.

4.2.2.4. Comparación con circuito discreto equivalente

Utilizando las ecuaciones 4.12 se obtiene el filtro discreto de la figura 4.17 el cual es equivalente al filtro de microstrips acoplados (sin la mejora de los stubs).

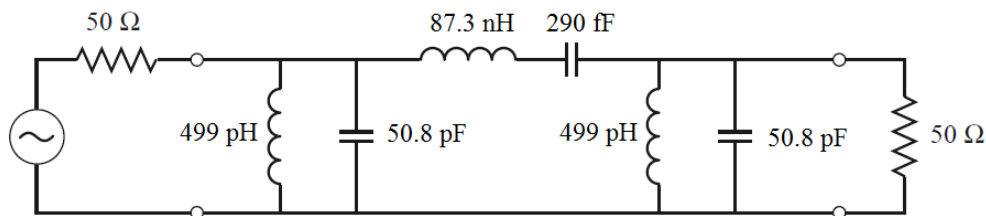


Figura 4.17: Circuito de componentes discreto equivalente al circuito de la figura 4.11.

En la figura 4.18 se tiene en azul la respuesta del equivalente discreto, en rojo la de los microstrips acoplados y en verde la de los microstrips acoplados definiendo un sustrato con $\tan(\delta) = 0$, es decir, sin pérdidas. En este último caso el S_{21} es muy similar al del equivalente discreto en la banda de paso.

4.2. Diseño del filtro distribuido

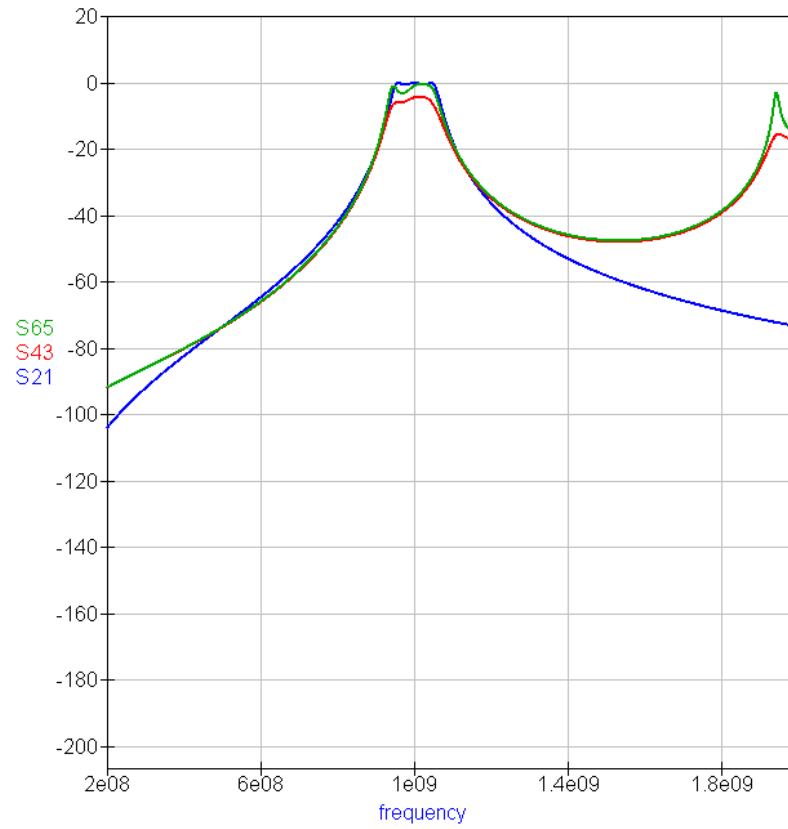


Figura 4.18: Comparación en el rango 200 MHz - 2 GHz: S_{21} (azul) corresponde al circuito discreto equivalente, S_{43} (rojo) corresponde al circuito de microstrips acoplados con pérdidas y S_{65} (verde) corresponde al circuito de microstrips acoplados sin pérdidas.

4.3 Circuito completo

En esta sección se muestran los resultados obtenidos al agregar los diodos MA-COM en anti-paralelo previo al filtro de microstrips acoplados. Para el caso de las simulaciones en frecuencia se utiliza un modelo de parámetros concentrados para cada diodo y se compara con los resultados obtenidos en la sección anterior, donde solo se considera el filtro. Luego se muestran los resultados de las simulaciones en el tiempo. Finalmente se muestran los layouts realizados y las simulaciones en frecuencia y en el tiempo considerando los parásitos.

4.3.1. Simulaciones

4.3.1.1. Simulaciones en frecuencia

Para poder simular el circuito completo en el dominio de frecuencia, se utilizó un modelo sencillo para cada diodo. El mismo se muestra en la figura 4.19. El diodo en si es modelado por una capacidad de $C_{Do} = 0,8 \text{ pF}$, asumiendo que está en reversa.

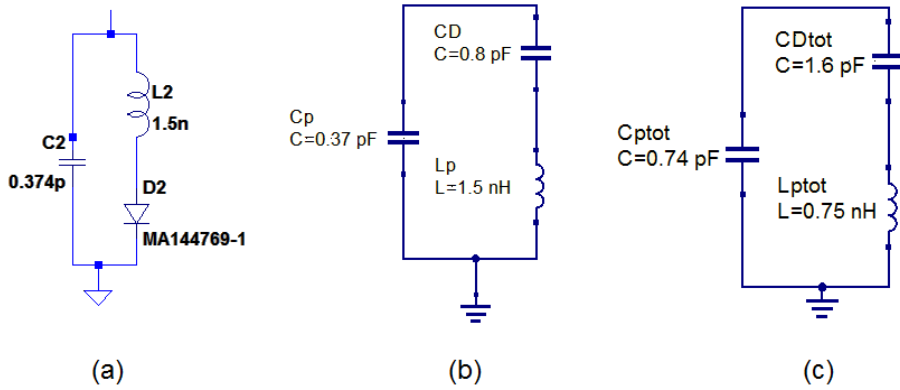


Figura 4.19: a) Diodo MACOM con parásitos debido al package. b) Diodo modelado por la capacidad de deplexión. c) Modelo resultante de colocar 2 diodos en anti-paralelo.

Como es de esperarse, existe una resonancia entre L_{ptot} y C_{Dtot} la cual se da en la siguiente frecuencia:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{ptot}C_{Dtot}}} = 4,59GHz \quad (4.17)$$

Esto se puede constatar fácilmente al observar el parámetro S_{21} en la figura 4.20 donde se simuló simplemente el circuito 4.19c.

En la figura 4.21 se grafican el S_{21} del filtro de microstrips acoplados y el S_{21} del filtro conectándole a la entrada el modelo de los diodos en anti-paralelo. Un

4.3. Circuito completo

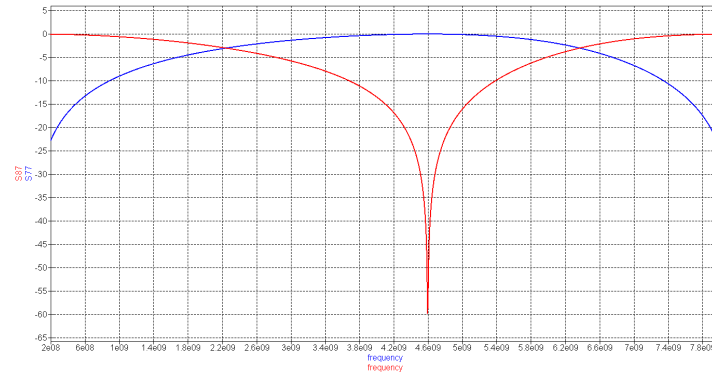


Figura 4.20: S_{21} (en rojo) y S_{11} (en azul) resultantes de colocar el modelo de 2 diodos en anti-paralelo, es decir, el circuito de la figura 4.19c.

rasgo que salta a la vista inmediatamente es el pico en 4.6 GHz que coincide con lo sucedido en 4.20. En alta frecuencia en general se ve una leve mejora al colocar los diodos mientras que en torno a 1.3 GHz la respuesta empeora un poco.

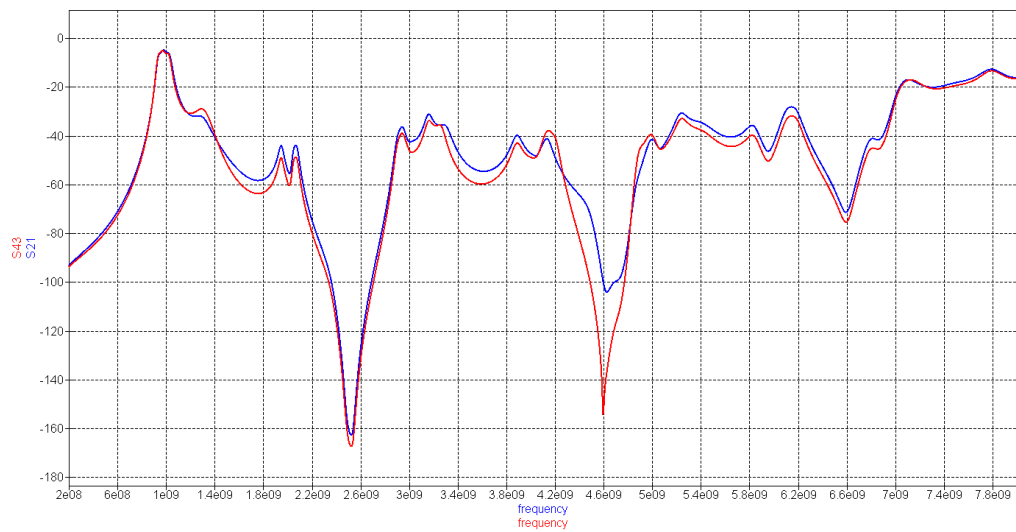


Figura 4.21: Comparación entre el S_{21} del filtro (azul) y del filtro con los diodos (rojo).

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

4.3.1.2. Simulaciones en el tiempo

Circuito completo ideal

Se hicieron simulaciones en el dominio del tiempo utilizando el Cadence. Para ello fue necesario cargar el modelo Spice del diodo MACOM en dicho programa¹³. En la figura 4.22 se muestra el circuito completo ideal simulado.

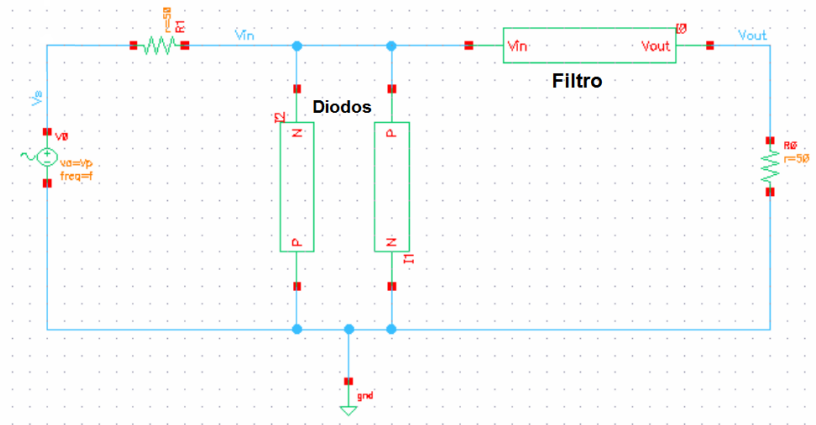


Figura 4.22: Esquemático del circuito ideal simulado en cadence.

Los resultados obtenidos se pueden ver en la figura 4.23 donde se grafica v_{out} para distintos valores de v_{sp} .

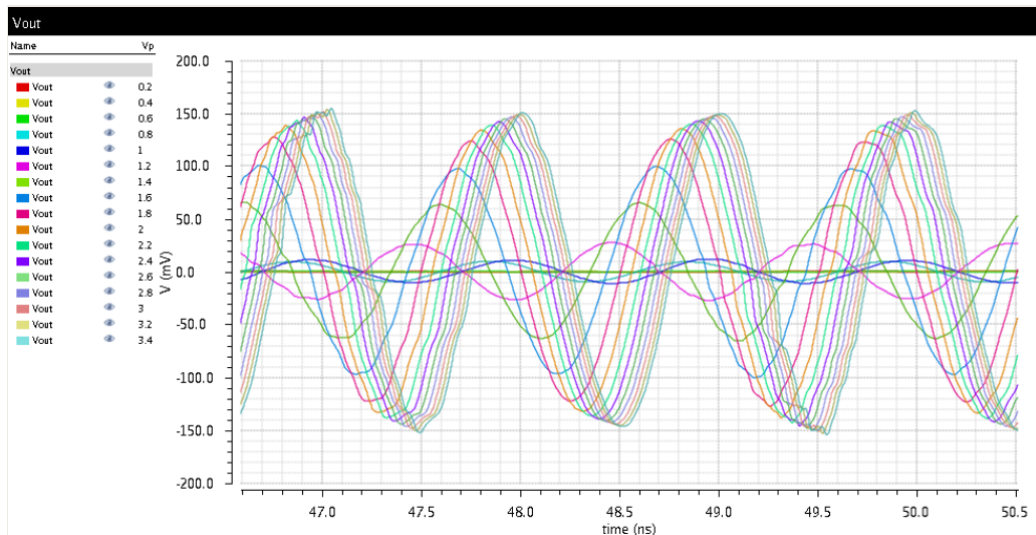


Figura 4.23: Voltaje a la salida barriendo la tensión de pico de la fuente.

A continuación se detallan tres puntos de interés:

¹³En el apéndice A se explica el procedimiento realizado para cargar el modelo.

4.3. Circuito completo

1. Transferencia V_{out}/V_s

En la figura 4.24 se grafican el valor máximo de V_{out} y la amplitud de la componente de 1 GHz en función de V_{sp} . Se observa una similitud con la transferencia obtenida en el capítulo 2 (ver figura 2.7). Además, debido a la presencia de los armónicos que no fueron totalmente filtrados existe una diferencia entre $V_{out,max}$ y V_5 .

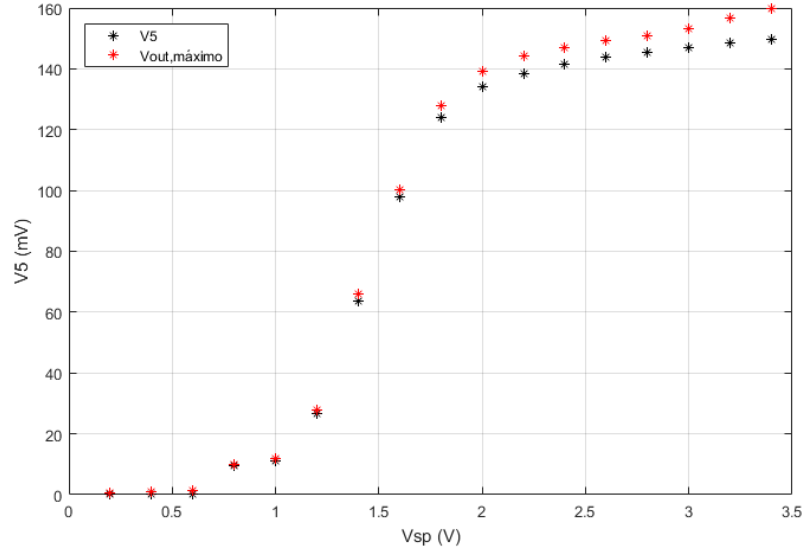


Figura 4.24: Amplitud del 5to armónico y máxima amplitud de la salida en función de la amplitud de la fuente.

2. Potencia

Esta magnitud es de interés ya que los equipos en RF se manejan en general con potencias. Suponiendo que no hay distorsión, la potencia sobre la carga es:

$$P_L = \frac{V_{out,p}^2}{2Z_L} = \frac{V_{5,p}^2}{2Z_L} \quad (4.18)$$

donde $V_{5,p}$ es la amplitud del armónico de 1 GHz y $Z_L = 50\Omega$ es la carga.

En la sección 4.4 se muestra la tabla 4.8, la cual contiene las potencias obtenidas en cadence para las simulaciones con parásitos y las obtenidas midiendo con el analizador espectral en el laboratorio.

3. Distorsión armónica

Se define algo similar a la THD clásica pero que en lugar de considerar a la fundamental como la componente a estudiarle la distorsión, considera el 5^{to} armónico. Es decir:

$$THD = \frac{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_6^2 + V_7^2 + \dots}}{V_5} \quad (4.19)$$

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

donde V_i es el voltaje pico de la i -ésima componente. Hay que notar como se obvió el 5^{to} armónico en el numerador. Debido a la configuración de anti-paralelo de los diodos, las componentes pares se pueden despreciar.

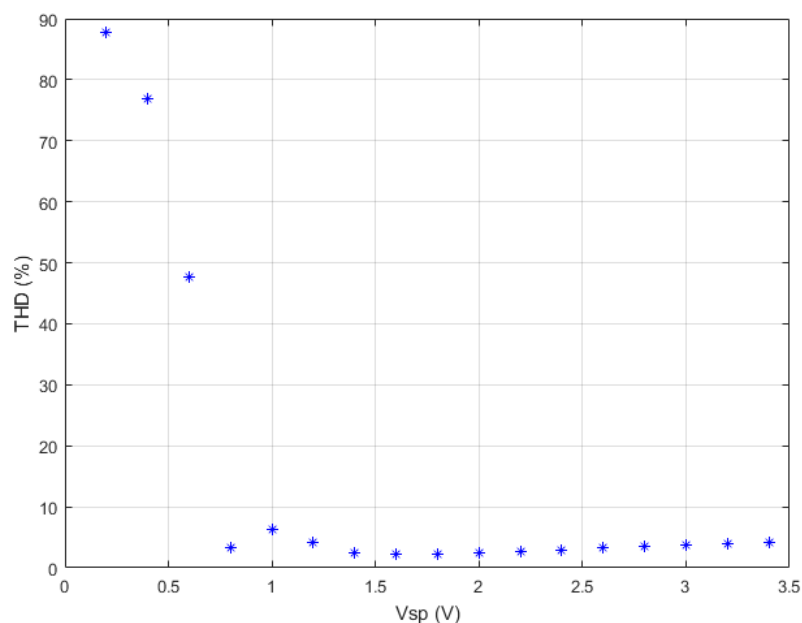


Figura 4.25: Distorsión armónica en porcentaje de las señales de 4.23

En la sección 4.2 se consideró que el filtro sería adecuado si la amplitud de cada armónico es menor o igual a 1 % en comparación a la componente de 1 GHz. Las 4 componentes vecinas a 1GHz (0.2, 0.6, 1.4 y 1.8 GHz) son las de mayor amplitud, por lo tanto, las que seguramente distorsionen más la señal. Si solo se toman en cuenta esas para calcular el THD, llegaríamos a un THD límite de 4 %. En realidad hay que tener en cuenta todas la componentes. Dado que las de mayor frecuencia son las de menor amplitud, se puede considerar que el filtro se desempeñará bien si $THD < 10\%$ y muy bien si $THD < 5\%$.

En la figura 4.25 se tiene dicha distorsión en porcentaje obtenida en la simulación. Para $V_{sp} > 1V$ la THD no pasa de 5 %. Para valores $V_{sp} < 0,7V$ la distorsión es mucho más grande ya que los diodos no llegan a conducir y no acumulan suficiente Q_s como para generar armónicos. Por lo tanto el filtro recibe prácticamente solo la componente de 200 MHz de la fuente. En torno a $V_{sp} = 1V$ la distorsión se debe mayoritariamente al armónico vecino de 1,4 GHz.

Circuito completo con filtro equivalente

Se simuló el par de diodos con el circuito equivalente de 4.17 como filtro. El resultado se muestra en 4.26 donde se puede ver que la salida es un tono de 200 MHz con una amplitud de apenas $6\mu V$.

4.3. Circuito completo

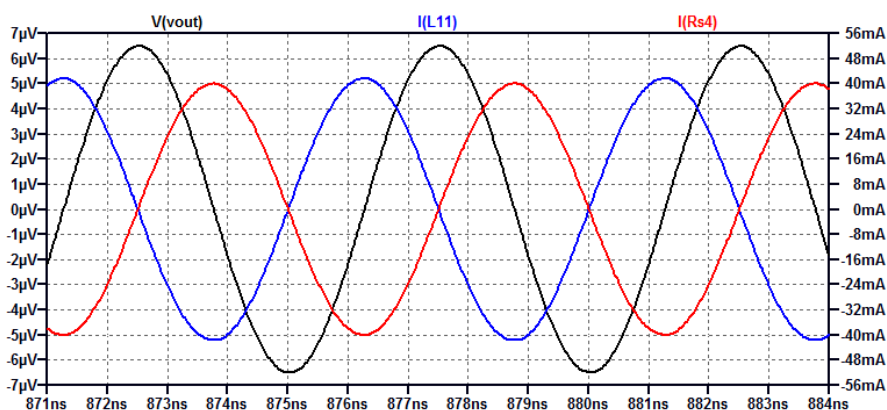


Figura 4.26: Tensión a la salida (negro), corriente que entra al circuito (rojo) y corriente por la primera bobina del filtro equivalente (azul).

La razón de por qué ocurre esto es que la Z_{in} del filtro equivalente ronda los 0.5Ω a 200 MHz que es básicamente el valor que toma la reactancia de la bobina del primer resonador paralelo.

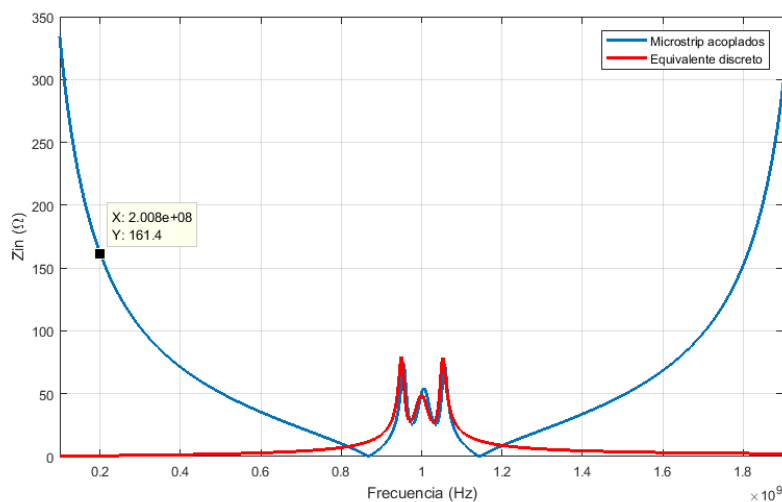


Figura 4.27: Z_{in} para el filtro de microstrips acoplados y para su equivalente discreto.

En la figura 4.27 se muestra la impedancia del filtro equivalente 4.17 y la del filtro de microstrips acoplados que se calculó utilizando 1.59 de forma recursiva. En torno a 1 GHz se comportan igual, como era de esperarse, mostrando los 50Ω de la carga. Sin embargo, en baja y alta frecuencia $Z_{in} \rightarrow 0$ para el equivalente discreto mientras que $Z_{in} \rightarrow \infty$ para el filtro de microstrips acoplados. En particular, a 200 MHz $Z_{in} = 160 \Omega$ en este último caso.

Consideremos el circuito de la figura 4.28 y supongamos que ambos diodos

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

están cortados. Entonces tenemos:

$$v_D = \frac{v_{in} Z_{in}}{Z_{in} + R_s} \quad (4.20)$$

En el caso del circuito equivalente, $v_D \cong 0,01v_{in}$ por lo que $V_P = 100V_\gamma$ para que los diodos conduzcan. Por otro lado, en el caso del circuito de microstrips acoplados $v_D \cong 0,76v_{in}$. O sea que para que los diodos conmuten $V_P = 1,32V_\gamma$.

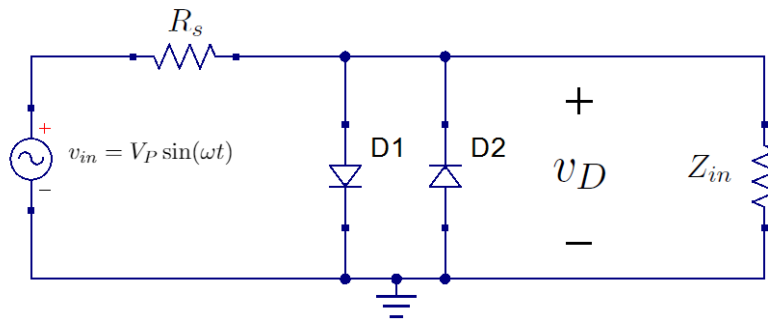


Figura 4.28: Circuito con diodos en anti-paralelo y la Z_{in} del pasa-banda.

En resumen, el hecho de que la impedancia de entrada del filtro de microstrips acoplados no sea muy chica con respecto a R_s a 200 MHz permite que los diodos conmuten para un voltaje razonable a la entrada. De esta manera se obtiene un circuito que funciona adecuadamente.

4.3.2. Layout

En la figura 4.29 se muestra el layout del filtro y del circuito completo realizado en Eagle.

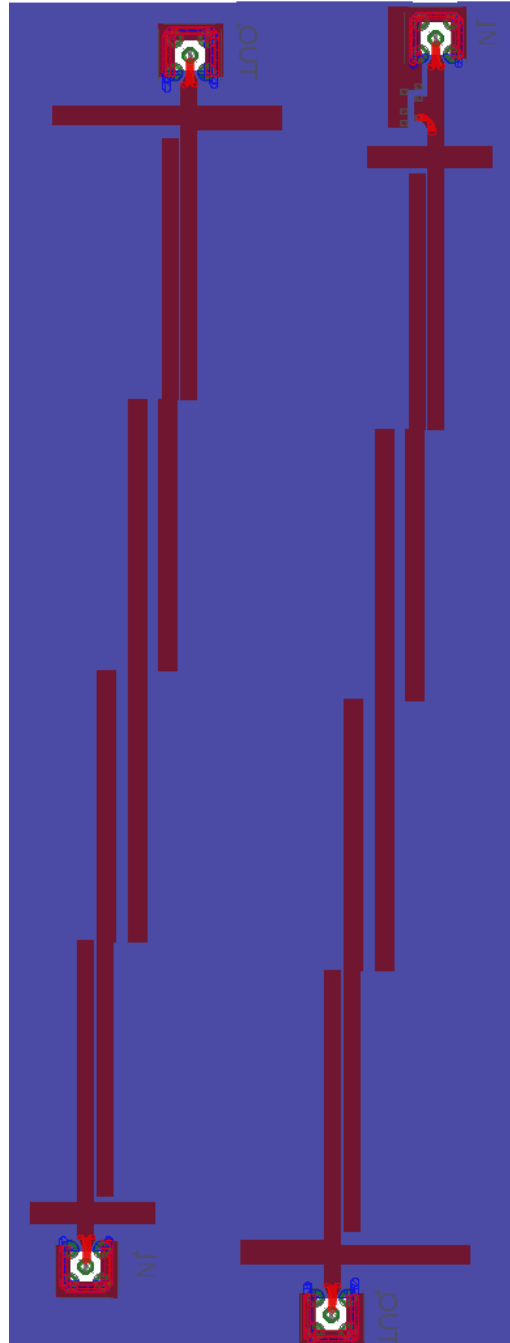


Figura 4.29: **Izq.:** Layout del filtro solo. **Der.:** Layout del filtro con los diodos en anti-paralelo.

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

Se decidió mandar a fabricar el filtro de forma individual para poder contrastar sus simulaciones de parámetros S con las mediciones. Además, en caso de que el circuito completo de diodos + filtro tuviera un desempeño pobre, sería más fácil encontrar cual es el problema.

El largo total de este layout resultó en 19.7 cm mientras que el ancho en 4 cm. La relación de aspecto es de casi 1:5 lo que indica una forma bastante alargada.

4.3.3. Simulaciones posteriores

Luego de haber hecho el layout se realizó un extraído manual de los parásitos, es decir, se añadieron las pistas producto de las conexiones entre los SMA y el filtro, los acoples entre los stubs y los microstrips acoplados, etc. para poder ver que efecto causan.

4.3.3.1. Extraído del filtro

Antes de fabricar se realizó un extraído que no fue exhaustivo como debiera. Al simular se originó el S_{21} mostrado en la figura 4.30 que se gráfica junto con el caso sin considerar las pistas parásitas (o sea mismo S_{21} de la figura 4.14). Lo que se observa es que la pistas provocan una leve mayor atenuación en comparación, en todo el rango de frecuencia simulado (200 MHz a 8 GHz) con mayor importancia mientras mayor es la frecuencia. Por lo tanto se puede pensar que el circuito no se ve afectado sobremanera por las pistas de las interconexiones.

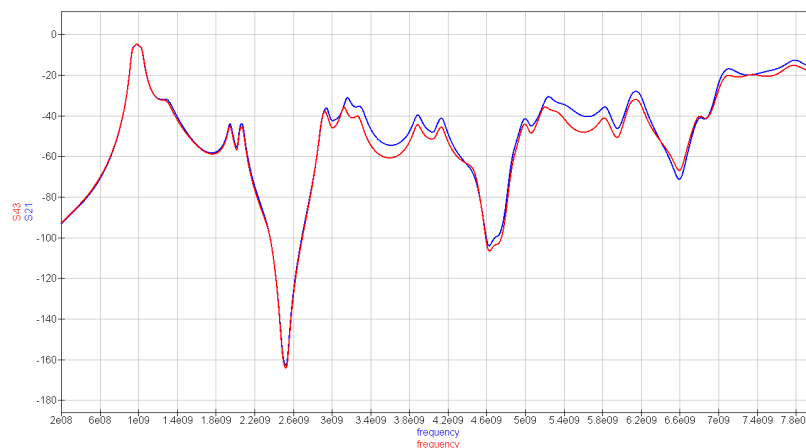


Figura 4.30: Comparación entre el filtro ideal (S_{21} en azul) y considerando los parásitos (S_{43} en rojo).

Sin embargo, como se mencionó, este extraído no fue del todo exhaustivo. Por lo tanto, mostramos como queda S_{21} en la figura 4.31 considerando mucho más en detalle los parásitos.¹⁴

¹⁴En el apéndice se muestran los esquemáticos de QUCS y cadence con los parásitos en detalle.

4.3. Circuito completo

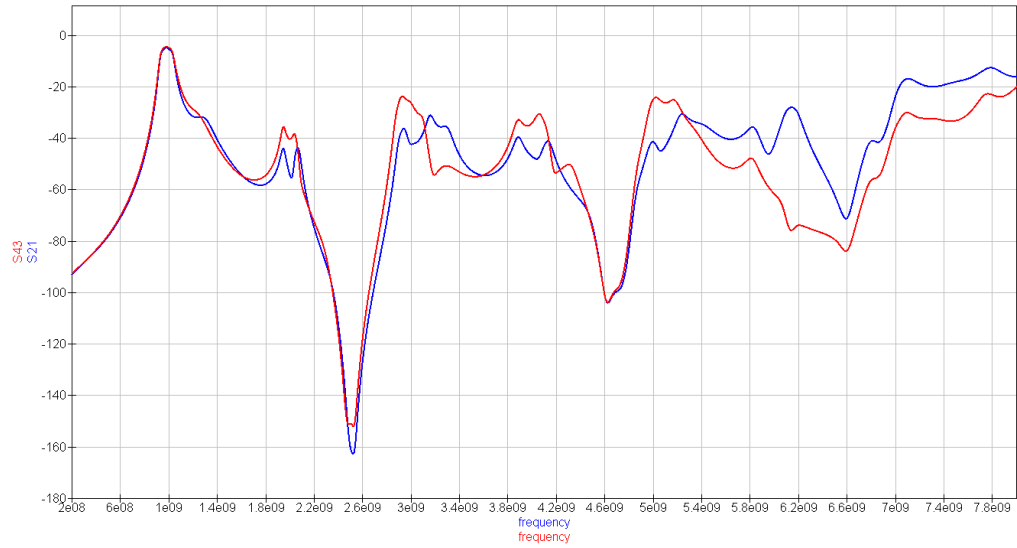


Figura 4.31: Comparación entre el filtro ideal (S_{21} en azul) y considerando los parásitos de forma más detallada (S_{43} en rojo).

Lo primero a notar es que las anti-resonancias conseguidas por los stubs que mejoraban el desempeño a alta frecuencia parecen no existir. Esto se debe a que los cruces que se dan entre los stubs y la pista que conecta los SMA con el filtro, tanto en la entrada como en la salida, mueven dichas anti-resonancias. Si se observa la figura 4.32 esto se puede constatar fácilmente.

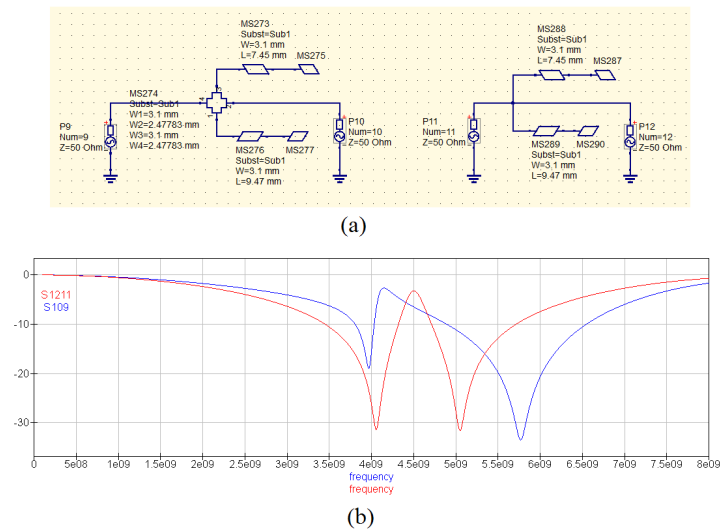


Figura 4.32: a) Circuitos con 2 de los 4 stubs utilizados modelando la intersección y sin modelarla. b) Resultado de simular los circuitos de (a).

Lamentablemente estas simulaciones se hicieron luego de mandar a fabricar.

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

Obviamente si se hubiera utilizado un programa que realizara un extraído a partir del layout de forma automática este inconveniente no hubiera pasado por alto. En cierto momento se trato de utilizar el simulador electromagnético CST, pero no se pudieron conseguir resultados exitosos en las simulaciones debido a la complejidad del software y al escaso tiempo con que se contaba.

4.3.3.2. Extraído del circuito completo

Parámetros S

En la figura 4.33 se tiene el resultado de simular el circuito C.3 y el mismo circuito (filtro con diodos) pero sin los parásitos.

Al comparar ambas simulaciones se pueden ver diferencias sobretodo en alta frecuencia y además, se observan unas anti-resonancias producto de los parásitos de las pistas y acoples parásitos.

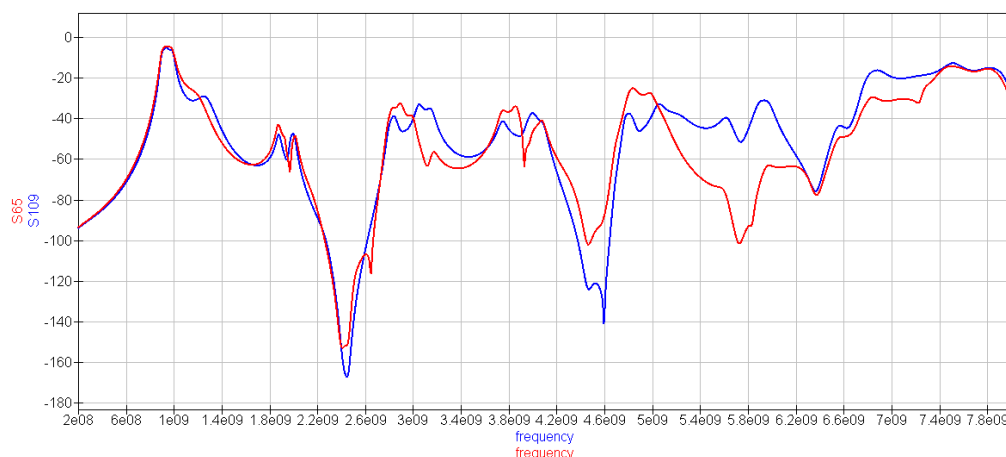


Figura 4.33: S_{21} : en azul el circuito completo ideal mientras que en rojo el circuito completo con los parásitos modelados en detalle.

Dominio del tiempo

A continuación se muestra $v_{out}(t)$ teniendo en cuenta los parásitos en detalle (ver figura 4.34). En la figura 4.35 se comparan $V_{out,p}$ y THD para los casos sin parásitos y con parásitos.

Se observa que para $V_{sp} > 0,8V$, el caso con parásitos presenta menos amplitud a la salida pero con mejor THD, es decir, menor distorsión. Esto es porque si se observa el S_{65} en verde de 4.31, se puede ver que tiene una mejor respuesta incluso que el ideal en varios lugares.

4.3. Circuito completo

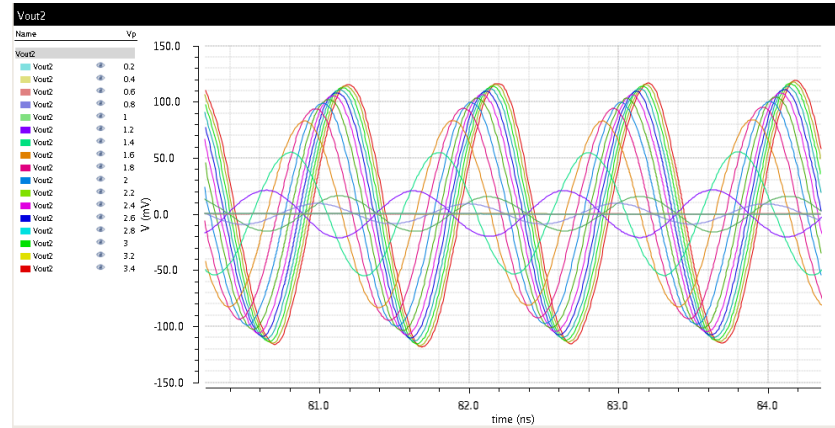


Figura 4.34: $v_{out}(t)$ obtenido simulando C.4 para $V_{sp} = 0,2\dots,3,4$ V

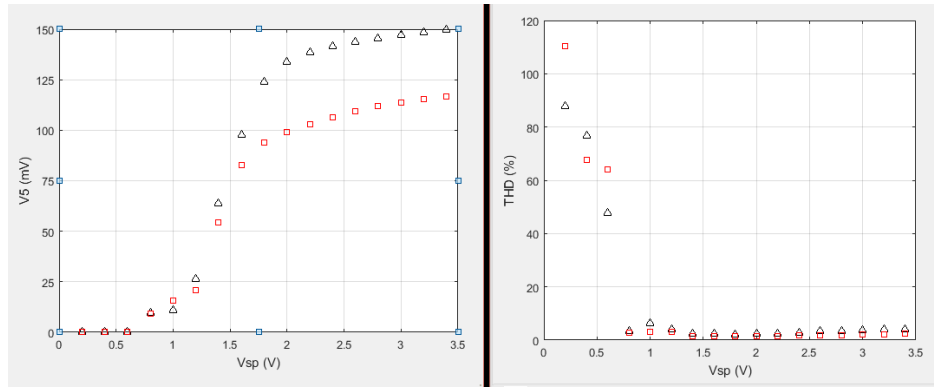


Figura 4.35: Comparación de $V_{out,p}$ y THD entre los casos sin parásitos (triángulos) y con parásitos (cuadrados).

4.3.3.3. Modelado de los SMA

En el apéndice, más precisamente en la sección C.1.1 se muestra el modelo construido para caracterizar los conectores SMA. Dicho modelo fue incluido en las simulaciones de parámetros S junto con el resto de los parásitos.

4.4 Mediciones realizadas y resultados obtenidos

En la figura 4.36 se encuentra un esquema que muestra el set up de medida utilizado para medir los parámetros S tanto del filtro solo como del filtro + diodos. El instrumento de medida utilizado fue un VNA Rohde & Schwarz modelo ZVB8 de 8 GHz de ancho de banda.

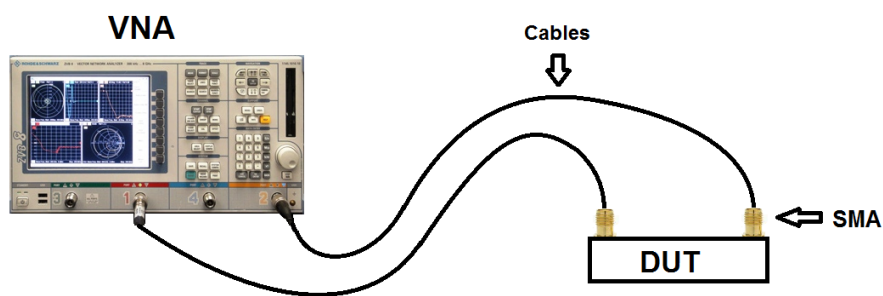


Figura 4.36: Esquema de conexión utilizado para relevar los parámetros S.

En la figura 4.37 se puede observar un esquema que muestra el set up de medida utilizado para medir los espectros de frecuencia. Los instrumentos utilizados fueron un generador de señales Giga-tronics 6061A para excitar el circuito y un analizador de espectro Agilent Technologies EXA N9010A de 7 GHz de ancho de banda.

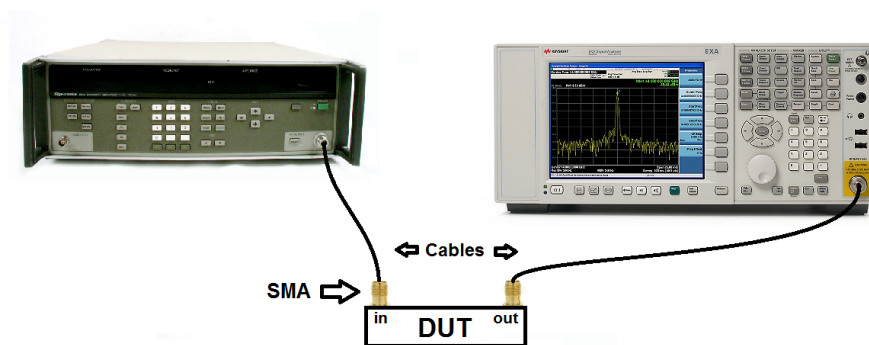


Figura 4.37: Esquema de conexión utilizado para relevar los espectros en frecuencia.

En la figura 4.38 se muestran fotos de la placa (que contiene todos los diseños discretos) con y sin el solder mask.

4.4. Mediciones realizadas y resultados obtenidos

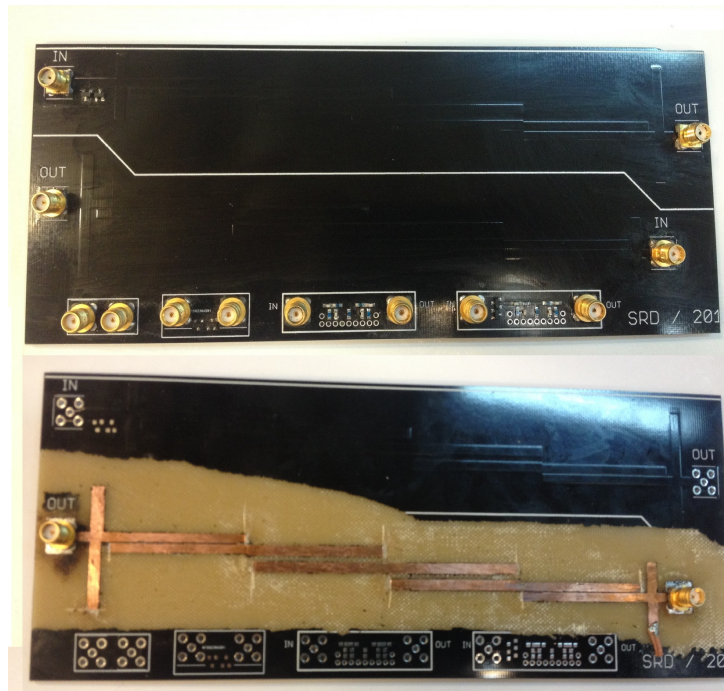


Figura 4.38: **Arriba.** Placa con los diseños distribuidos y discretos. **Abajo** Placa habiéndole quitado el solder mask al filtro distribuido.

4.4.1. Filtro

4.4.1.1. Parámetros S

Primero se midió el filtro con el solder mask hasta 4 GHz¹⁵ obteniéndose los parámetros S_{21} y S_{11} mostrados en las figuras 4.39 y 4.40.

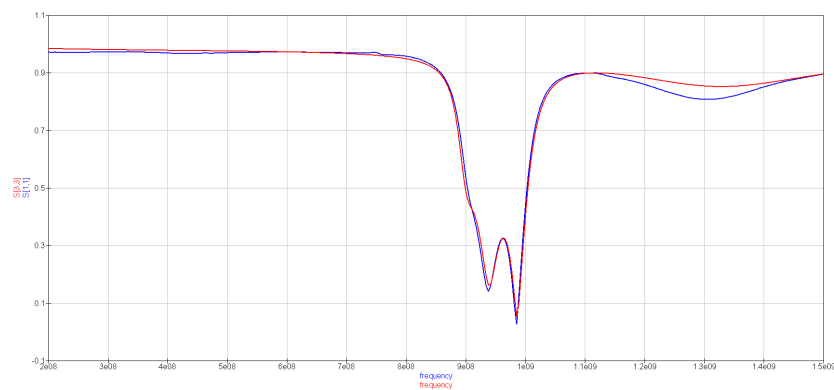


Figura 4.39: S_{11}

¹⁵En algunos casos se probó medir hasta 4 GHz para ver si había alguna variación. No se encontraron grandes diferencias.

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

En ambas figuras se grafican la medición en azul y la curva teórica en rojo, ajustada retocando algunos parámetros del sustrato y los largos de los stubs, como se resume en la tabla 4.7.

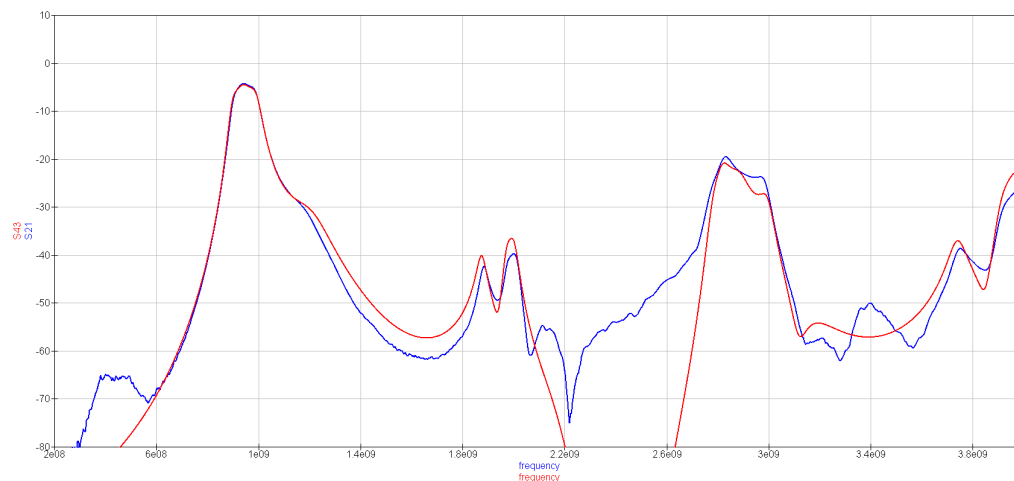


Figura 4.40: Medición de S_{21} del filtro con soldar mask hasta 4 GHz y curva de ajuste.

El hecho de haber modificado un poco los largos de los stubs y que la curva de la simulación haya ajustado mejor a la medida sugiere que el modelo de las cruces de microstrip no es suficientemente exacto o quizás haya algún detalle que no fue tenido en cuenta al simular/modelar parásitos.

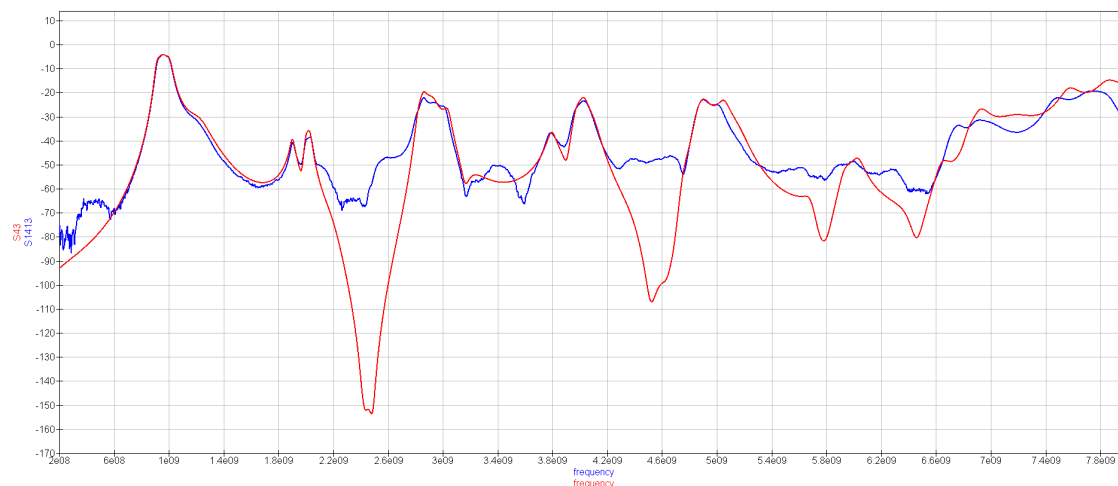


Figura 4.41: Medición de S_{21} del filtro sin soldar mask y curva de ajuste.

En la figura 4.41 se muestra S_{21} habiendo quitado el soldar mask, material que no fue tenido en cuenta en las simulaciones. En este caso la respuesta del filtro quedó menos corrida en frecuencia, con la banda de paso más cerca de 1 GHz.

4.4. Mediciones realizadas y resultados obtenidos

El ajuste entre las curvas es muy bueno hasta los 5 GHz donde empiezan a haber algunas diferencias.

	ϵ_r	$\tan(\delta)$	L_1 (mm)	L_2 (mm)	L_3 (mm)	L_4 (mm)
Simulado	4.29	0.02	19.9	13	9.47	7.45
Con SM*	4.65	0.017	20.71	12.65	10.02	7.67
Sin SM	4.51	0.015	20.71	12.65	10.02	7.67

Tabla 4.7: Magnitudes finales luego de ajustar las curvas de simulación a las medidas.
(*SM refiere a Solder Mask.)

En total se hicieron 3 relevamientos de los parámetros S del filtro, aprovechando que se mandaron a fabricar varias copias. Los mismos dieron muy similares entre sí, como se puede apreciar en la figura 4.42.

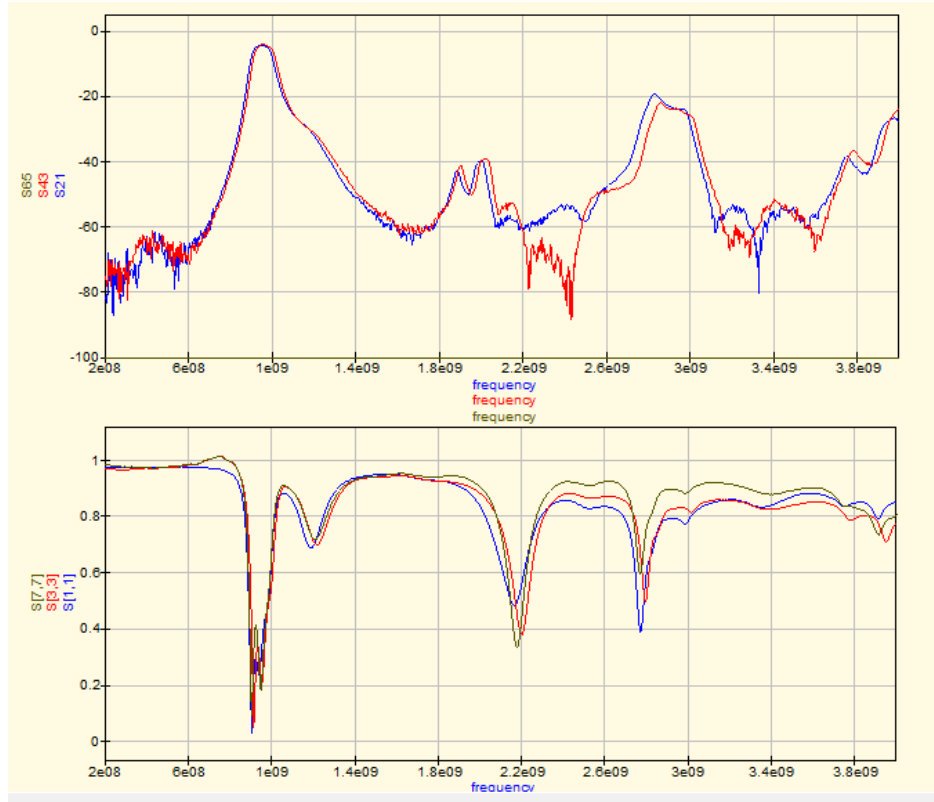


Figura 4.42: Medición de S_{21} del filtro de 3 placas distintas.

Para el ajuste de todas las curvas se agregó un modelo de los conectores SMA. Dicho modelo se basó en el layout hecho para los SMA y para el conector en si mismo se encontró un buen ajuste utilizando una línea coplanar. En el apéndice se muestra el esquemático del modelo.

4.4.2. Filtro con diodos

Todas las mediciones del filtro con los diodos se hicieron con el solder mask.

4.4.2.1. Parámetros S

Se midió en el VNA los parámetros S del circuito con los diodos. Para una entrada de 0 dBm la respuesta fue la que se muestra en 4.43. El valor de C_D que mejor ajustó es 1.25 pF el cual es un poco mayor a los 0.8 pF. Esto tiene sentido ya que 0dBm corresponde a $V_{sp} = 0,63V$ y como el filtro no toma casi corriente a 200MHz, esta tensión es la que prácticamente ven los diodos.

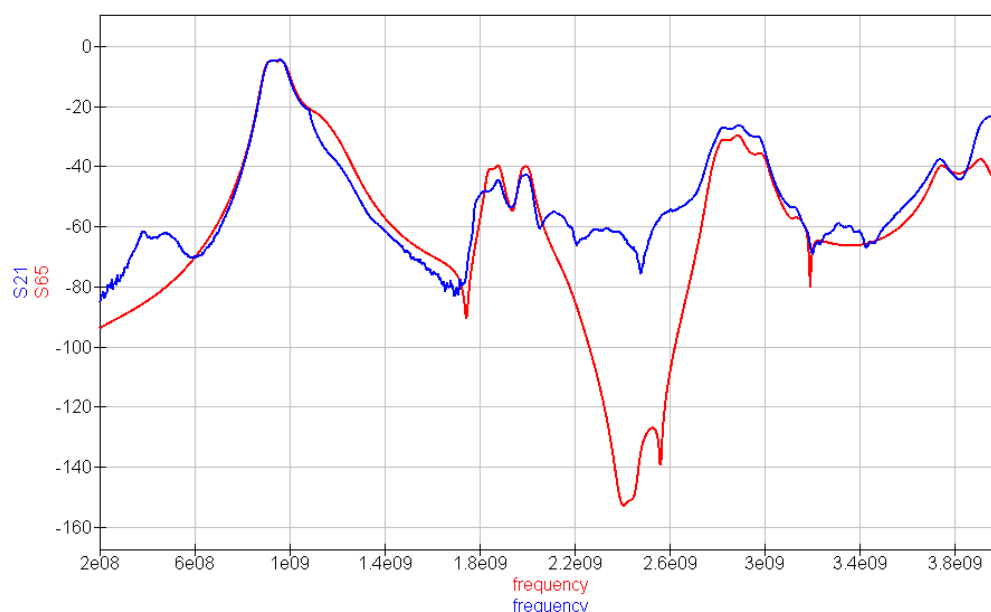


Figura 4.43: Parámetros S_{21} y S_{11} del modelo (rojo) y de los cables (azul).

Luego se probó entrando con 13 dBm y se observó un deterioro en la banda de paso. En este caso los diodos si llegarían a conducir. Sin embargo, como la medición es en el dominio de la frecuencia, no tiene sentido medir S_{21} ya que para poder compararlo con una simulación, tendríamos que poder tener los parámetros S del diodo (lo cual no tenemos) o definir cual es valor de la capacidad de deplexión del diodo. El inconveniente radica en que ésta varía con la tensión, por lo tanto no podemos fijarla para modelar al diodo y así simular en frecuencia.

4.4.2.2. Componentes espectrales

Se relevó el espectro de potencia a la salida variando la potencia del generador de a 1 dBm. En la tabla 4.8 se comparan los valores obtenidos en las medidas con los simulados para los mismos valores de potencia de entrada.

4.4. Mediciones realizadas y resultados obtenidos

P_{gen} (dBm)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
V_{sp} (V)	0.71	0.80	0.89	1.00	1.12	1.26	1.41	1.59	1.78	2.00	2.24	2.52	2.83
$P_{L,sim}$ (dBm)	-40.5	-27.6	-21.7	-21.4	-27.34	-18.6	-12.7	-9.170	-7.8	-7.3	-6.9	-6.4	-5.5
$V_{5,sim}$ (mV)	2.1	9.3	18.3	19.1	9.6	26.4	51.8	77.8	91.5	96.6	101.1	106.7	118.8
$P_{L,med}$ (dBm)	-52.4	-40.5	-30.2	-24.7	-21.6	-19.4	-16.8	-15.3	-13.9	-13	-12.5	-13.2	-13
$V_{5,med}$ (mV)	0.9	3.4	11	20.7	29.6	38.2	51.3	60.9	71.5	79.1	84.5	78	71

Tabla 4.8: Potencias y tensiones del generador, de las simulaciones con parásitos y de las medidas.

En el cadence era necesario especificar la tensión de pico de la fuente (V_{sp}), por lo tanto, se necesitaba saber el significado de la potencia que se le seteaba al generador (P_{gen}). Para ello se conectó el generador directo al analizador espectral. La conclusión fue que dicha potencia es la que se disipa en la carga cuando la misma es de 50Ω . Por divisor de tensión:

$$v_{out} = \frac{v_s R_L}{R_L + R_s} = \frac{v_s}{2} \quad (4.21)$$

ya que $R_L = R_s = 50\Omega$.

Dijimos que $P_{gen} = V_{out,p}^2 / 2R_L = V_{out,p}^2 / 100$. Entonces sustituyendo llegamos a que:

$$P_{gen} = \frac{V_{sp}^2}{400} \quad (4.22)$$

De esta última expresión podemos deducir V_{sp} y así utilizarlo para simular en el tiempo en cadence.

Cables

Debido a que los cables no son ideales, existe una cierta disipación de energía en los mismos. Para conocer su característica se relevaron en el VNA los parámetros S. Se logró llegar a un modelo que se muestra en la figura C.5 junto con el S_{11} y S_{21} . Lamentablemente el modelo no se pudo implementar en cadence por que la librería de RF de virtuoso no cuenta con instancias de coaxiales.

Como alternativa se realizó el siguiente razonamiento:

Del S_{21} se sabe que se pierde 1 dB en los cables en torno a 1 GHz. Esto quiere decir que a la carga en lugar de llegarle V_{in} , le llega $V_{in}(10^{-1dB/20}) = 0,89V_{in}$. Por lo que la potencia en la carga es:

$$P_L = \frac{V_{out,p}^2}{2R_L} = \frac{(0,89V_{in,p})^2}{2R_L} = \frac{V_{in,p}^2}{2,52R_L} \quad (4.23)$$

Con esta ecuación se deduce el valor pico del voltaje a la salida a partir de la potencia que marca el analizador de espectro.

Espectros

En al figuras 4.44 y 4.45 se muestran los espectros medidos de potencia y tensión respectivamente para el caso que se obtuvo mayor $V_{out,p}$.

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

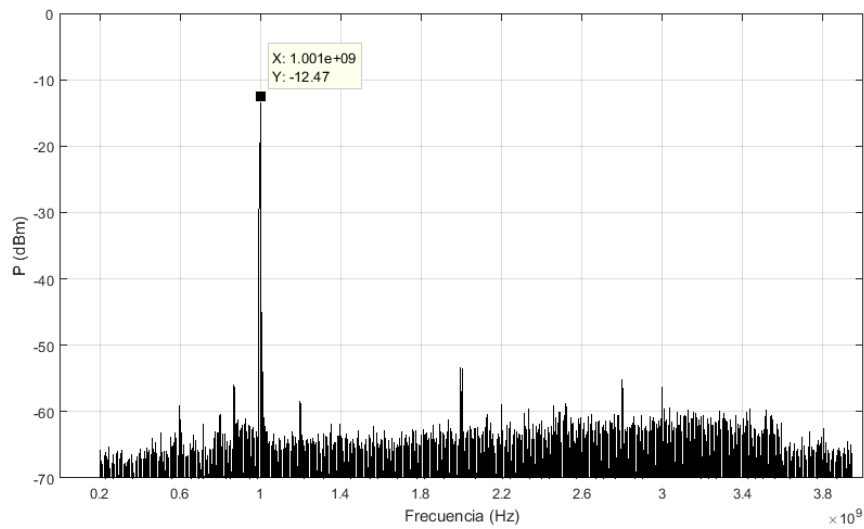


Figura 4.44: Espectro de potencia a la salida entrando con 11dBm a 200 MHz.

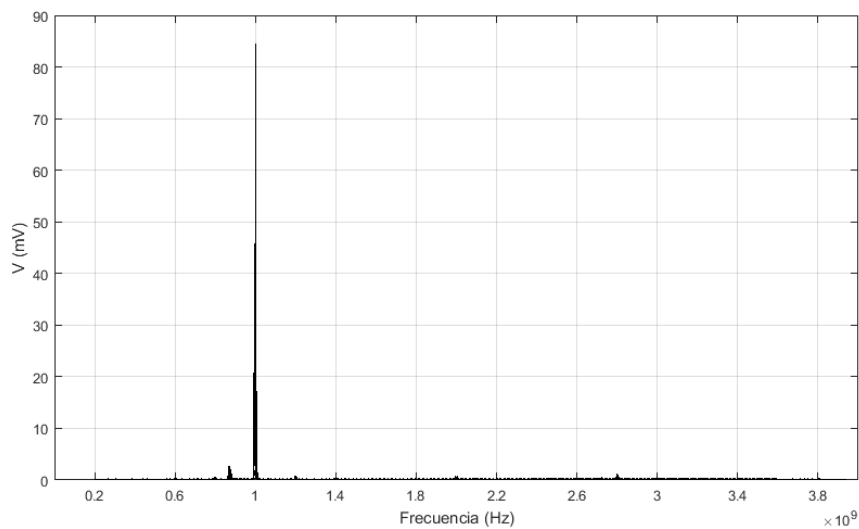


Figura 4.45: Espectro de tensión a la salida entrando con 11dBm a 200 MHz.

En la figura 4.46 se tienen las curvas conformadas por las tensiones de pico de la componente de 1 GHz en la salida en función de V_{sp}

A pesar de que las curvas son parecidas es evidente que existe un error bastante importante para algunos V_{sp} . El error relativo mínimo es 0.97 % y se da para $V_{sp} = 1,41V$ mientras que el máximo es 40.2 % y se da para $V_{sp} = 2,83V$. Para este último voltaje de pico la corriente máxima en los diodos es 75 mA (simulada) la cual es mayor a 50 mA (la máxima corriente de forward especificada por el fabricante). Por lo tanto, es posible que los diodos se hayan dañado o su comportamiento ya

4.4. Mediciones realizadas y resultados obtenidos

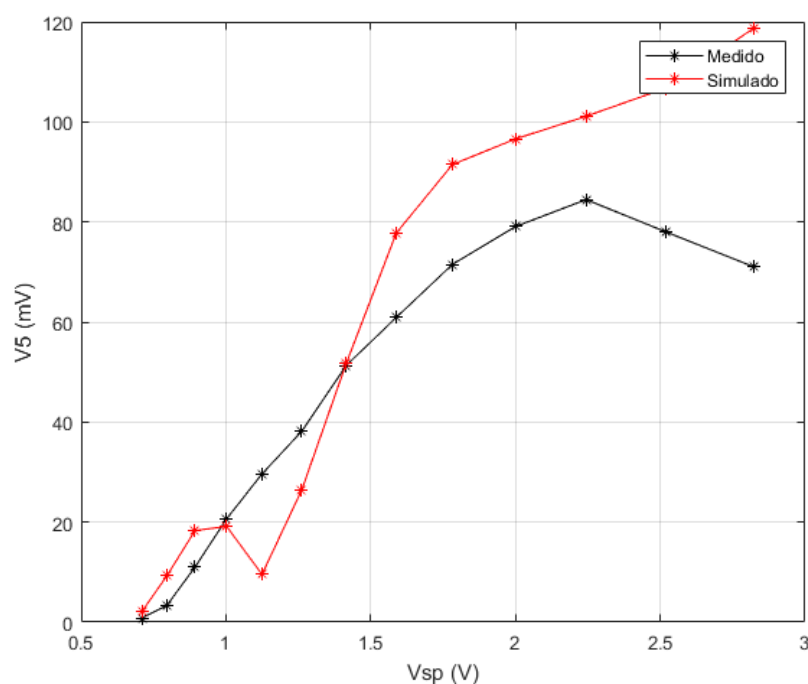


Figura 4.46: Comparación de $V_{5,medido}$ y $V_{5,simulado}$.

no sea el esperado.

El margen de error del analizador espectral es $\pm 0,27dB$, por lo que queda descartado que esta fuente de error sea la responsable de las diferencias entre las medidas y las simulaciones.

4.4.3. Modificaciones en el filtro

4.4.3.1. Parámetros S

Si se observan las figuras 4.40 y 4.41 en ambos casos se ve como la banda de paso está un poco corrida hacia abajo en comparación con lo simulado. Con el objetivo de mover hacia arriba y dejar lo mejor centrado posible la banda de paso, se practicaron algunas modificaciones en la placa fabricada. Entre ellas hubieron 2 que mejoraron la respuesta del filtro:

1. Se acortaron los largos de los microstrips acoplados mediante cortes del orden de 1 mm de cada lado donde quedaba abierto el microstrip.
2. Se acorto 1,1 mm aproximadamente el stub de 19.9 mm, o sea, el de la anti-resonancia de menor frecuencia.

El cambio 1) provocó que la respuesta se corriera a la derecha como se puede ver en el parámetro S_{21} graficado en 4.47.

Capítulo 4. Circuito discreto con filtro distribuido

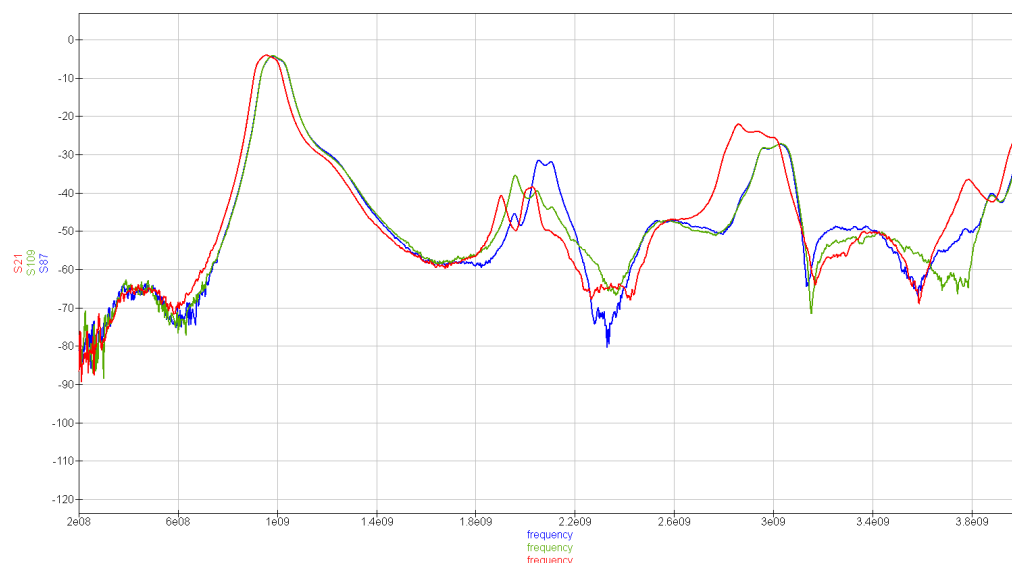


Figura 4.47: S_{21} : En rojo se tiene el filtro sin modificar, en azul con el recorte de los microstrips acoplados y en verde con el recorte también en el stub de 19.9 mm

La explicación encontrada para esto es que al acortar dichos microstrips, los acoples entre las líneas opuestas de microstrips acoplados vecinos podrían haber causado que baje la respuesta en frecuencia. En la figura 4.48a) se ilustran estos acoples indeseados. Los mismos son entre los microstrips marcados en azul en la zona marcada en rojo. Luego de medir, se probó modelar en las simulaciones este acople mediante gaps con el spacing existente entre dichos metales pero variando el ancho W_b . Es decir, con un spacing $d = S_1 + W + S_2$ (ver 4.48b)). El resultado fue que la respuesta varió hacia abajo mientras mayor era W_b , o dicho de otra manera, mientras mayor era el acople. Obviamente este no es un modelo exacto ya que el gap considera que hay aire entre pista y pista y no otra pista en el medio, como nuestro caso. Además, siendo estrictos $W_b = 0$. Sin embargo, en ese caso no habría acoples y sin dudas que si existen campos eléctrico y magnético que generan el acople indeseado.

De todo este análisis se deducen 2 cosas:

- El corrimiento de la respuesta hacia abajo puede que no sea solo culpa de la variación de ϵ_r como se pensaba anteriormente.
- Al realizar los cortes este acoplamiento se ve disminuido ya que los extremos de las pistas se encuentran más lejos.

En cuanto el cambio 2) es lógico que al acortar el largo del stub, la frecuencia de anti-resonancia suba (ver ecuación 4.5). En realidad este cambio fue necesario luego de que el S_{21} variara por culpa del primer cambio.

Otros cambios interesantes que se pudieron haber hecho son, por ejemplo, alargar el stub de 9.47 mm atenuando así el pico en 3 GHz, o hacer más gruesos

4.4. Mediciones realizadas y resultados obtenidos

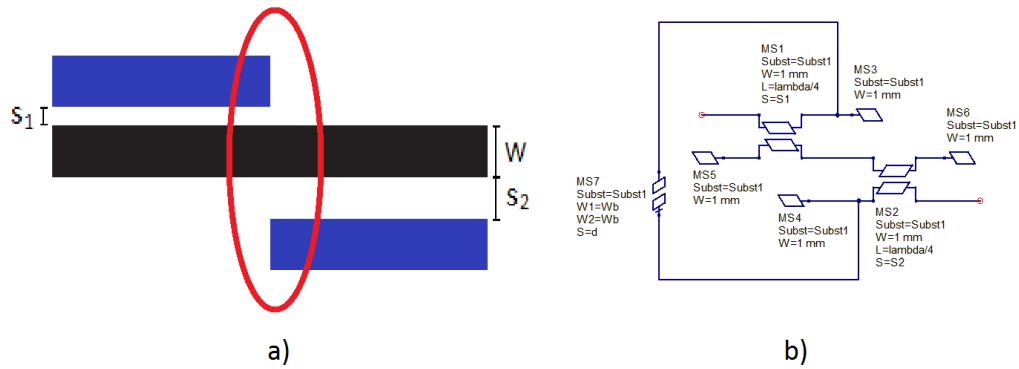


Figura 4.48: a) 2 microstrips acoplados conectados en cascada para ilustrar el acoplamiento indeseado. b) Utilización de instancia gap del QUCS para modelar el efecto del acoplamiento indeseado.

los spacings de los microstrips acoplados lo cual, según simulaciones, hacen más selectivo al filtro a cambio de perder ganancia en la banda de paso.

4.4.4. Comparación de resultados entre los diseños implementados

En la figura 4.49 se muestran los resultados de los 2 diseños implementados: el discreto y el discreto con filtro distribuido. Se compara la potencia de salida sobre 50Ω en función de la potencia de entrada que entrega el generador sobre 50Ω .

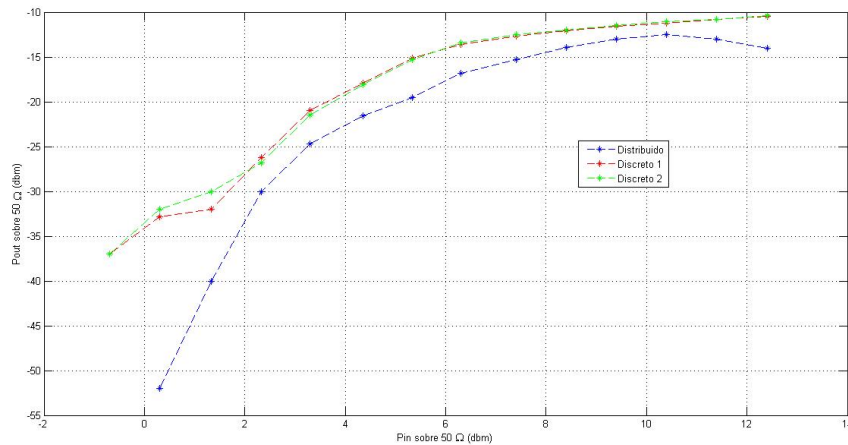


Figura 4.49: Comparación de la potencia a la salida medida entre los circuitos implementados

4.5 Análisis final y conclusiones

Luego de haber diseñado este circuito compuesto por un filtro distribuido y por el par de diodos SRD, de haber hecho varias simulaciones y de haber medido se llegan a las siguientes conclusiones:

- Los parámetros S del filtro pudieron ser muy bien ajustados retocando el ϵ_r y la $\tan(\delta)$ dentro de los rangos esperables. También se retocaron un poco los largos de los stubs (0.79 mm máximo) en las simulaciones para lograr un ajuste óptimo. Esto último no debería haber sido necesario.
- En cuanto al espectro en potencia el mismo fue muy similar para algunos V_{sp} pero muy diferente para otros. La razón puede que radique en la exactitud de las simulaciones con parásitos hechas en el cadence, en la forma de modelar las imperfecciones (o discontinuidades) del layout o quizás haya algún aspecto de las mediciones que se está pasando por alto.
- Se comprobó la repetibilidad del diseño.
- Se tomo conciencia de que en el ámbito de RF cada detalle importa tanto a la hora de simular como de medir. Es muy importante considerar los parásitos en las simulaciones ya que es posible que estropeen un diseño.

4.6 Referencias

- Marko Kettunen et al. - *Determination of Uncertainty for Dielectric Properties Determination of Printed Circuit Board Material* - Lappeenranta University Of Technology, Laboratory of Applied Electronics, P.O.Box 20, Lappeenranta, FIN 53851.
- Pozar, David M. - *Microwave Engineering* - 4^{ta} edición. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.
- www.pcbway.com

Capítulo 5

Circuito integrado

5.1 Resumen

En este capítulo se detalla el camino recorrido para obtener un diseño integrado que cumpla con ciertas especificaciones. El circuito consiste básicamente en una primer etapa que contiene diodos SRD y una segunda etapa que es un filtro pasa-banda pasivo (ver figura 5.1).

El circuito se fabricó en la tecnología de IBM de 130nm CMRF8SF la cual posee un varactor hiper-abrupto llamado **havar** que fue desde un principio los candidatos a usar como diodos SRD. Su funcionamiento en forward no está caracterizado en su modelo dado que están pensados para usarse en reverse como una capacidad variable controlada por tensión.

En nuestra aplicación es necesario usarlos tanto en reverse como en forward y dado que parte del proyecto es fabricar y observar que resultados se obtienen en la práctica, fueron fabricados pero se los tuvo que excluir de las simulaciones. Como sustituto, se utilizó el modelo de los diodos MACOM usados para el caso discreto, dentro de Cadence, de forma de simular el comportamiento del circuito completo asumiendo que los **havar** se comportan de manera similar a los MACOM.

Por otro lado, el diseño de la segunda etapa resultó en un filtro de 8^{vo} orden de 4 bobinas y 4 condensadores donde la principal limitante de diseño fue el factor de calidad de las bobinas. En cuanto a simulaciones, luego de tener un diseño cerrado, se realizaron los corners para los capacitores y bobinas corroborando que la forma del filtro variara dentro de lo razonable.

Habiendo obtenido un diseño satisfactorio, se estudió el comportamiento del circuito al agregar las protecciones ESD y el Bias Tee externo al chip.

Finalmente, luego de realizado el layout del circuito, se simuló su extraído y se analizó como afectaron los parásitos del ruteo el comportamiento del filtro.

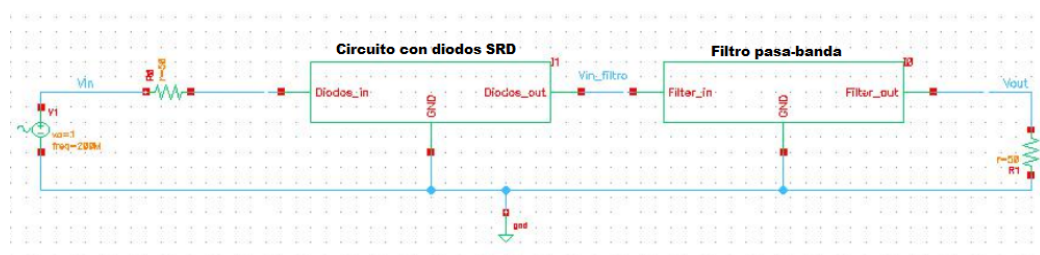


Figura 5.1: Bloques que componen el circuito principal.

5.2 Diseño y simulaciones

5.2.1. Diodos SRD

Los diodos elegidos de la tecnología IBM-GF 130 fueron los **havar**. Estos diodos son varactores hiper-abruptos los cuales fueron recomendados por el Prof. Thomas Lee de la universidad de Standford para poner a prueba el efecto de recuperación en escalón (step recovery). El principal problema que se nos presentó, y que derivó en otras dificultades, fue el hecho de que el modelo de dicho diodo no está implementado para tensiones positivas. De hecho, en el documento Design Kit and Technology Training CMOS8RF V1700 se menciona que el havar no fue caracterizado para el funcionamiento en forward a alta frecuencia. Esto trajo como consecuencia la imposibilidad de ejecutar simulaciones en cadence en donde al menos un diodo havar cumpliera que $v_D > 0$. Por esta razón, se exploraron distintas soluciones resultando la definitiva la de ingresar en el cadence el modelo de los diodos MACOM MA144769 para poder simular el circuito completo, como se mencionó en la sección 5.1. El criterio utilizado para elegir los diodos havar a fabricar fue que tuvieran la misma capacidad de depleción en cortocircuito (C_{j0}) que los MACOM.

Antes de optar por ese criterio, se encaró el problema de los havar desde un punto de vista de la física de semiconductores, con el objetivo de construir un modelo que abarque todas las zonas de operación del havar. Este camino resultó ser muy complicado y rebuscado por lo que se expone de manera resumida a continuación.

Basándonos en el modelo de la carga del diodo Q_D según v_D de Jian Zhang & Antti Raisanen (1995) se necesitan básicamente 3 parámetros para determinar Q_D y por lo tanto, derivando, la corriente: la capacidad de reverse C_r , la de forward C_f y el potencial de contacto ϕ . Considerando las gráficas de $C(v_D)$ del manual de IBM se ajustó la expresión

$$C_r = \frac{C_{j0}}{(1 - v_D/\phi)^m} \quad (5.1)$$

obteniéndose así los valores $\phi = 1,194V$ (recordar que $\phi \neq V_\gamma$) y $m = 0,796$ para un havar de $40 \mu m \times 40 \mu m$ de 2 ánodos (elegido arbitrariamente).

Lo complicado de este método radica en hallar C_f . Según el libro de Millman se tiene que, para el caso en que los portadores minoritarios que dominan la conducción del diodo sean los huecos, entonces

$$C_f = \frac{\tau_P I_D}{\eta V_T} \quad (5.2)$$

donde τ_P es el tiempo de vida medio de los huecos, I_D la corriente por el diodo, η es el factor de idealidad y V_T es el voltaje térmico. $V_T \approx 26mV$ para una temperatura ambiente, η y τ_P dependen principalmente de las concentración de portadores minoritarios. Para el caso del havar mencionado se llegó, bajo varias hipótesis, a que $\tau_P \approx 500ns$ como valor mínimo posible. Esto resulta un poco

Capítulo 5. Circuito integrado

grande ya que usualmente los diodos utilizados como SRD poseen τ del orden de $10ns$. La explicación de esto puede ser que algunas de las hipótesis para su cálculo no sean del todo correctas o que realmente los diodos havar son lentos, lo cual afectaría al funcionamiento del circuito de manera muy negativa.

Luego de obtener $C_f(I_D)$ se llegó finalmente a construir un modelo para la carga del diodo que se implementó en el simulador. Este resultó tener graves problemas para converger debido probablemente a los grandes cambios en la pendiente de $Q_D(v_D)$. Se probaron variaciones y/o simplificaciones de todo tipo (dentro de lo lógico) que no lograron solucionar del todo el problema de convergencia en las simulaciones. Por lo tanto, este modelo, que se construyó únicamente a partir de información del funcionamiento en reverse de los havar y que buscaba representarlos no logro ser útil en la práctica. Este estudio se describe más en detalle en el apéndice A.

5.2.2. Diseño de la etapa de los diodos SRD

La topología utilizada fue la desarrollada en el capítulo 2 en la sección 2.2.2. Dicha topología parece ser la más eficiente de las discutidas en este trabajo.

5.2.3. Filtro pasabanda

El diseño de este filtro posee la misma topología que el primer diseño de filtro discreto desarrollado en el capítulo 3 (recordar circuito 3.1). Además, se tomaron como base los valores de capacidades e inductancias de dicho diseño (ver tabla 3.2), ya que dicho filtro ofrecía buena selectividad.

De forma de minimizar la atenuación en la banda de paso se trabajó en los siguientes aspectos:

1. Utilizar bobinas con buen factor de calidad Q^1 entre las que ofrezca la tecnología.

Se tienen tres tipos de inductores *ind*, *inds* y *indp*.

El primero tiene un factor de calidad Q alto y es el de menor capacidad parásita a sustrato (la cual es responsable de auto-resonancia).

El segundo es el de mayor inductancia por área pero tiene mayor resistencia, o sea que peor Q .

El tercero es el de mayor Q ya que tiene cables en paralelo. Esto hace que utilice un nivel de metal más que se encuentra más abajo, es decir, más cerca del sustrato. Esto aumenta la capacidad parásita a sustrato haciendo que la auto-resonancia del componente sea a menor frecuencia.

¹Recordar que $Q = \omega L / R_s$ siendo R_s la resistencia parásita de la bobina.

5.2. Diseño y simulaciones

Por lo tanto, se decide utilizar los inductores *ind* por tener un Q alto y baja capacidad parásita.

En cuanto a los capacitores, hay 2 tipos, los *mimcap* y los *dualmimcap*. Se decide por estos últimos ya que tienen el doble de capacidad por unidad de área.

2. Utilizar en los resonadores serie las bobinas con menor resistencia y en los resonadores paralelo las de mayor resistencia paralelo. De esta forma se logra que la mayor corriente posible vaya hacia la carga y las caídas de tensión en las ramas serie sean mínimas.

Para lograr esto se jugó con los parámetros constructivos de las bobinas que son el ancho W , el numero de vueltas n y la dimensión total OD (out dimension) que es el diámetro máximo de la bobina. Para definir estos parámetros se contó con la ayuda de un script en Matlab que procesaba todas las posibles combinaciones de los inductores.

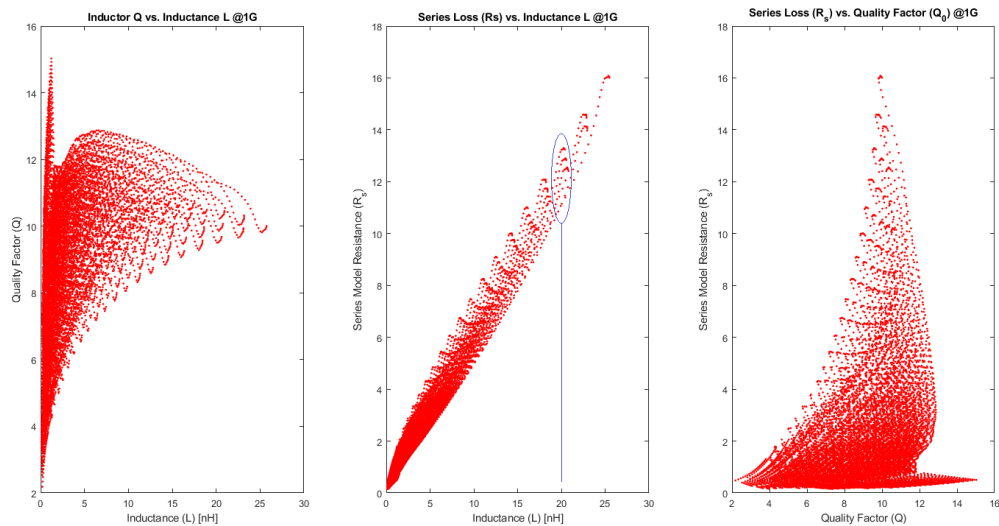


Figura 5.2: Ejemplo de gráfico proporcionado por el script de matlab donde se marca la zona de combinaciones de interés para $L=20\text{nH}$ por ejemplo.

Por ejemplo, para el caso de L_{serie} se quiere la menor resistencia parásita posible, entonces sabiendo el valor de inductancia, se selecciona la de menor resistencia. Para el caso paralelo al revés.

5.2.3.1. Simulaciones

Se empezó simulando con los valores originales que se muestran en la tabla 5.1 y luego se ajustaron un poco debido a que la auto-resonancia aumentaba

Capítulo 5. Circuito integrado

un poco los valores de L a 1 GHz, como se puede ver en la figura 5.3. Por lo tanto, los valores finales son un poco menores.

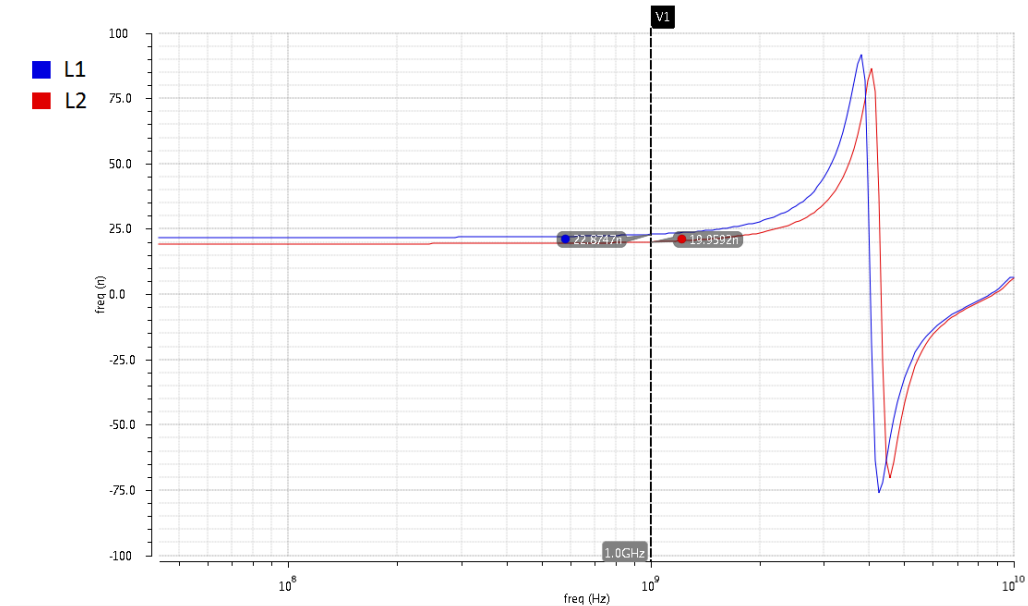


Figura 5.3: L1 es L_{serie} original y L2 es L_{serie} final.

C_{serie}	1.2pF
L_{serie}	20nH
$C_{paralelo}$	22pF
$L_{paralelo}$	1.2nH

Tabla 5.1: Componentes del diseño original, según la topología de la figura 3.5

Los valores finales se muestran en 5.2, donde obviamente las capacidades son levemente mayores a las originales, de forma tal que se mantenga la resonancia en 1 GHz.

C_{serie}	1.3 pF
L_{serie}	17.6 nH
$C_{paralelo}$	23 pF
$L_{paralelo}$	0.958 pH

Tabla 5.2: Valores de capacidad e inductancia de los componentes finales.

En cuanto al Q de las bobinas, el mismo no varía en 1 GHz como se puede apreciar en 5.4.

5.2. Diseño y simulaciones

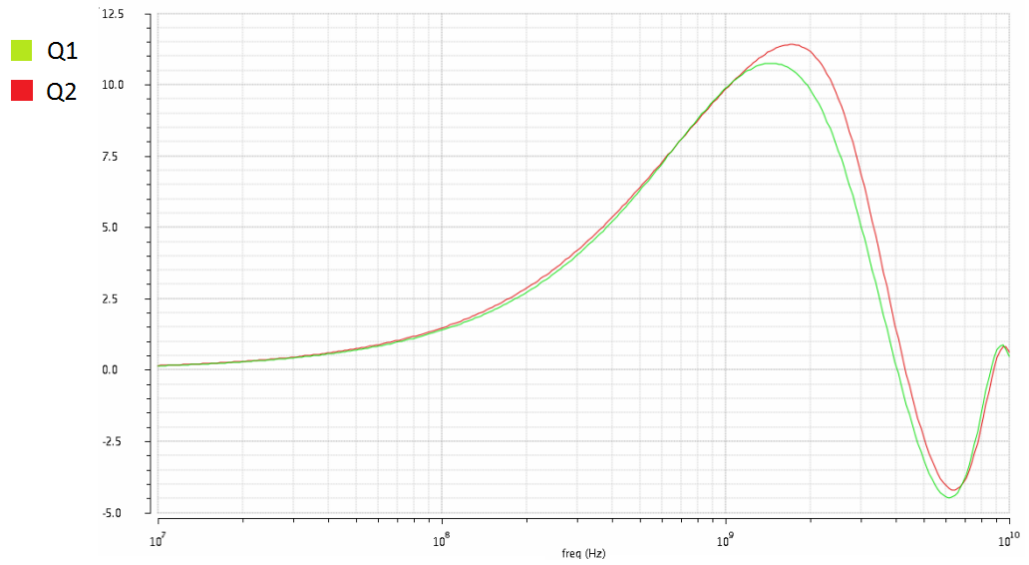


Figura 5.4: Q_1 y Q_2 son los factores de calidad de L_1 (original) y L_2 (final) respectivamente.

Por último, se realiza una comparación de la respuesta AC entre ambos diseños en 5.5. Como era de esperarse, el diseño original tiene la banda de paso corrida un poco hacia abajo en frecuencia con respecto al final. Más precisamente 30 MHz.

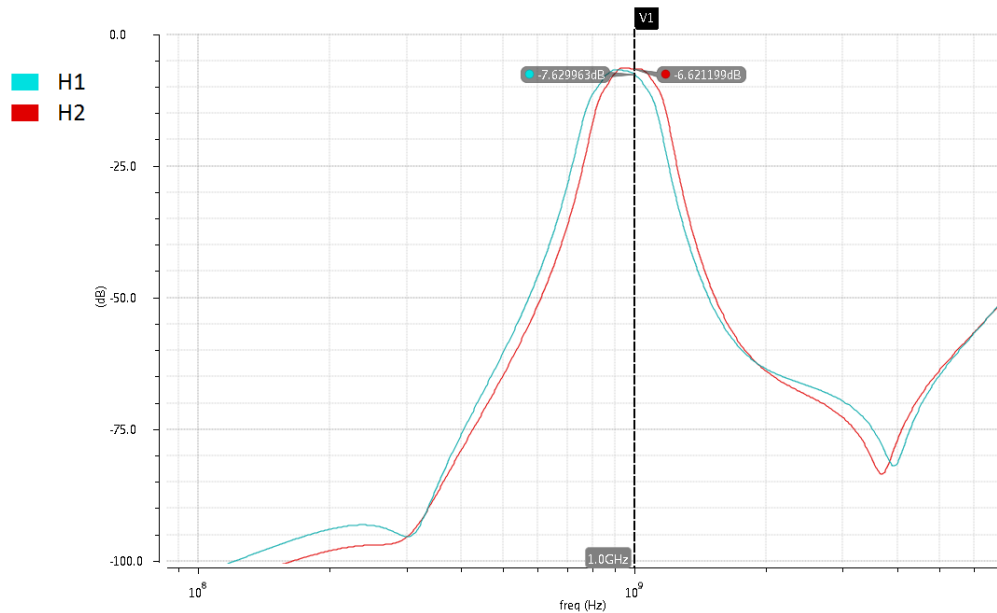


Figura 5.5: H_1 y H_2 son las transferencias del filtro con los componentes originales y finales respectivamente.

En la figura 5.6 se muestra el esquemático final del filtro. Se tiene que $L_1 =$

Capítulo 5. Circuito integrado

$L_3 = L_{serie}$, $L_2 = L_4 = L_{paralelo}$, $C_1 = C_3 = C_{serie}$ y $C_2 = C_4 = C_{paralelo}$.
Esta notación se mantiene de aquí en más.

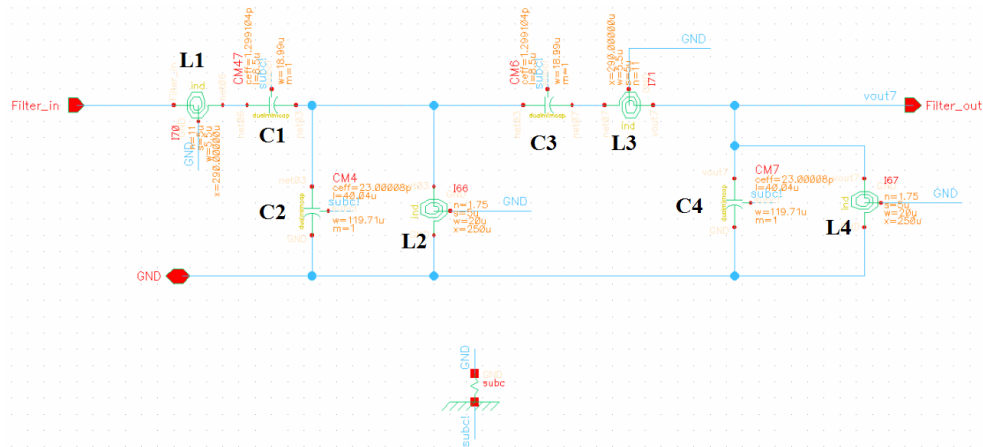


Figura 5.6: Esquemático del filtro pasa-banda diseñado.

Corners

Hubo un problema que impidió hacer los corners mediante una simulación de Montecarlo. Por lo tanto, se investigó cual era la variación de los componentes en los modelos de la tecnología y se hicieron variar los valores de los componentes según un rango de 3σ .

El rango de variación usando ese criterio es $3 \times 0,7\% = 2,1\%$ para los capacitores y $3 \times 1\% = 3\%$ para los inductores.

En la figura 5.7 se puede observar el resultado de los corners.

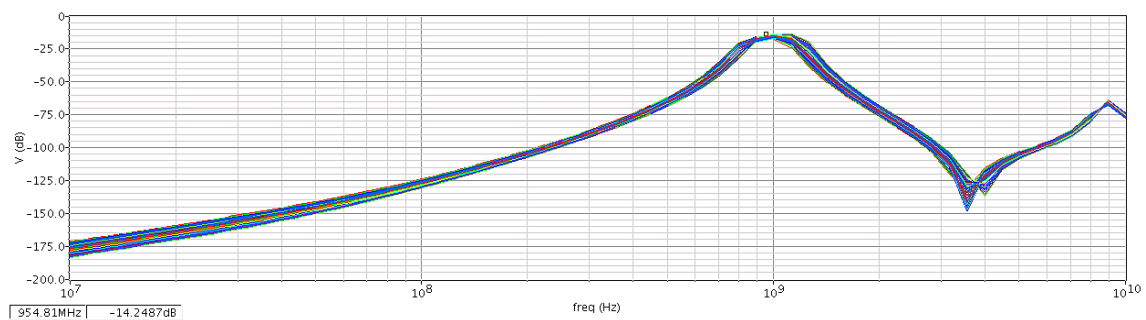


Figura 5.7: Respuesta AC del filtro variando valores de los componentes dentro del rango esperado.

5.2.4. Circuito completo ideal

En esta sección nos enfocaremos en el circuito completo, es decir, etapa de diodos + filtro pasa-banda. Las simulaciones de esta sección son previas a haber realizado el layout, por lo tanto, no entran en juego los parásitos debido al mismo.

5.2.4.1. Circuito principal, estructuras ESD y limitaciones de potencia

En la figura 5.8 se puede ver el esquemático utilizado para simular el comportamiento de todo el circuito, incluyendo los bondpads con sus estructuras ESD. Básicamente lo que es parte del chip es el bloque principal (donde se lee “Diodos + Filtro”) y los bondpads para V_{in} , V_{out} , V_C y gnd . El resto es externo al chip: la fuente de señal con su $R_s = 50\Omega$, la carga $R_L = 50\Omega$, las fuentes de continua $V_{DDring} = 1,2V$ y $V_C = 0,6V$. En realidad, dado que estamos trabajando en alta frecuencia, para cada señal que va al exterior se utilizan 3 bondpads siendo el del medio la señal mientras que los otros 2 de tierra². Por simplicidad se obviaron en dicha imagen.

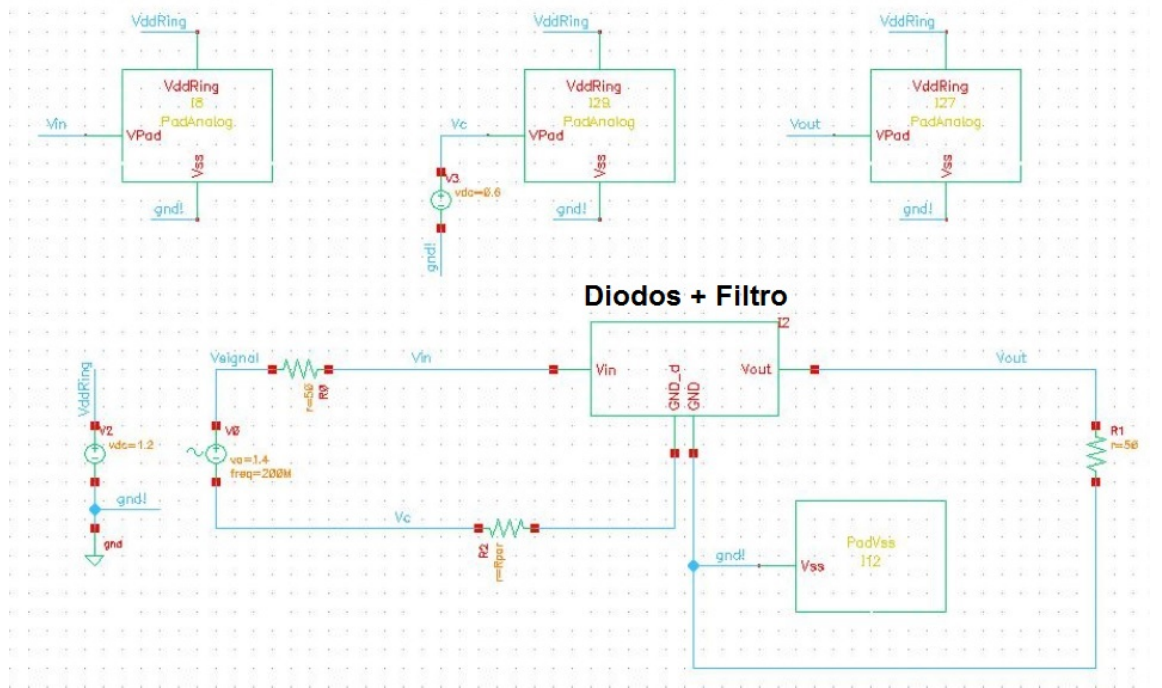


Figura 5.8: Esquemático del test bench de todo el circuito.

Un detalle no menor con respecto al circuito es que en realidad la referencia de tierra de la fuente de señal y los diodos es $V_C = 0,6V$ mientras que para el filtro y la carga es $gnd = 0V$. Esto se debe a las estructuras ESD cuyo circuito se muestra en la figura 5.9.

²Estos pads de tierra ofician de shielding de la señal para protegerla de interferencias externas.

Capítulo 5. Circuito integrado

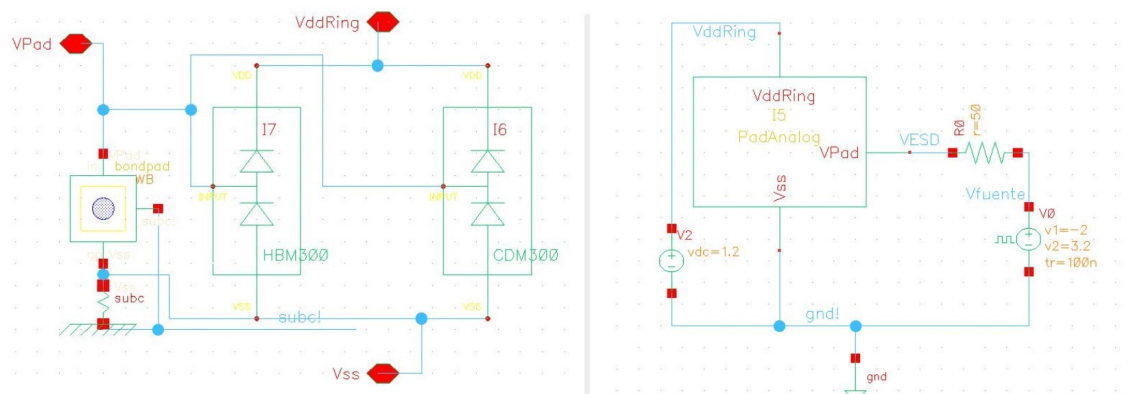


Figura 5.9: **Izq.:** Esquemático interno de un bondpad donde se pueden apreciar los 4 diodos que conforman la estructura ESD. **Der.:** Prueba realizada para obtener los V_{γ} de los diodos de protección.

Dichas estructuras poseen 4 diodos de protección. El funcionamiento es sencillo:

1. Si se cumple que $\dot{V}_{pad} > 0$ y V_{pad} está por alcanzar el valor $V_{ddRing} + V_{\gamma,ESD}$ entonces los diodos superiores conducirán fijando V_{pad} en dicho valor.
2. Si se cumple que $\dot{V}_{pad} < 0$ y V_{pad} está por alcanzar el valor $V_{ss} - V_{\gamma,ESD}$ entonces los diodos inferiores conducirán fijando V_{pad} en dicho valor.
3. Si no se da ninguno de los casos anteriores entonces V_{pad} es fijado por la circuitería externa.

Para hallar $V_{\gamma,ESD}$ se hizo una simulación cuyo circuito se muestra en la imagen de la derecha de la figura 5.9. Como se ve, dicho circuito consiste simplemente en un bondpad con su alimentación $V_{ddRing} = 1,2V$ y una fuente de pulsos V_{fuente} con una resistencia $R = 50\Omega$. El resultado se encuentra en la figura 5.10

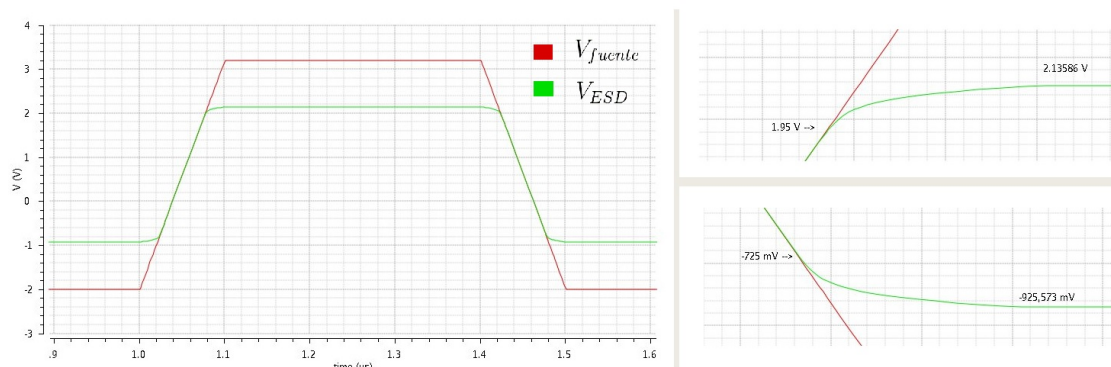


Figura 5.10: **Izq.:** En rojo se tiene V_{fuente} mientras que en verde se tiene V_{ESD} . **Der.:** Zoom de los codos donde actúan las protecciones.

5.2. Diseño y simulaciones

Observando los lugares donde V_{ESD} deja de seguir a V_{fuente} se deduce que $V_{\gamma,ESD}$ es aproximadamente $0,75V$ (ver figura derecha 5.10). Por lo tanto, todas las tensiones de los bondpads del chip deben estar en el rango:

$$(-V_{\gamma,ESD}; V_{ddRing} + V_{\gamma,ESD}) = (-0,75V; 1,95V) \quad (5.3)$$

para que no se activen los diodos de protección.

Volviendo al circuito principal (figura 5.8), para aprovechar al máximo este rango de operación se agrega una continua a la entrada que sea el punto medio entre 0 y V_{ddRing} . Es decir que $V_{signal}(t) = V_P \sin(\omega t) + V_C$ donde $V_C = 0,6V$. Dado que la amplitud a la salida será pequeña (del orden de 100 mV), la referencia puede ser tierra sin ningún problema.

Restricciones para la entrada

Según lo discutido hasta ahora, surgen restricciones para la entrada:

1. Se analiza si existe alguna entrada que provoque la operación de alguna de las estructuras ESD.
 - Supongamos que D1 y D2 están en OFF. Entonces,

$$v_{in} = \frac{(V_c + v_s)Z_{filtro}}{Z_{filtro} + R_s} \quad (5.4)$$

Dado que los diodos están apagados, no se generan armónicos. Entonces solo está presente la componente a 200 MHz de la entrada. Simulando se encuentra que $|Z_{filtro}@200MHz| = 521\Omega$ que tiene sentido ya que a baja frecuencia predomina C1 sobre L1 y además, L2 debe estar llevando a una tensión baja el otro nodos de C1. Haciendo una cuenta rápida se tiene que $1/j\omega C_1 = -j612\Omega$ lo cual es similar en magnitud. En resumen tenemos que $|Z_{filtro}@200MHz| \gg R_s = 50\Omega$. Por lo que:

$$v_{in} \cong V_c + v_s = V_c + V_P \sin(\omega t) \quad (5.5)$$

para que se cumpla la condición 5.3, $V_P \leq 1,35V$.

- En realidad, antes que se active una protección ESD, deja de valer la suposición D1,D2 OFF. En ese caso, se tienen 2 opciones.
 - D1 ON, D2 OFF: Se tiene que $v_{in} = V_c - V_{\gamma,D1} \cong -0,1V$
 - D2 ON, D1 OFF: Se tiene que $v_{in} = V_c + V_{\gamma,D2} \cong 1,3V$

En ambos casos se supuso $V_{\gamma,D1,2} \cong 0,7V$. Para los diodos MACOM esto es verdad. Para los havar no se sabe, pero probablemente sea similar. Para que actúe una protección ESD antes de que se encienda un diodo, $V_{\gamma,D1,2} \geq 1,35V$ lo cual sería muy raro.

Como conclusión, v_{in} queda comprendida dentro del rango especificado en 5.3.

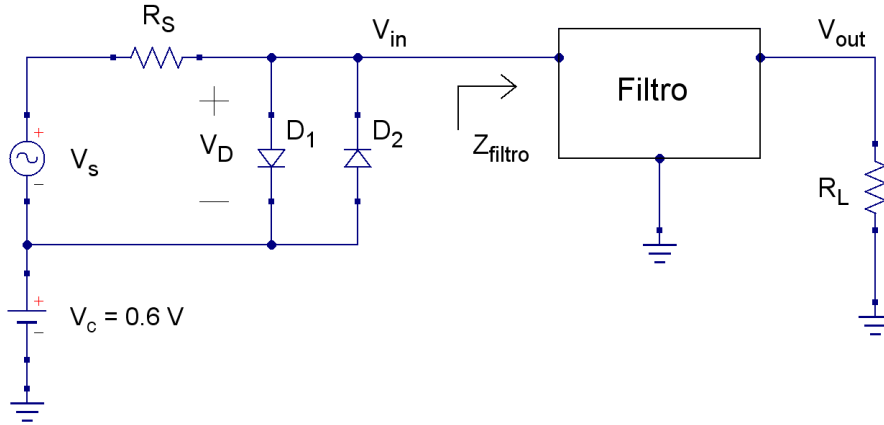


Figura 5.11: Circuito 5.8 simplificado.

2. Otra restricción en el valor máximo de tensión a la entrada podría estar vinculada a los havar. En el manual declara que para dicho dispositivo $V_{max} = 3V$. En nuestro caso hay que pensar en $I_{D,max}$ o $P_{D,max}$, ya que al estar conectados en anti-paralelo, $V_{reverse,max} \leq V_\gamma$. Sin embargo, no se cuenta con la información de dichas magnitudes límite.
3. Una tercera restricción viene de la mano de la máxima potencia que puede entregar el generador de onda utilizado para excitar el chip. Esta restricción es particular a nuestro caso ya que se cuenta con un generador modelo Gigatronics 6061 A (10kHz – 1050MHz) capaz de entregar una potencia máxima de 19 dBm. Suponiendo que el generador ve 50Ω entonces tendríamos que $V_{P,max} = 2 \times \sqrt{2R_L \times P_{max}} = 2 \times 2,818V = 5,636V$.

Luego de analizar estos puntos se concluye que la condición más restrictiva es la impuesta por la potencia máxima que es capaz de entregar el generador de ondas. En realidad está dentro de las posibilidades que la condición más restrictiva sea la de máxima disipación de potencia del havar en forward. Dada la falta de información, no es posible afirmarlo.

5.2.4.2. Simulaciones

Se simuló el circuito de la figura 5.8 imponiendo una entrada del tipo:

$$V_{signal}(t) = V_P \sin(\omega t) + V_C \quad (5.6)$$

donde $\omega = 2\pi f = 2\pi 200MHz$ y, como se mencionó en la sección 5.8, $V_C = 0,6V$. En la figura 5.12 se muestra V_{out} para $V_{Pn} = V_0 + n\Delta V$ con $V_0 = 1V$, $\Delta V = 0,3V$ y $n = 1, \dots, 6$.

Lo primero que se puede observar es que a pesar de ir variando la amplitud de la entrada en forma lineal, la salida no vario de la misma manera, sino que al principio creció más rápido y luego se fue enlenteciendo la tasa de crecimiento.

5.2. Diseño y simulaciones

Esto claramente se debe a la no linealidad que genera la presencia de los diodos, como se constató con la característica de entrada-salida estudiada en el capítulo 2 (ver figura 2.7).

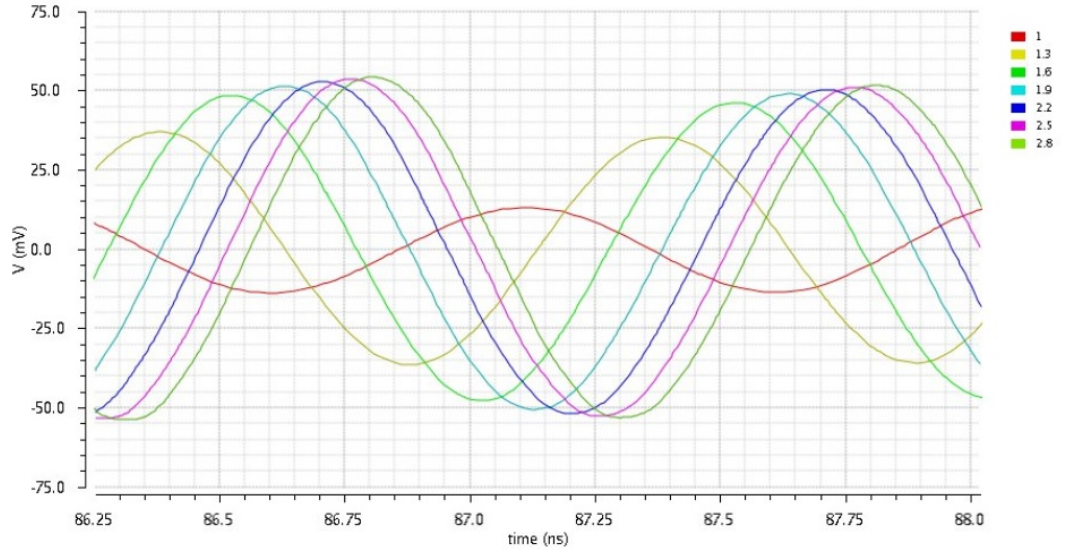


Figura 5.12: Tensiones a la salida del circuito de la figura 5.8 para 7 entradas sinusoidales cuyas amplitudes van desde 1V a 2,8V

Una parámetro importante es la **eficiencia** del sistema. Se pueden definir 2 eficiencias:

1. Eficiencia total: $\eta_1 = P_{out}/P_{signal}$
2. Eficiencia parcial: $\eta_2 = P_{out}/P_{in,1GHz}$

η_1 es el cociente de las potencias medias entre el tono de 200 MHz de la fuente y el armónico de 1 GHz a la salida mientras que η_2 tiene como denominador la potencia media de la componente de 1GHz de la señal que está justo antes del filtro pasa-banda.

Capítulo 5. Circuito integrado

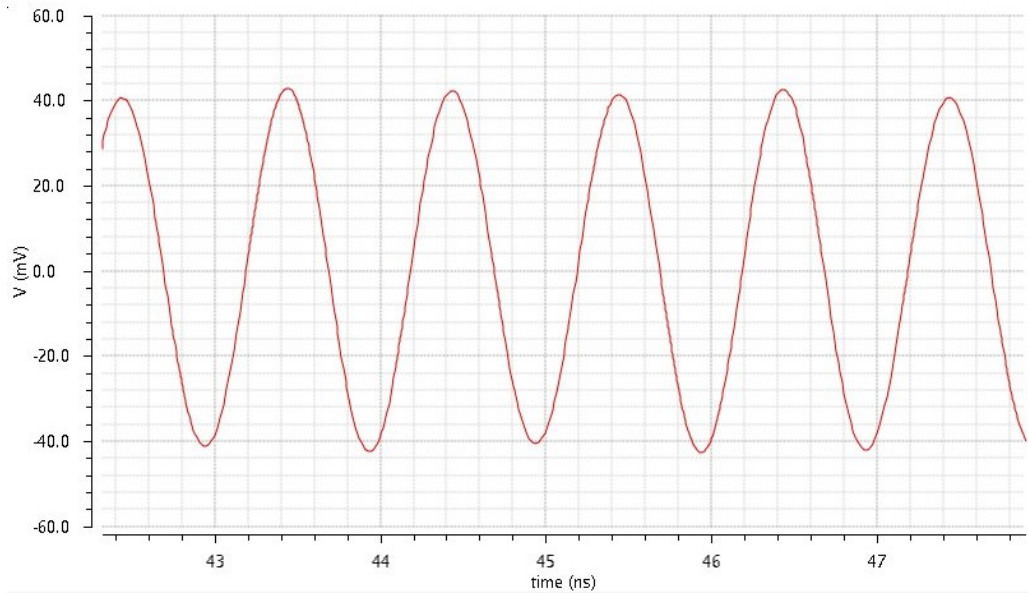


Figura 5.13: Señal a la salida del circuito para el caso $V_P = 1,4V$

Por lo tanto, $\eta_1 < 1$ siempre ya que el filtro no deja pasar la energía que hay en el resto de las componentes armónicas mientras que η_2 podría llegar a ser muy próximo a 1 lo que indicaría que estamos ante un filtro que no atenúa en la banda de paso, lo cual es imposible en la práctica. Cabe mencionar que en realidad P_{out} no es la potencia de una senoide pura de 1GHz ya que existe una cierta distorsión armónica a la salida.

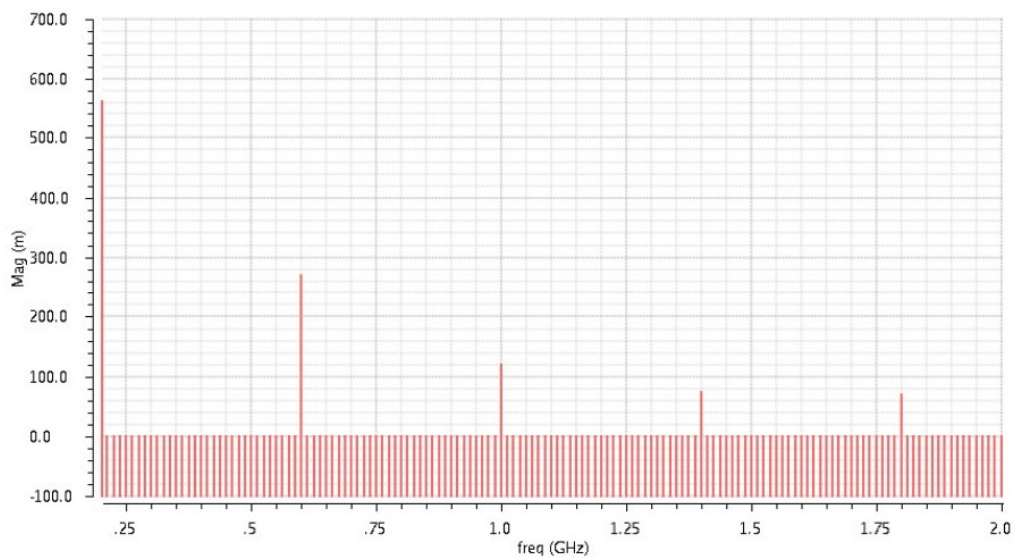


Figura 5.14: Componentes en frecuencia de v_{in} para el caso $V_P = 1,4V$

5.2.5. Layout

En la figura 5.15 se muestra el layout final del circuito completo. Además del circuito principal se encuentran sobre la parte inferior derecha un par de diodos havar para caracterizar.

El tamaño del circuito principal resultó en $610\ \mu\text{m}$ de ancho por $706\ \mu\text{m}$ de alto. Esto es sin tener en cuenta el ruteo hasta los bond pads, el cual se puede apreciar en 5.16.

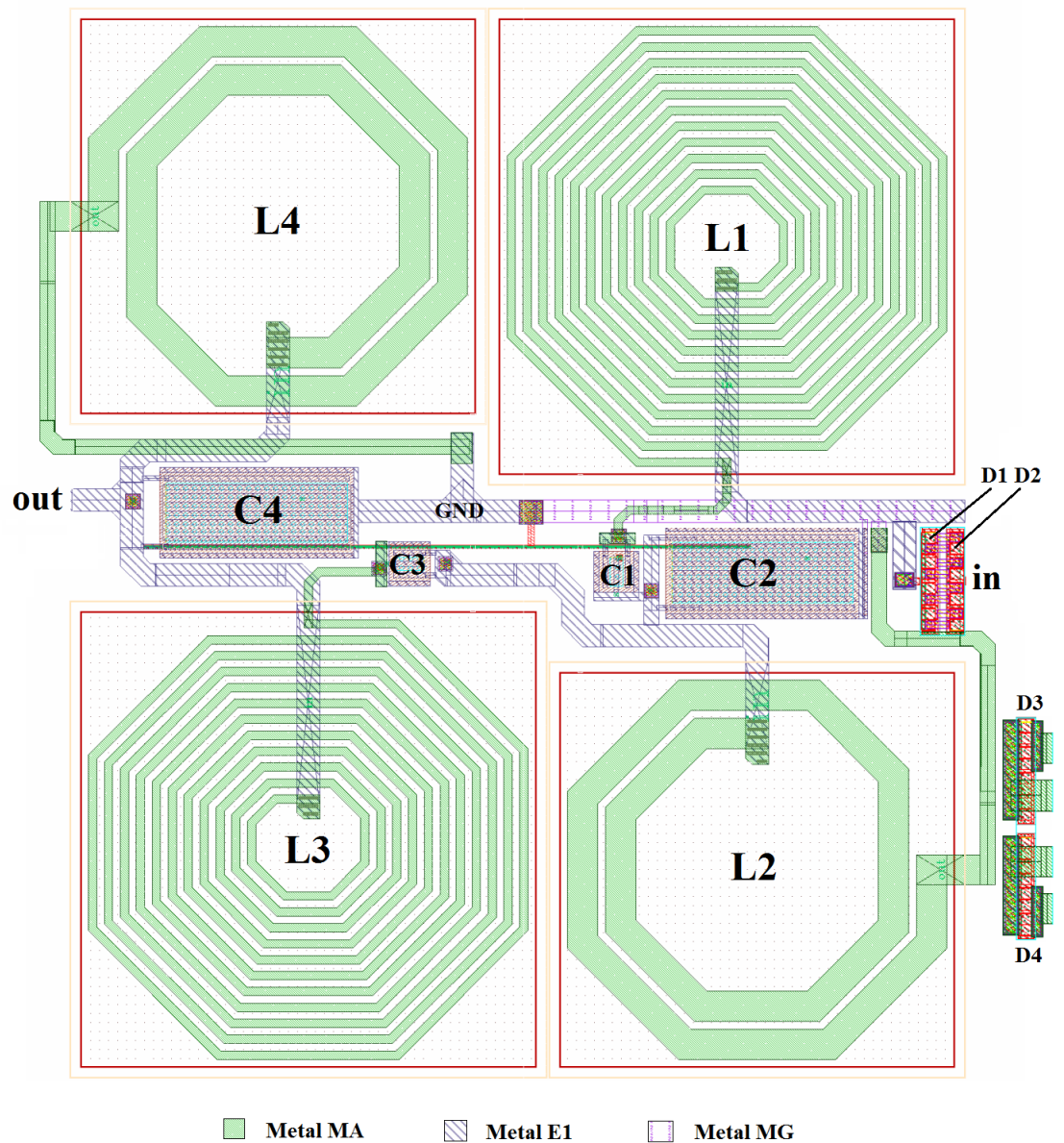


Figura 5.15: Layout del circuito integrado.

Capítulo 5. Circuito integrado

En verde se encuentran las bobinas mientras que los capacitores están placeados entre las bobinas de arriba y de abajo. Los diodos en anti-paralelo se encuentran en el extremo derecho (D1 y D2) entre las bobinas también.

Lo que se ve abajo a la derecha de la bobina L2 son 2 diodos extra (D3 y D4) que se mandaron a fabricar para ser caracterizados. Están conectados directo a los bondpads del chip.

Para realizar el layout se tuvieron los siguientes cuidados sugeridos por el manual de la tecnología:

- *Distancia a bondpads:* La misma debe ser de $84\ \mu\text{m}$.
- *Separación de inductores:* Para evitar inductancia mutua, si están separados más del 20% del diámetro, entonces $k < 0,1$. Esto se cumple excepto en el caso de L_1 con L_4 y L_2 con L_3 . Más adelante, cuando se realiza el extraído, veremos que un posible acoplamiento entre estos inductores no generó problemas.
- *Planos de tierra.* Existen varias opciones para los planos de tierra que van debajo de los inductores. El que da la menor capacidad a sustrato es la opción BFMOAT. Este plano de tierra es una capa en el sustrato levemente dopada.

Cabe mencionar que nuestro circuito fue mandado a fabricar en un chip compartido con otros proyectos como se puede apreciar en la imagen 5.16. El tamaño del chip es de 2 mm X 2 mm.

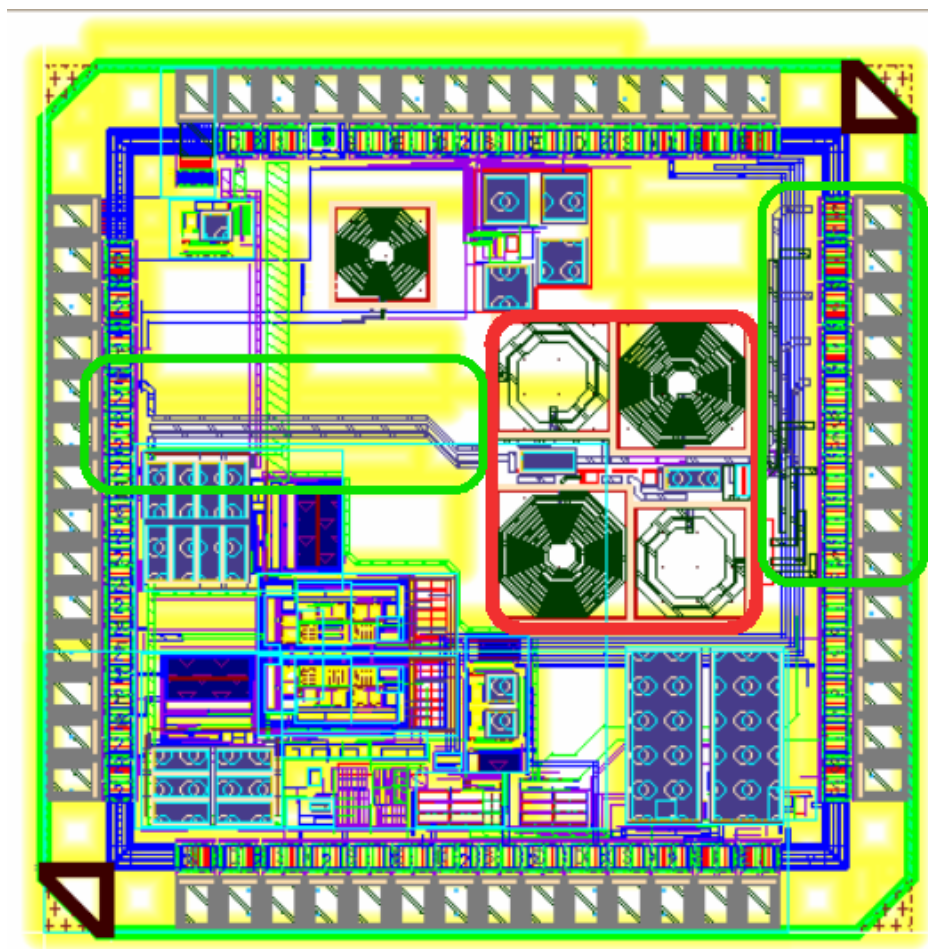


Figura 5.16: Marcado en rojo nuestro circuito. En verde el ruteo de nuestro circuito hasta los bondpads.

5.2.5.1. Circuito extraído

Se realizaron extraídos de parásitos únicamente del filtro para comparar simulaciones AC. Esto es porque a pesar de que se pueden extraer parásitos del layout del circuito completo (filtro + diodos havar), el interés en dicho circuito sería simular en el tiempo, lo cual no fue posible hacerse, como ya se ha mencionado.

En la figura 5.17 se comparan las respuestas AC simuladas para 5 casos:

- Ideal (sin parásitos).
- Extraído de resistencias parásitas.
- Extraído de resistencias, capacidades, auto-inductancias e inductancias mutuas parásitas.
- Extraído manual sin vías. Es decir, se calcularon las resistencias parásitas de las pistas midiendo las dimensiones de las mismas y utilizando los valores

Capítulo 5. Circuito integrado

de resistencia de los metales presentes en el manual. No se consideraron las vías.

- Igual que el caso anterior pero considerando las vías.

El valor de las resistencias del extraído manual con vías se encuentra en el esquemático de la figura 5.18.

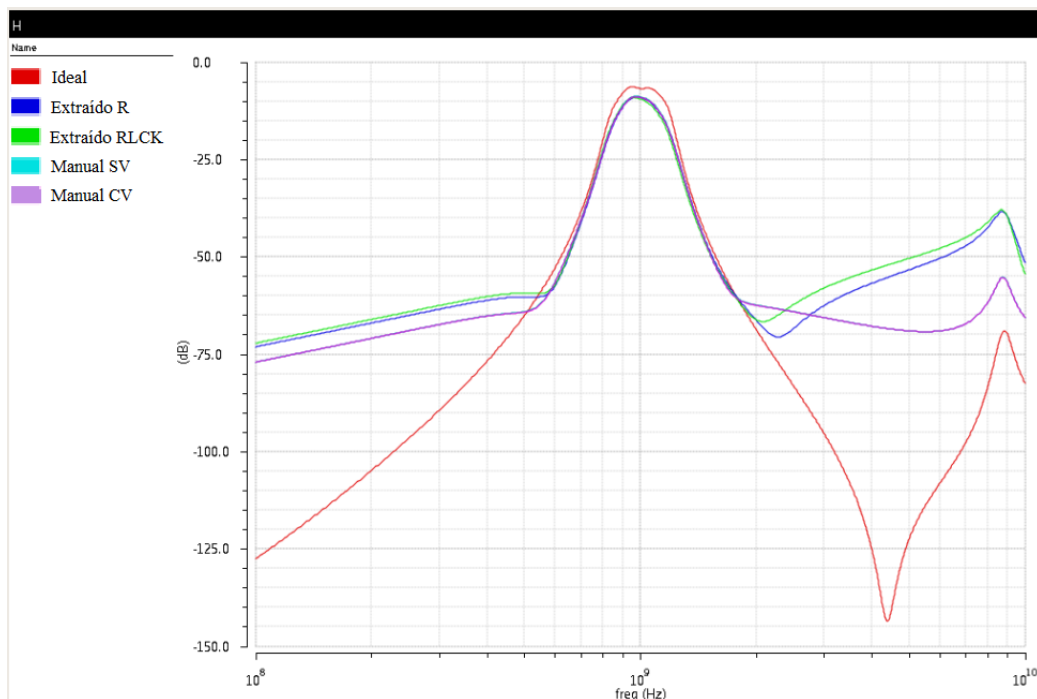


Figura 5.17: Comparación de la respuesta AC para el caso ideal y 4 extraídos.

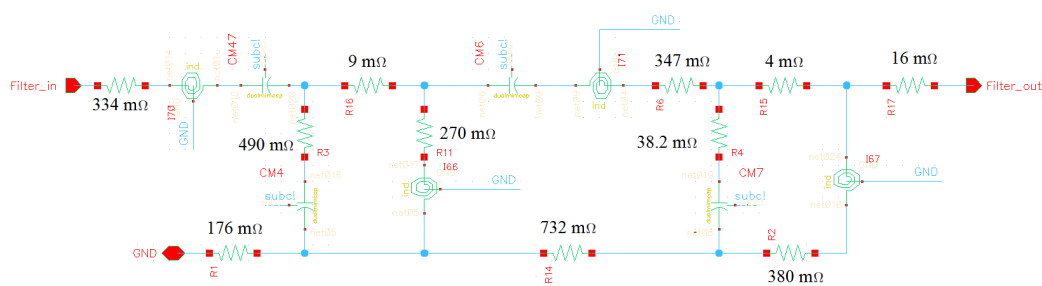


Figura 5.18: Filtro con resistencias parásitas medidas manualmente.

Observaciones

1. Las capacidades, auto-inductancias e inductancias mutuas parásitas parecen no ser determinantes en la modificación de la respuesta.

2. La resistencias de las vías no juegan ya que las curvas celeste y violeta de la figura 5.17 coinciden.
3. Entre 550 MHz y 2 GHz la respuesta no se ve muy afectada por los parásitos.
4. Los parásitos aumentaron la atenuación a 1 GHz de 6,8 dB a 9,6 dB.
5. A baja y alta frecuencia empeora el desempeño del filtro.

En baja frecuencia, las culpables del deterioro de la respuesta AC son las resistencias parásitas, ya que la curva violeta (extraído manual) y azul (extraído de cadence) de 5.17 son muy similares.

En alta frecuencia parece ser que en gran parte también son las resistencias parásitas las responsables del cambio. Sin embargo, existe una diferencia entre la curva violeta y la azul. Las posibles razones son:

- **Efecto skin.** Las resistencias utilizadas en la figura 5.18 son de la librería analogLib³ y quizás no tengan en cuenta el efecto skin. Esto explicaría porque hay diferencia a alta frecuencia y no a baja, ya que el efecto skin está más presente mientras mayor es la frecuencia.
- **Codos.** Aumento de resistencia parásita efectiva debido a los codos en los dobleces del ruteo. Poco probable que sea esta la razón ya que debería haber diferencia en baja frecuencia también.

Mediante simulaciones se encontró que la gran responsable en el cambio de la respuesta AC del filtro es la resistencia de $176\text{ m}\Omega$ que se encuentra al lado del pin de GND en 5.18. Llamémosla R_p . En la figura 5.19 se muestra como al ir variando R_p de $0\text{ }\Omega$ a $250\text{ m}\Omega$, la respuesta del filtro varía considerablemente. Además se compara el caso que considera todas la resistencias parásitas (curva punteada en rosado) con el caso que considera solo $R_p = 176\text{ m}\Omega$ (curva sólida en azul), siendo prácticamente iguales. Por otro lado se constató el poco efecto que tienen las demás resistencias parásitas.

³Librería nativa de cadence virtuoso.

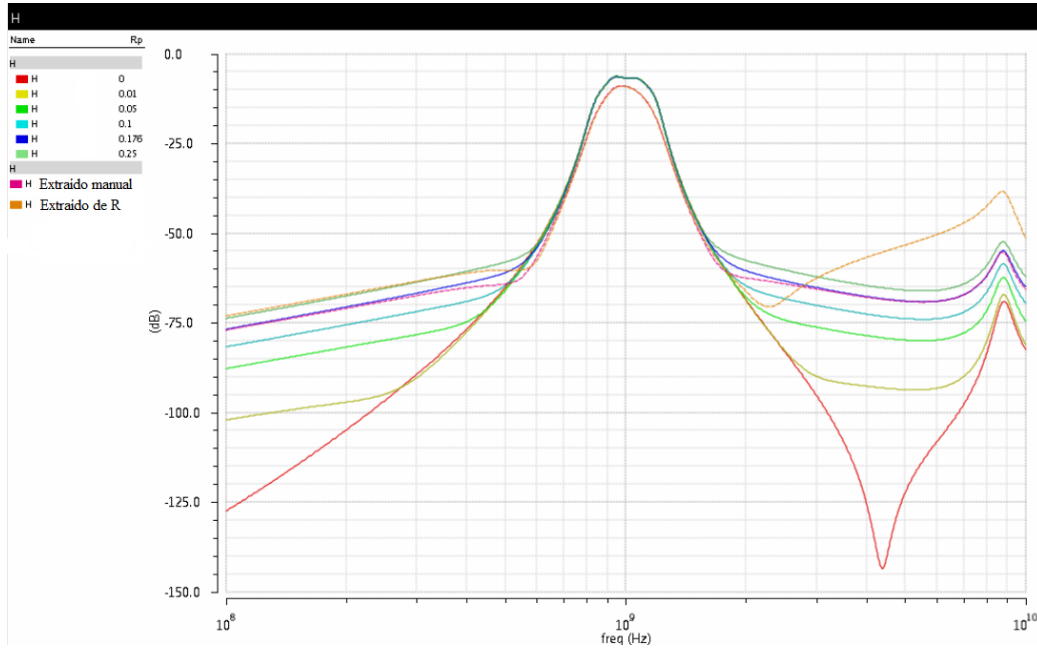


Figura 5.19: En punteado los extraídos de R y manual. En sólido, variando R_p .

Análisis a baja frecuencia

El impacto de R_p en el cambio de la respuesta del filtro no es catastrófico para el funcionamiento del mismo, ya que la atenuación en baja y alta frecuencia ($f < 6GHz$) es de al menos 50 dB = 316. A pesar de esto, se explica dicho impacto de R_p en el circuito, debido al interés analítico del mismo.

Dado lo largo del desarrollo, en el apéndice B.4 se demuestra que a baja frecuencia, en particular para $\omega < \sqrt[3]{\frac{R_p}{10L_b^2C_b}}$ siendo $C_b = C_1 = C_3$ y $L_b = L_2 = L_4^4$, el filtro tiene como circuito equivalente el de la figura 5.20.

De esa desigualdad surgen unas frecuencias límite para diferenciar donde se cumple dicha equivalencia. Estas frecuencias son aproximadamente las mismas que aquellas donde se da que la respuesta AC comienza a ser diferente de la ideal (ver las “rodillas” que aparecen antes de la banda de paso en 5.19). Dichas frecuencias límite se resumen en la tabla 5.3 (en función de R_p).

Si se observa detalladamente, para los R_p más grandes estas frecuencias (que son también las más grandes) distan un poco de el lugar donde se dan las “rodillas”. Esto es porque hay algunas condiciones (B.18 y B.20) utilizadas en el desarrollo que comienzan a dejar de cumplirse, por lo que la equivalencia entre el circuito 5.18 (solo con la resistencia parásita de 176mΩ) y el 5.20 deja de valer.

⁴Los subíndices “b” hacen referencia a que se está en baja frecuencia.

5.2. Diseño y simulaciones

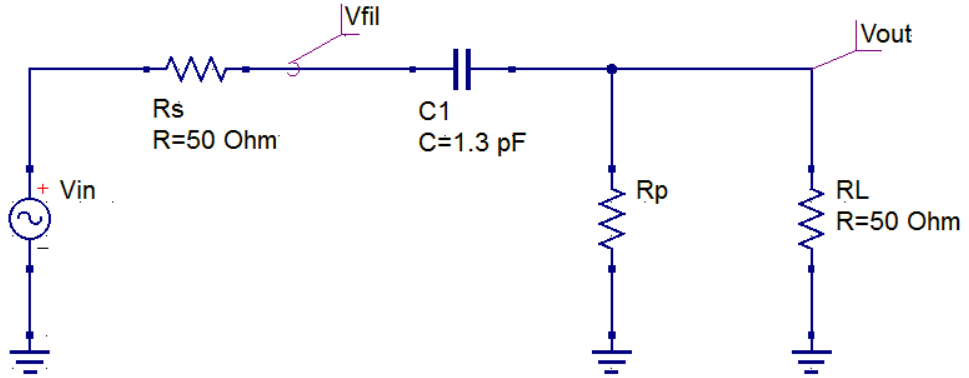


Figura 5.20: Circuito equivalente al filtro con R_p , a baja frecuencia.

R_p (m Ω)	10	50	100	176	250
f (MHz)	249.25	426.21	536.99	648.34	728.81

Tabla 5.3: Frecuencias límite tales que para frecuencias menores, los circuitos 5.18 y 5.20 son equivalentes.

Más allá de estos detalles, se calcula la transferencia del circuito equivalente:

$$\frac{v_{out}}{v_{fil}} = \frac{R_L R_p}{R_L R_p + \frac{R_p + R_L}{j\omega R_p C_b}} \cong \frac{j\omega R_p C_b}{j\omega R_p C_b + 1} \cong j\omega R_p C_b \quad (5.7)$$

donde se usó que $R_p \ll R_L$ y $\omega R_p C_b \ll 1$. Esta última asunción es verdad para $f \ll 490 \text{ GHz}$ para el caso $R_p = 250 \text{ m}\Omega$. En 5.21 se puede observar como a baja frecuencia existe un parecido con las respuestas simuladas de 5.19.

Capítulo 5. Circuito integrado

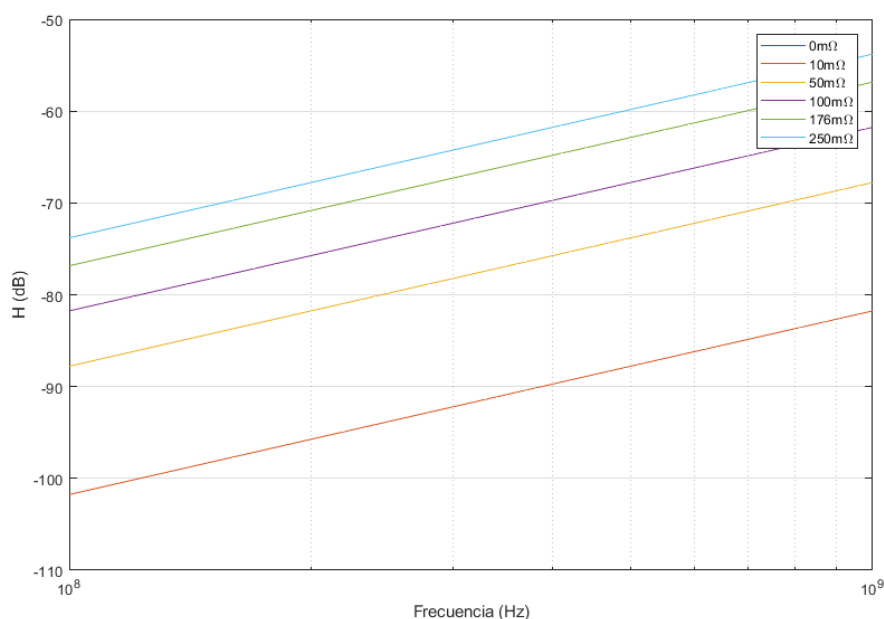


Figura 5.21: Transferencia del filtro en baja frecuencia, usando la expresión 5.7 para distintos R_p .

Conclusión

R_p provoca que un punto que tendría que ser de tensión nula (o casi nula mejor dicho) no lo sea. Visto en corrientes sería que la corriente que entraba al filtro que con $R_p = 0$ era desviada en su gran mayoría a tierra, comience a ir un poco hacia la salida para $R_p > 0$.

A alta frecuencia la cuestión es un poco más complicada porque entran a jugar las resonancias y anti-resonancias producto de los parásitos propios de los componentes. Sin embargo, se podría analizar como afecta R_p de forma similar. Dado que no aporta al contenido, se opta por no entrar en detalle en ese caso.

5.2.6. Mediciones

No se pudieron realizar mediciones debido al atraso en la llegada del chip.

5.2.7. Referencias

1. *cmrf8sf design manual* del Department 9G8A - Mixed Signal Technology Development - IBM Microelectronics Division. Versión del 30 de Noviembre del 2010.

Apéndice A

Modelado de los diodos havar

Introducción

En este apéndice se detallan los puntos tratados para lograr obtener información del comportamiento de los diodos *havar* en forward a partir de la información disponible en reverse. Como se mencionó en el capítulo 5, el modelo que IBM proporciona en la tecnología utilizada no contempla el funcionamiento en forward así como tampoco brinda información sobre dicha condición de operación. Por lo tanto, se buscó una manera de modelar el diodo en forward con el objetivo de facilitar y hacer más confiable el diseño de la etapa de los diodos SRD. Antes de proseguir, cabe aclarar que el resultado de este estudio no pudo aprovecharse en la práctica debido a problemas de convergencia en las simulaciones al utilizar el modelo aquí desarrollado. A pesar de ello, se expone el estudio realizado debido al interés que presenta en sí mismo. Además, en el futuro podrían existir mejoras y/o alternativas en este desarrollo que permitan converger e incluso lograr una descripción razonablemente buena del comportamiento de los *havar* en un rango amplio de polarización (e. g. de -6V a 6V).

Desarrollo

La capacidad de forward de un diodo está dada por:

$$C_f = \frac{\tau_P I_D}{\eta V_T} \quad (\text{A.1})$$

donde τ_P es el tiempo de vida medio de los huecos, I_D es la corriente por el diodo, η es el llamado factor de idealidad y V_T es el voltaje térmico.

De esta expresión es claro que para obtener C_f es necesario conocer τ_P . Si se observa la figura A.1 se puede pensar que un posible camino para deducir dicho parámetro es estimar la concentración de portadores mayoritarios del silicio. Es lógico pensar que a mayor cantidad de electrones del lado n, menor será el tiempo que demore un hueco minoritario (que cruzó del lado p al n) en recombinarse. En efecto, esto es lo que se aprecia en dicha figura.

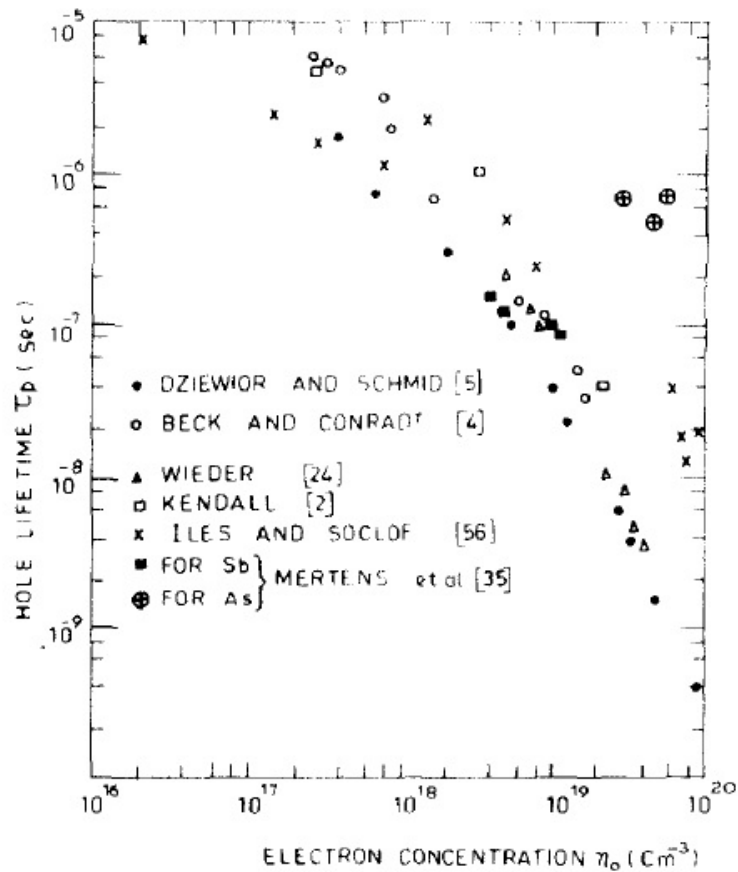


Figura A.1: Vida media de portadores minoritarios en función de la concentración de portadores mayoritarios en un material tipo n. M. S. Tyagi & R. Van Overstraeten (1983).

Apéndice A. Modelado de los diodos havar

Bajo la hipótesis de una juntura hiper-abrupta, como la del havar, se puede considerar la siguiente ecuación para modelar el perfil del dopaje:

$$N = Bx^n \quad (\text{A.2})$$

donde B y $n < 0$ son constantes mientras que x es la distancia a la juntura. Integrando la ecuación de Poisson de electrostática se llega a que el ancho de depleción es:

$$W_D = \left(\frac{\epsilon_S(n+2)(V_R + V_0)}{qB} \right)^{1/(n+2)} \quad (\text{A.3})$$

siendo ϵ_S la permitividad eléctrica, V_0 el potencial de contacto de la juntura (no confundir con V_γ), V_R el voltaje de reverse aplicado al diodo y q la carga del electrón. Considerando que la capacidad por unidad de área es $C_D = \epsilon_S/W_D$ se llega a la siguiente expresión:

$$C_D = \left(\frac{qB\epsilon_S^{n+1}}{(n+2)(V_R + V_0)} \right)^{1/(n+2)} \quad (\text{A.4})$$

Por otro lado, la capacidad de juntura de un diodo en reverse está dada por la conocida ecuación:

$$C_j = \frac{C_{j0}}{(1 + V_R/V_0)^m} \quad (\text{A.5})$$

Igualando estas dos expresiones se obtienen las siguientes relaciones:

$$m = \frac{1}{n+2} \quad (\text{A.6})$$

$$C_{j0} = \frac{1}{V_0} \left(\frac{qB\epsilon_S^{n+1}}{n+2} \right)^{1/(n+2)} \quad (\text{A.7})$$

Si conociéramos los parámetros de la ecuación A.5, es decir, C_{j0} , V_0 y m , entonces podríamos encontrar los valores para B y n quedando así definido el perfil dado por la expresión A.2.

Para lograr dicho objetivo se extrajeron 7 puntos de una de las curvas Capacidad-Voltaje del manual de la tecnología. Dicha curva es creciente con el voltaje y tiene una forma similar a una exponencial. Utilizando Matlab se corrió un script que encontró los parámetros que hicieran aproximar mejor la ecuación A.5. Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

m	0,7960
V_0	1,1940 V
C_{j0}	7,15 pF

Tabla A.1: Parámetros de C_j para el ajuste de C_{havar}

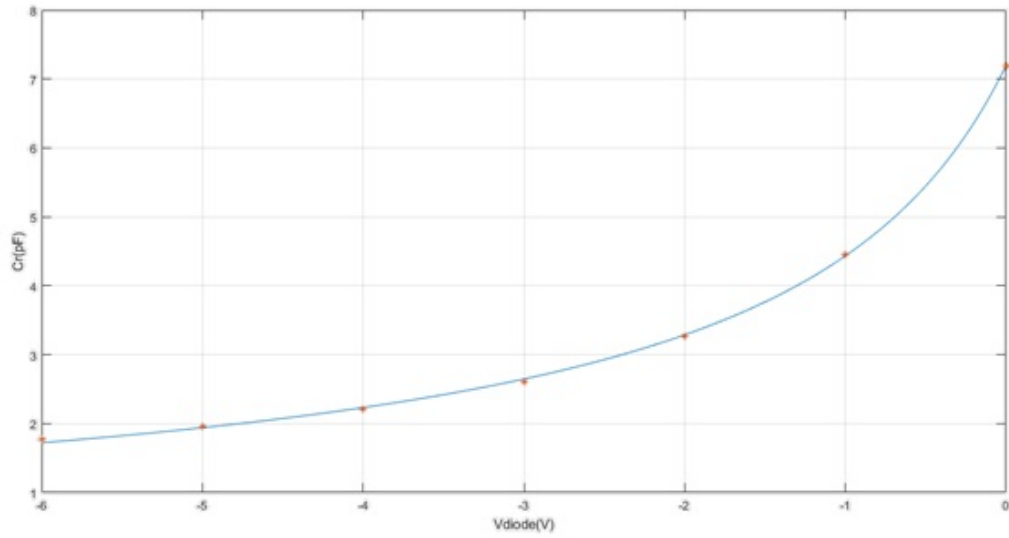


Figura A.2: Curva de capacidad de reverse ajustada utilizando la ecuación A.5 y algunos puntos tomados de la curva del manual.

En la figura A.2 se puede apreciar la curva de ajuste la cual tiene un error cuadrático medio menor a 0.03 pF con respecto a la del manual a 25°C, lo que representa un error relativo máximo de 1,5 %. La gráfica de la figura A.3 muestra el perfil de dopado de donadores entre 0 y 1 μm . Se considera que el nivel de dopado del lado n es mucho menor que del lado p, es decir, $N_A \gg N_D$, ya que la juntura del havar es de la forma $p^+n^-n^+$. Por lo tanto, el tiempo que limita la velocidad de conmutación del diodo es τ_P porque del lado p los electrones se van a recombinar mucho más rápido que los huecos del lado n, haciendo que la carga almacenada en el diodo sean mayoritariamente huecos minoritarios del lado n.

Apéndice A. Modelado de los diodos havar

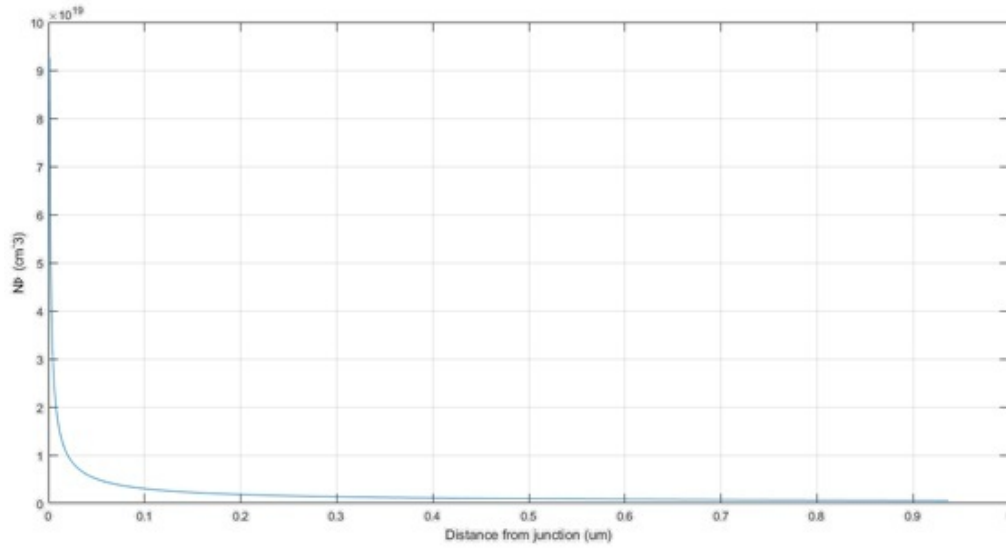


Figura A.3: Perfil de dopado calculado a partir de la fórmula A.2

Un detalle no menor es que este modelo para el perfil es válido solo en la cercanías de $x = W_D$ donde para este caso se obtiene un $N_D = 9,5651 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$. En este punto ya se puede conocer τ_P . Sin embargo, de la gráfica A.1 se obtiene un rango más que un único valor, el cual va desde 500 ns a $3 \mu\text{s}$. Esta dispersión se debe a que se utilizan diferentes modelos para relacionar τ_P con N_D . Finalmente, considerando que $V_T = 25,69 \text{ mV}$ @ $T = 25^\circ\text{C}$, $\eta \simeq 1,1$ (en nuestro caso) y la expresión A.1 para la capacidad de forward se obtiene la familia de rectas de la figura A.4

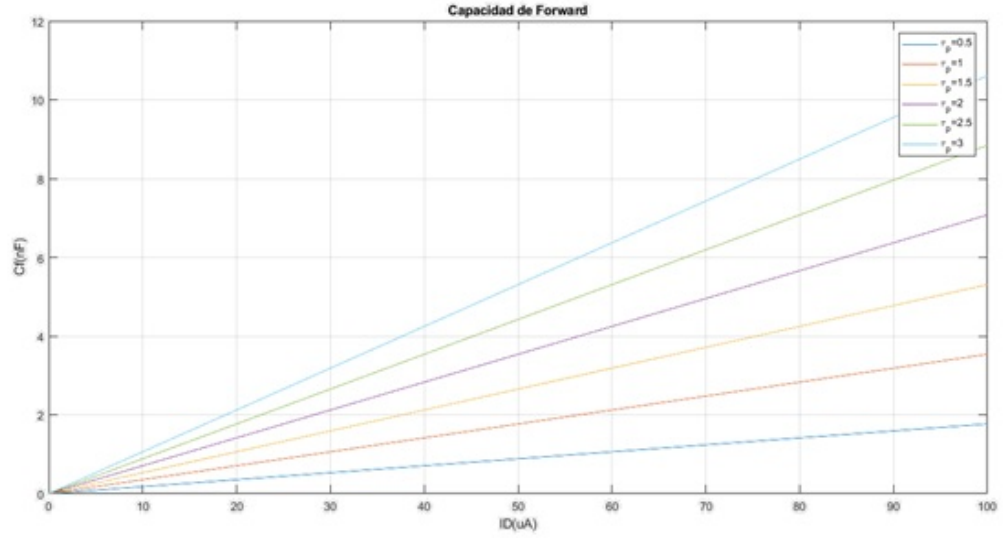


Figura A.4: Capacidad de forward en función de la corriente por el diodo para $\tau_P = (0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3) \mu s$

En este punto del estudio es claro que existen dos problemas:

- 1) El valor de la capacidad de forward depende de la corriente por el diodo.
- 2) El rango para el tiempo de vida medio de los huecos es muy grande.

A pesar de estos dos problemas complicados de abordar, el objetivo de obtener un modelo de C_f solo contando con información del comportamiento en reverse está cumplido.

Para lograr utilidad práctica es necesario implementar este modelo en algún simulador de circuitos como por ejemplo LTSpice. Para ello, se tomó como referencia el trabajo realizado por J. Zhang & A. Raisanen (1995) el cual mejora el clásico modelo de 2 capacidades para un diodo, agregando una transición la cual haga que todo el modelo sea continuo y derivable para así evitar tener problemas de convergencia en los simuladores.

Lamentablemente, no se pudo lograr implementar una simulación que converga y además tenga resultados coherentes. La mayoría no convergían y cuando lo hacían, los resultados eran disparatados. Se observó que el cambio de pendiente en la capacidad cuando se pasaba del estado de corte al estado de conducción era muy grande, lo que provocaba que la corriente fuera excesivamente grande en los casos donde la simulación culminaba con éxito.

Conclusión

Dada la imposibilidad de utilizar el modelo del havar para simular en forward y el hecho de no haber podido construir un modelo completo de forma satisfactoria a partir de la información del comportamiento en reverse, se utilizó el valor de C_{j0} como referencia en los MACOM para simular el circuito completo y decidir el tamaño de los diodos havar a fabricar.

A.0.1. Referencias

1. J. Zhang & A. Raisanen, “*A new model of step recovery diode for CAD*” - 1995 in IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Orlando, FL, USA, pp. 1459-1462 vol.3.
2. M. S. Tyagi & R. Van Overstraeten - “*Minority carrier recombination in heavily-doped silicon.*” - 1983 in Solid-State Electronics Vol. 26, No. 6, pp. 577-597.
3. Simon M. Sze & Kwok K. Ng - “*Physics of Semiconductor Devices*”, 3rd Edition - 2007.

Apéndice B

Desarrollos matemáticos

B.1 Desarrollos del capítulo 2

B.1.0.1. Coeficientes de Fourier para funciones anti-periódicas

Consideremos la función anti-periódica f de la figura B.1.

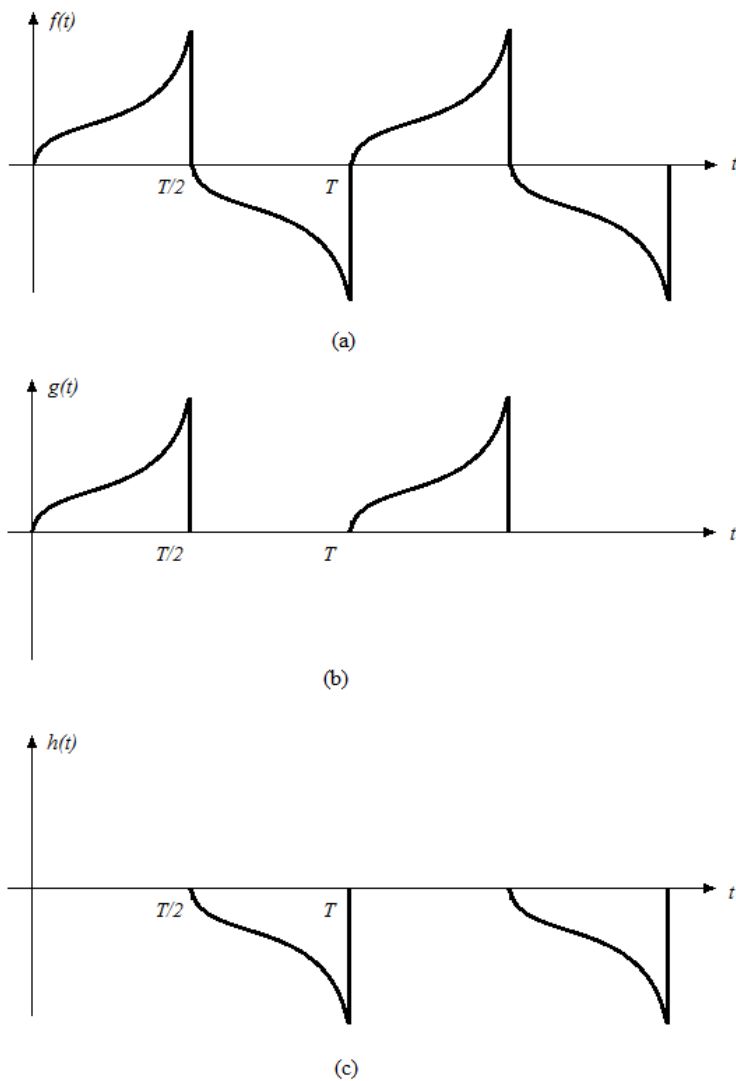


Figura B.1: Descomposición de f en la suma de g y h .

La misma se puede escribir como la suma de las funciones g y h . Es decir,

$$f(t) = g(t) + h(t) \quad (\text{B.1})$$

Además,

$$h(t) = -g(t + T/2) \quad (\text{B.2})$$

B.1. Desarrollos del capítulo 2

Por otro lado, dado que las 3 funciones son periódicas de período T se tiene que:

$$f(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} F_n e^{jn\omega t} = \sum_{n \in \mathbb{Z}} (G_n + H_n) e^{jn\omega t} \quad (\text{B.3})$$

La serie de Fourier de $-g(t + T/2)$ es:

$$-g(t + T/2) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} -G_n e^{jn\omega(t+T/2)} = \sum_{n \in \mathbb{Z}} -G_n e^{jn\pi} e^{jn\omega t} \quad (\text{B.4})$$

ya que $T = 2\pi/\omega$.

Las ecuaciones B.2 y B.3 implican que:

$$F_n = G_n + H_n = G_n(1 - e^{jn\pi}) = \begin{cases} 2G_n & \text{si } n \text{ es impar} \\ 0 & \text{si } n \text{ es par} \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

Por lo que queda demostrado que para cualquier función anti-periódica se tiene que los coeficientes de Fourier pares son nulos.

Esta es la justificación matemática de porque los diodos en anti-paralelo permiten eliminar los armónicos pares.

B.2 Desarrollos del capítulo 3

En esta sección se estudia el circuito de la figura B.2 que representa al circuito de la figura 3.40 en la sección 3.2.3. El análisis es luego de la anti resonancia debida al capacitor de $5pF$ y las bobinas parásitas de su rama.

- Las fuentes de entrada y las impedancias a continuación de la T de resonadores se sustituyen por sus equivalentes Thevenin, siendo:

$$V_{thv1} = V_{thv2} = \left(\frac{-w^2 L_{equiv1} C_{s1}}{1 - w^2 (L_{ps} + L_{equiv1}) C_{s1} + jw R C_{s1}} \right) 2V_p$$

Donde:

- L_{equiv1} es la inductancia equivalente al despreciar el capacitor de $5pF$ ya que estamos luego de su resonancia serie. Esta vale $1,45nH$.
- $2V_p$ es la tensión de pico de las fuentes con impedancia de salida $R = 50\Omega$ que se instancian en QUCS, con ello se aplica una tensión de pico V_p sobre 50Ω .
- $Z1 = Z2 = Z_{thv}$

$$Z_{thv} = (L_{equiv1} // (R + L_{ps} + C_{s1}))$$

Con $R = 50\Omega$, $L_{ps} = 3nH$ y $C_{s1} = 1pF$.

- Se recuerdan los valores de $C1 = 66fF$ y $L1 = 17,52nH$. Entonces resuenan en $4,6Ghz$, de ello en el peor caso de $L1$ comparando con R , $wL1 = 220\Omega$ @ $1Ghz$ despreciable frente $R = 50\Omega$, luego el resonador serie en $Z1$ resuena en $3Ghz$ por lo tanto entre $1Ghz$ y $4Ghz$ $Z1$ y $Z2$ son despreciables frente a los resonadores $(C1//L1)$ y $(C3//L3)$.
- Por simetría del circuito, solo se estudia el caso de V_{thv1} prendida y V_{thv2} apagada.
- Estudiando la T de resonadores, se los convierte a configuración π . Llamándoles Z_{AT} , Z_{BT} y Z_{CT} a $(C1//L1)$, $(C2//L2)$ y $(C3//L3)$ respectivamente, se tienen:

$$Z_{A\pi} = \frac{Z_{AT} Z_{BT}}{(Z_{AT} // Z_{BT} // Z_{CT})} = \frac{jw \left(\frac{L1 L2}{L_{eq}} \right) (1 - w^2 L_{eq} C_{eq})}{(1 - w^2 L1 C1)(1 - w^2 L2 C2)}$$

$$Z_{B\pi} = \frac{Z_{AT} Z_{CT}}{(Z_{AT} // Z_{BT} // Z_{CT})} = \frac{jw \left(\frac{L1 L3}{L_{eq}} \right) (1 - w^2 L_{eq} C_{eq})}{(1 - w^2 L1 C1)(1 - w^2 L3 C3)}$$

$$Z_{C\pi} = \frac{Z_{BT} Z_{CT}}{(Z_{AT} // Z_{BT} // Z_{CT})} = \frac{jw \left(\frac{L2 L3}{L_{eq}} \right) (1 - w^2 L_{eq} C_{eq})}{(1 - w^2 L2 C2)(1 - w^2 L3 C3)}$$

Como muestra la figura B.3

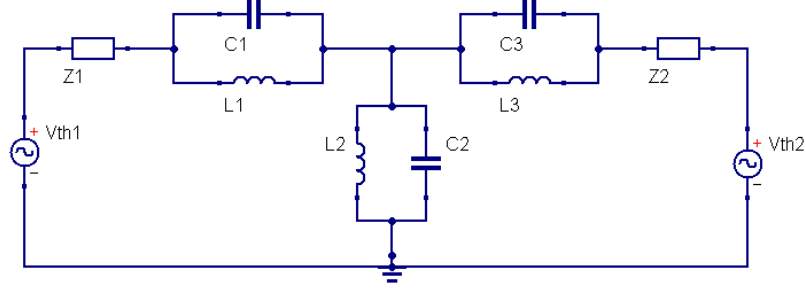


Figura B.2: Circuito de resonadores en paralelo en configuración T

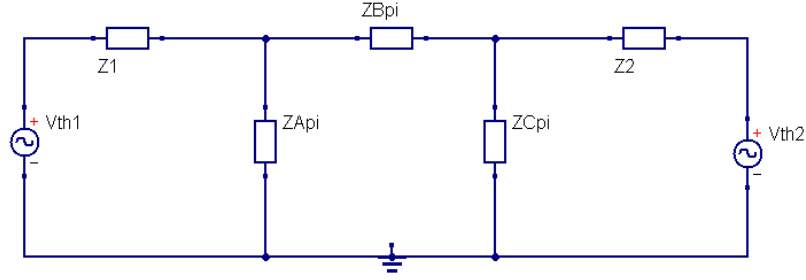


Figura B.3: Equivalente π del circuito de la figura B.2

Cada impedancia tiene dos frecuencias en las que se hace un circuito abierto las cuales coinciden con las frecuencias de resonancia de alguno de los resonadores en paralelo.

Todas tienen la misma frecuencia en donde se vuelven un cortocircuito que es:

$$\frac{1}{\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} = \frac{1}{\sqrt{(L1//L2//L3)(C1 + C2 + C3)}}$$

$$f_0 = \frac{1}{\sqrt{(17,52nH//10,96nH//17,52nH)(66fF + (39,5 + 163 + 386)fF + 66fF)}} = 2,68GHz$$

A esa frecuencia f_0 no se puede aplicar la conversión de T a π dado que las tres impedancias valen 0 sin embargo se estudia que ocurre con el circuito en configuración T en f_0 .

- Como se mostró antes, $Z1$ es despreciable frente a $(C1//L1)$, se plantea un nuevo equivalente Thevenin desde $(C2//L2)$ hacia atrás en f_0 .

$$V_{thv1b}(w_0) \approx \frac{(L2//C2)(w_0)}{(L2//C2)(w_0) + (L1//C1)(w_0)} = \frac{-j220\Omega}{j441\Omega - j220} V_{thv1} = -V_{thv1}$$

Apéndice B. Desarrollos matemáticos

$$Z_{thv1b}(w_0) \approx ((L2//C2)/(L1//C1))(w_0) = ((L1//L2)/(C1 + C2))(w_0) = -j441\Omega$$

Se muestra en la figura B.5

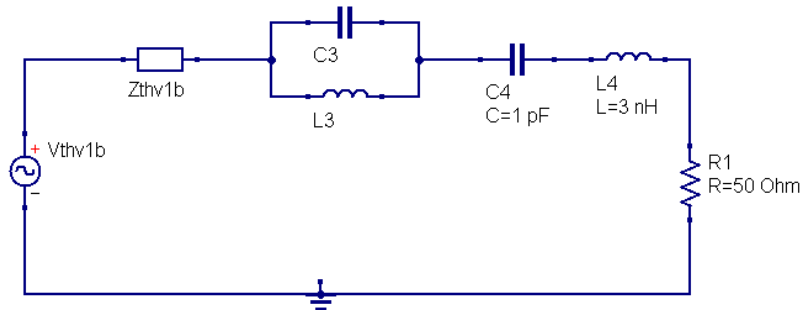


Figura B.4: Segundo equivalente Thevenin

- Observando que $Z_{thevenin1b}(w_0) = -(C3//L3)(w_0)$ la transferencia será:

$$\frac{V_{op}}{V_P} = \left| \frac{R}{R + jw_0L4 + \frac{1}{jw_0C4}} V_{thv1b}(w_0) \right| = -0,7dB \approx 0dB$$

Entonces se concluye que $f_{res} \approx f_0$.

Se simula variando $C2$ y se compara con la aproximación. Los resultados son muy buenos.

Conclusiones:

- La frecuencia de resonancia de esa red de capacitores y bobinas puede aproximarse muy bien y sin necesidad de realizar todas las cuentas estudiando la configuración π antes mencionada.
- Esta configuración puede servir para diseñar un resonador variable que mantiene su forma, bastante selectivo (-30dB a 100Mhz del paso) y ajustable con un solo varactor. En baja frecuencia puede eliminarse el paso en 1Ghz por ejemplo disminuyendo la anti-resonancia al aumentar el valor del capacitor de 5pF.
- Al implementar el filtro esta frecuencia puede que varíe por variaciones en los componentes pero depende solo de las bobinas de la T y las capacidades parásitas propias y de las pistas que lleguen a ellas o gaps cercanos.

$C2$ (fF)	f_{res} Estimada (Ghz)	f_{res} Simulada (Ghz)	$ S_{21} $ Estimado	$ S_{21} $ Simulado
700	2.5	2.49	-1.29	-0.07
550	2.76	2.74	-0.6	-4.85
400	3.13	3.11	-0.81	-3.15
250	3.69	3.68	-2.36	-1.13

B.2. Desarrollos del capítulo 3

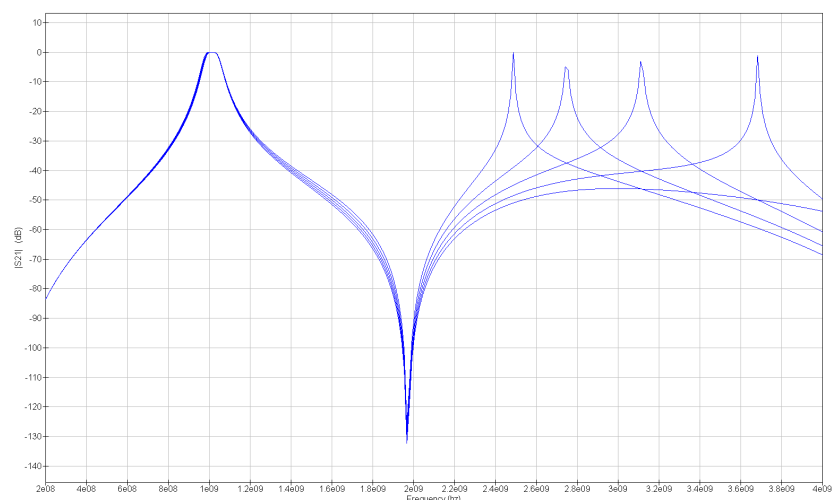


Figura B.5: Variación de la frecuencia de resonancia luego de la banda de paso al variar el capacitor del resonador en paralelo del medio C_2

B.3 Desarrollos del capítulo 4

En esta sección se deducen algunas de las expresiones utilizadas en el capítulo 4.

B.3.1. Ecuación 4.5

B.3.1.1. Línea cortocircuitada

Supongamos que $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ con $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. Entonces la impedancia vista hacia una línea cortocircuitada de $l = \lambda_c/4$ es:

$$Z_V = jZ_0 \tan\left(\frac{\pi\omega}{2\omega_0}\right) = jZ_0 \tan\left[\frac{\pi}{2}\left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)\right] = -jZ_0 \cot\left(\frac{\pi\Delta\omega}{2\omega_0}\right) \quad (\text{B.6})$$

Tomando $\Delta\omega \simeq 0$ se tiene que:

$$Z_V = -jZ_0 \cot\left(\frac{\pi\Delta\omega}{2\omega_0}\right) = -jZ_0 \frac{2\omega_0}{\pi\Delta\omega} = \frac{jZ_0 2\omega_0}{\pi(\omega_0 - \omega)} \quad (\text{B.7})$$

Por otro lado, la impedancia equivalente de un capacitor en paralelo con una bobina es:

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} = j\sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)^{-1} = j\sqrt{\frac{L}{C}} \frac{\omega\omega_0}{(\omega_0 - \omega)(\omega + \omega_0)} \quad (\text{B.8})$$

Dado que $\omega \simeq \omega_0$ se llega a que:

$$Z \simeq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{j\omega_0}{\omega_0 - \omega} \quad (\text{B.9})$$

Igualando Z_V con Z se obtiene el resultado esperado:

$$\frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{2Z_0}{\pi} \Rightarrow Z_0 = \frac{\pi\omega_0 L}{4} = \frac{\pi}{4\omega_0 C} \quad (\text{B.10})$$

B.3.1.2. Línea abierta

En este caso el desarrollo es similar al anterior.

$$Z_V = \frac{Z_0}{j \tan\left(\frac{\pi\omega}{2\omega_0}\right)} = -jZ_0 \cot\left[\frac{\pi}{2}\left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)\right] = jZ_0 \tan\left(\frac{\pi\Delta\omega}{2\omega_0}\right) \simeq \frac{jZ_0 \pi(\omega - \omega_0)}{2\omega_0} \quad (\text{B.11})$$

dond ese uso que $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ y $\Delta\omega \simeq 0$.

Por otro lado, la impedancia equivalente de un capacitor en serie con una bobina es:

$$Z = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = j\sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = j\sqrt{\frac{L}{C}} \frac{(\omega_0 - \omega)(\omega + \omega_0)}{\omega\omega_0} \quad (\text{B.12})$$

Dado que $\omega \simeq \omega_0$ se llega a que:

$$Z \simeq \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{2j(\omega - \omega_0)}{\omega_0} \quad (\text{B.13})$$

Igualando Z_V con Z se obtiene el resultado esperado:

$$2\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\pi Z_0}{2} \Rightarrow Z_0 = \frac{4\omega_0 L}{\pi} = \frac{4}{\pi\omega_0 C} \quad (\text{B.14})$$

B.3.2. Ecuación 4.8

Consideremos el capacitor de la figura 4.4b) cuyo valor normalizado es $C = g_1$. Normalizado refiere a que para obtener el valor real del capacitor hay que multiplicar la reactancia del mismo por Z_0 . Es decir:

$$X_c = \left(\frac{1}{j\omega g_1} \right) Z_0 = \frac{1}{j\omega g_1/Z_0} \quad (\text{B.15})$$

Por lo tanto, la capacidad real vale $C = g_1/Z_0$

Al aplicar la transformación 4.6 a dicho capacitor se obtiene un resonador LC paralelo cuya inductancia es:

$$L = \frac{\Delta}{\omega_0 g_1/Z_0} \quad (\text{B.16})$$

Sustituyendo en ??a) se llega a que

$$Z_{01} = \frac{\pi\omega_0 \frac{\Delta}{\omega_0 g_1/Z_0}}{4} = \frac{\pi\Delta Z_0}{4g_1} \quad (\text{B.17})$$

que es la expresión 4.8 para el caso $n = 1$. Esto se puede aplicar obviamente para todos los capacitores del prototipo pasa-bajos.

Para generalizar este resultado es necesario igualar las impedancias vistas hacia la izquierda en un punto genérico del filtro de líneas de $l = \lambda_c/4$ con el circuito con los modelos de resonadores LC serie y paralelo. Esta otra parte de la demostración se omite debido a lo engorroso de la misma.

B.4 Desarrollos del capítulo 5

B.4.1. Deducción del circuito equivalente al filtro integrado a baja frecuencia

Para obtener el circuito de la figura 5.20, se parte del filtro ideal con una sola resistencia parásita R_p , como muestra la figura ??a). Sean $C_b = C_1 = C_3 = 1,3pF$ y $L_b = L_2 = L_4 = 958pH$. A continuación se explican los pasos y aproximaciones hechas para afirmar que dichos circuitos son equivalentes a baja frecuencia y se especifica además que es baja frecuencia en este caso:

- **a)→b)**: Se desprecia L_1 , L_3 , C_2 y C_4 frente a C_1 , C_3 , L_2 y L_4 respectivamente. Para esto se tiene que cumplir:

$$f \ll \min \left\{ \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}, \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} \right\} = 1,052GHz \quad (B.18)$$

- **b)→c)**: Para poder seguir simplificando el circuito se realiza una transfiguración estrella-triángulo de las dos inductancias L_b y la capacidad entre medio C_b a la conexión en estrella de Z_{1b} , Z_{2b} y Z_{3b} . Realizando dicha transformación se tiene que $Z_{1b} = Z_{2b} = \frac{L_b/2C_b}{j\omega L_b + 1/j\omega C_b}$. Por otro lado, $Z_{3b} = \frac{j\omega^3 L_b^2 C_b}{\omega^2 2L_b C_b - 1}$
- **c)→d)**: Se observa que las impedancias Z_{1b} y Z_{2b} se pueden sustituir por resonadores paralelo $L_b/2C_b$.
- **d)→e)**: Similar a lo hecho en el primer paso con los resonadores paralelo, se desprecian las capacitores $2C_b$ frente a los inductores L_b . La condición para esto es:

$$f \ll \frac{1}{2\pi\sqrt{L_b/2C_b}} = 3,189GHz \quad (B.19)$$

- **e)→f)**: Similar a lo hecho en el primer paso con los resonadores serie, se desprecia L_b frente a C_b . La condición para esto es:

$$f \ll \frac{1}{2\pi\sqrt{L_b C_b}} = 4,510GHz \quad (B.20)$$

- **f)→g)**: Sean Z_{v1} y Z_{v2} las impedancias vistas que se muestran en la figura. Se tiene entonces que $Z_{v1} = j\omega L_b + R_L$ y $Z_{v2} = R_p - j\omega^3 L_b^2 C_b$ donde Z_{3b} fue aproximado usando la condición B.18. En las figuras ?? y ?? se muestran los módulos de Z_{v1} y Z_{v2} en el rango 100MHz-1GHz. Claramente podemos considerar $Z_{v1} \cong R_L = 50\Omega$ en todo el rango y $Z_{v2} \cong R_p$ en principio si $f \ll \frac{1}{2\pi} \sqrt[3]{\frac{R_p}{L_b^2 C_b}}$. En realidad, se puede considerar que para las frecuencias menores a aquella que haga que $|Z_{v2}| = 1,1R_p$ se puede despreciar Z_{3b} . Estas frecuencias límite se marcan con líneas verticales en ??.

B.4. Desarrollos del capítulo 5

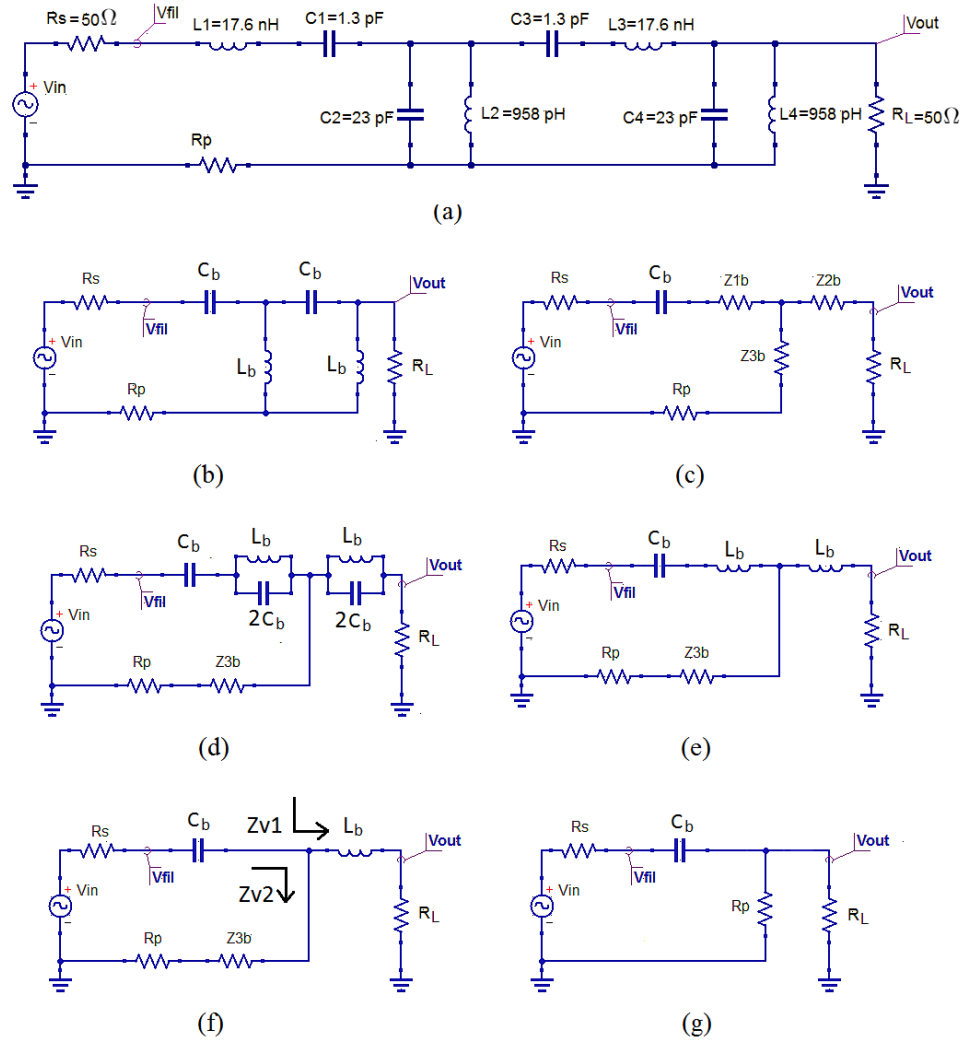


Figura B.6: Circuitos que ilustran los pasos descritos anteriormente.

Apéndice B. Desarrollos matemáticos

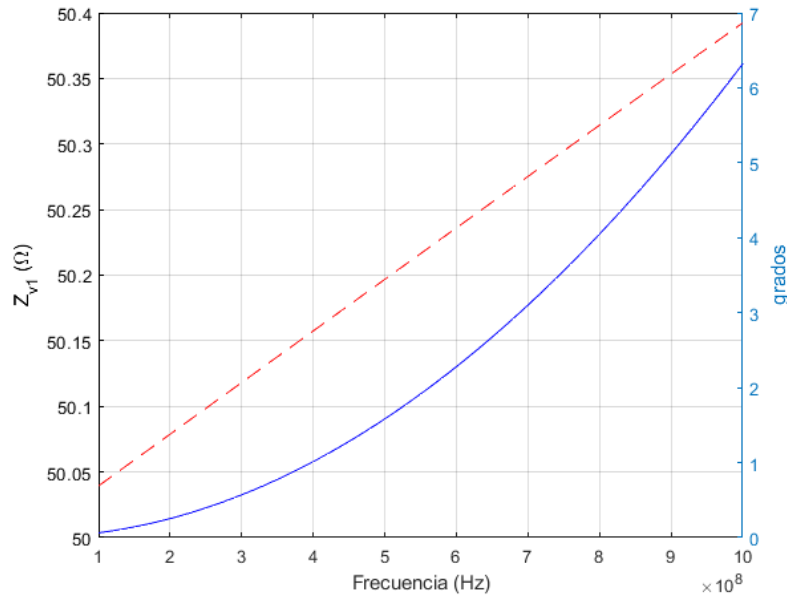


Figura B.7: Módulo de Z_{v1} en azul y fase en rojo punteado.

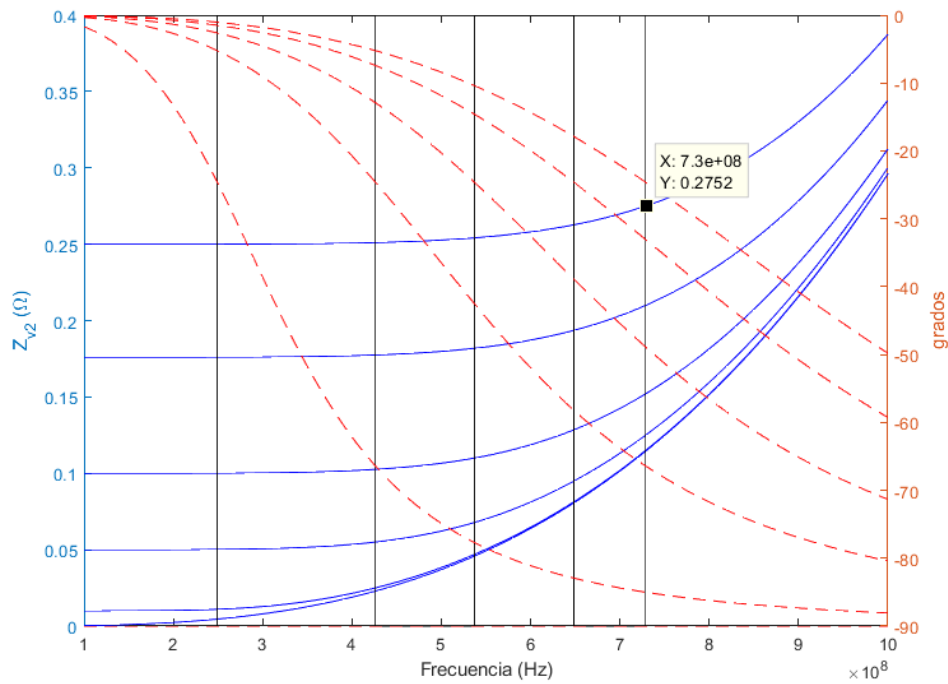


Figura B.8: Módulo de Z_{v2} en azul y fase en rojo punteado para $R_p = (0; 10; 50; 100; 176; 250) \text{ m}\Omega$. Las líneas verticales negras son las frecuencias donde $|Z_{v2}| = 1,1R_p$.

Apéndice C

Esquemáticos

C.1 Esquemáticos del capítulo 4

C.1.1. SMA

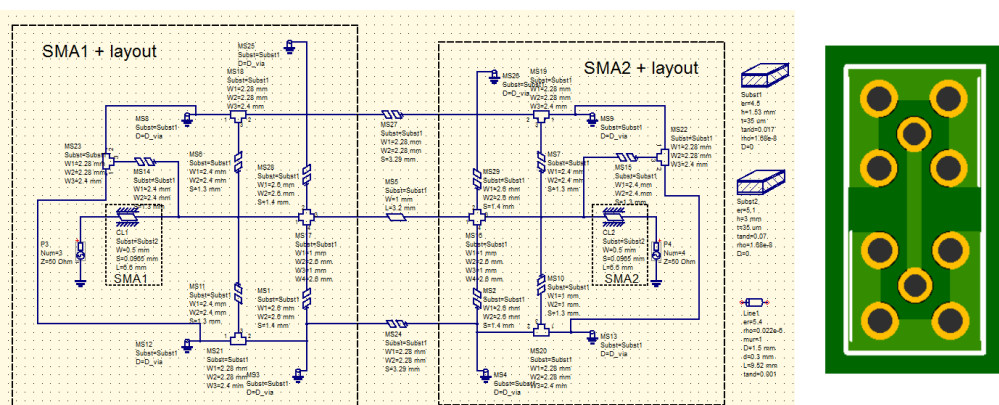


Figura C.1: Esquemático hecho a partir del layout utilizado para caracterizar los SMA.

Si se observa con detenimiento, cada instancia del esquemático modela o una línea, gap o vía a la palca inferior excepto por 2 instancias de líneas coplanares. Estas son las que modelan a los SMA propiamente dichos. Cabe destacar que el sustrato instanciado en el QUCS para estas coplanar lines es diferente al de la placa y sus valores fueron barridos hasta encontrar los que mejor ajusten los parámetros S. Estos valores no tienen interpretación física.

En un principio se trato de ajustar los parámetros S medidos utilizando un cable coaxial (que también aparece en C.1 abajo a la derecha) ya que el mismo tiene bastante parecido físico con el SMA en sí. Con esta instancia se estuvo cerca de ajustar los parámetros pero no se logró hacerlo tan bien como con las líneas coplanares, como se puede contemplar en la figura C.2.

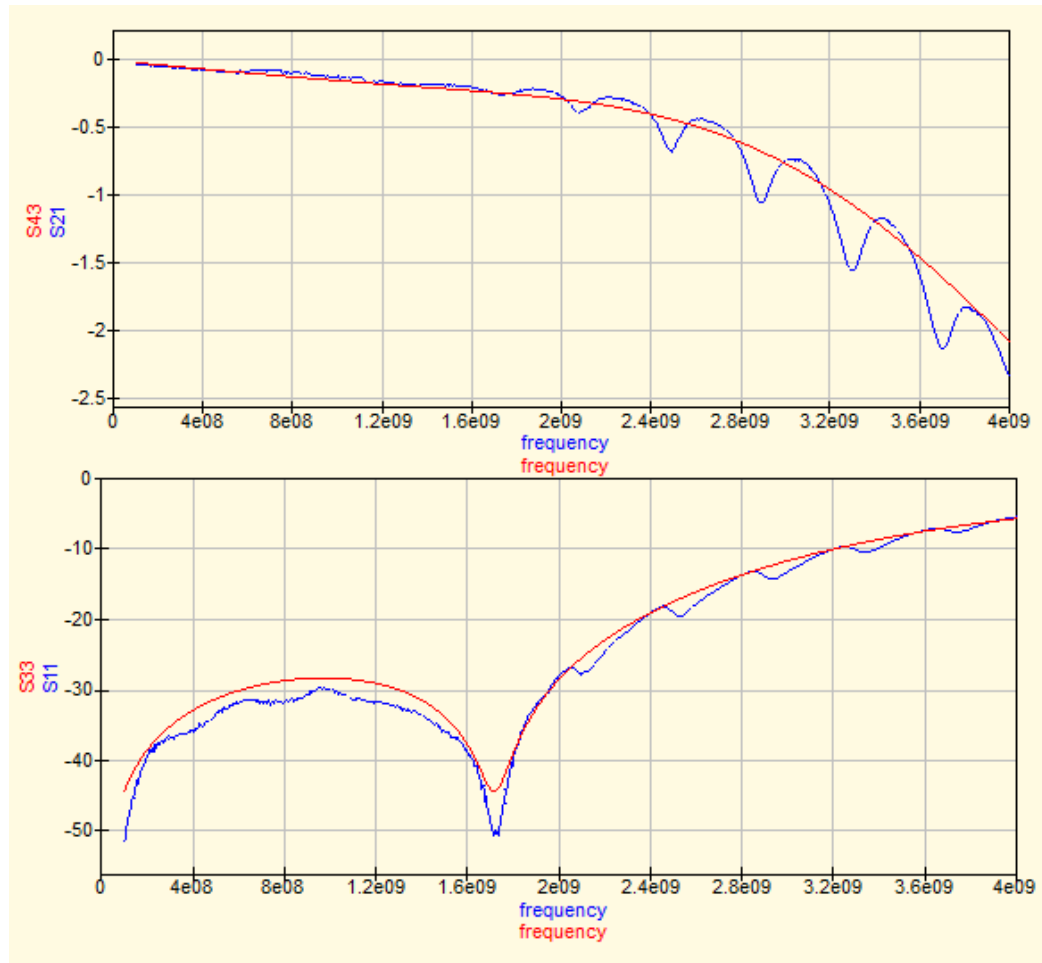


Figura C.2: S_{11} y S_{21} : Parámetros relevados para caracterizar los sMA. S_{33} y S_{43} : Parámetros ajustados utilizando el modelo de la figura C.1.

Apéndice C. Esquemáticos

C.1.2. Esquemáticos con parásitos modelados en detalle

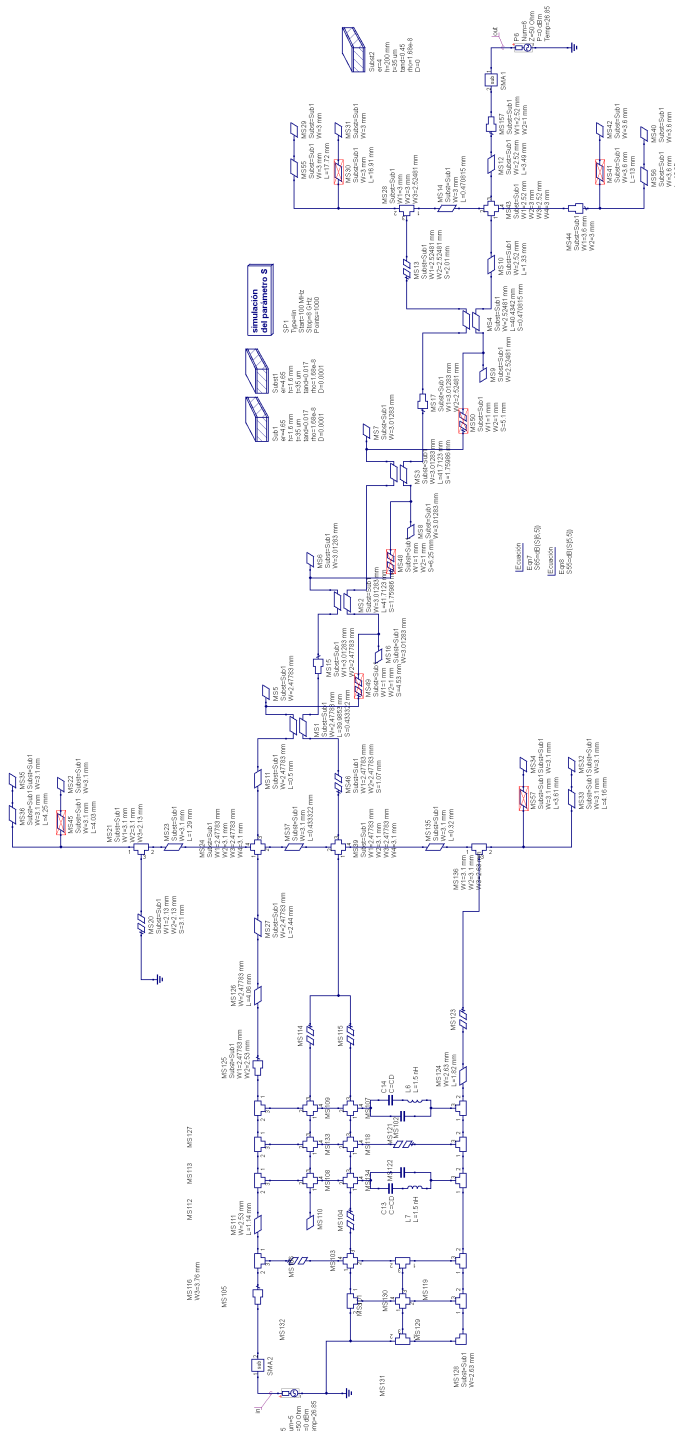


Figura C.3: Esquemático en QUCS del circuito discreto completo con filtro distribuido agregando todos los parásitos.

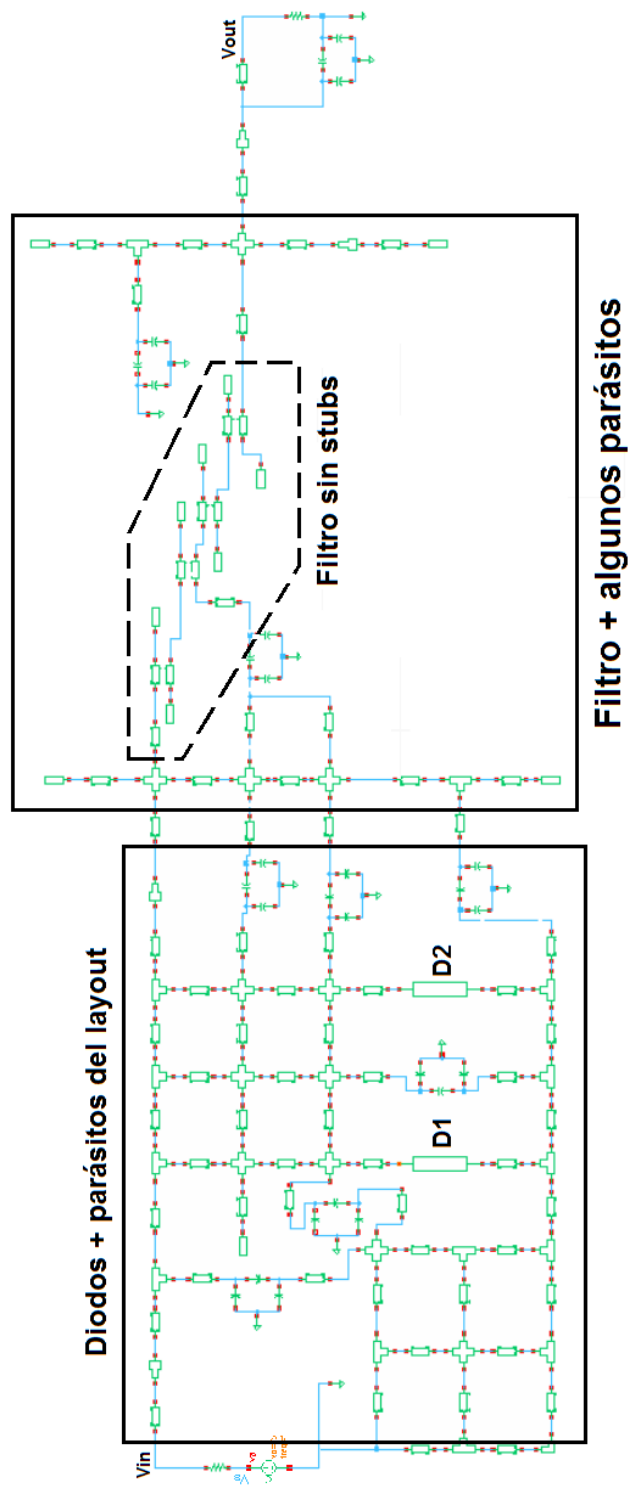


Figura C.4: Esquemático en cadence del circuito discreto completo con filtro distribuido agregando todos los parásitos.

Apéndice C. Esquemáticos

Observar que en C.4 hay por varios lados grupos de 3 capacitores, donde 2 van a tierra y el tercero interconecta los primeros 2. Esto es un modelo^[1] que oficia de gap. Se tuvo que implementar de esta manera ya que en la librería de RFTline de virtuoso no existe la instancia gap como en el QUCS. En el apéndice E se detalla dicho modelo (ver imagen E.3).

C.1.3. Modelado de los cables

Para los cables utilizados en las mediciones del caso discreto se desarrolló el modelo sencillo que se tiene en C.5.

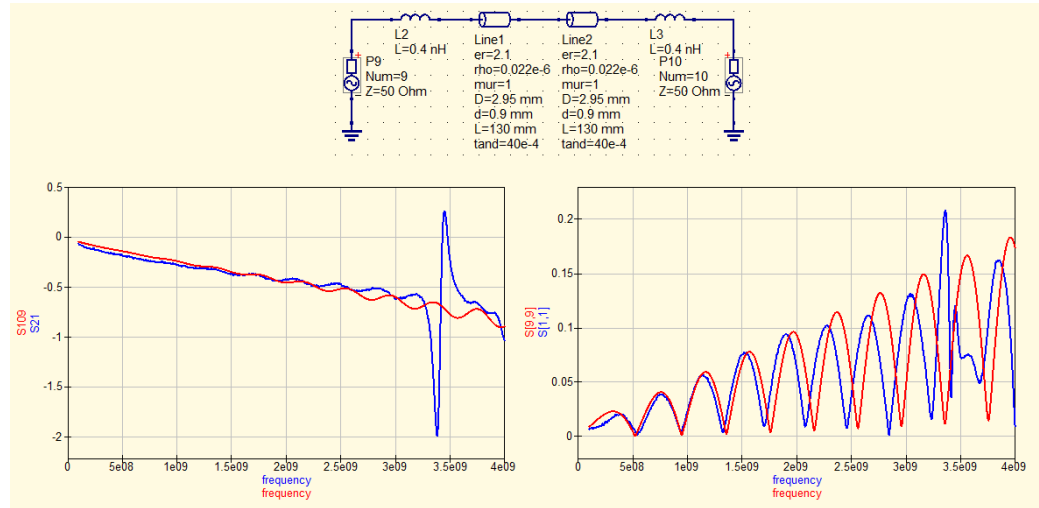


Figura C.5: Modelo para los cables junto con los parámetros S_{21} y S_{11} del modelo (rojo) y de los cables (azul).

C.1.4. Referencias

1. *Measurement and Computer-Aided Modeling of Microstrip Discontinuities by an Improved Resonator Method*. 1983 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Microwave Symposium Digest, 1983 IEEE MTT-S International. 495, 1983. ISSN: 0149-645X.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice D

Uso de vías para la conexión a tierra

D.1 Conexiones a tierra

Análisis del uso de Microstrips para la conexión a tierra

En este apartado se analiza el efecto del uso de Microstrips para la conexión a tierra de los componentes, tal como se discutía en el capítulo 3 dentro del primer diseño.

Refiriendonos a esa sección, se estudia el aporte de las pistas amarillas de la figura 3.7. Las mismas representan la conexión entre los componentes que idealmente deberían estar conectados a tierra y la tierra de los conectores SMA (conectados al plano de tierra por medio de sus vías).

En la figura D.1 se muestra:

- En rojo, los parámetros S21 del filtro ideal de la figura 3.7, es decir sustituyendo los Microstrips por conductores ideales.
- En azul, los parámetros S21 del filtro del caso anterior pero agregando solo las pistas amarillas.
- En verde, el filtro del punto anterior pero modelando los Microstrips con el modelo de la sección 3.2.1.2

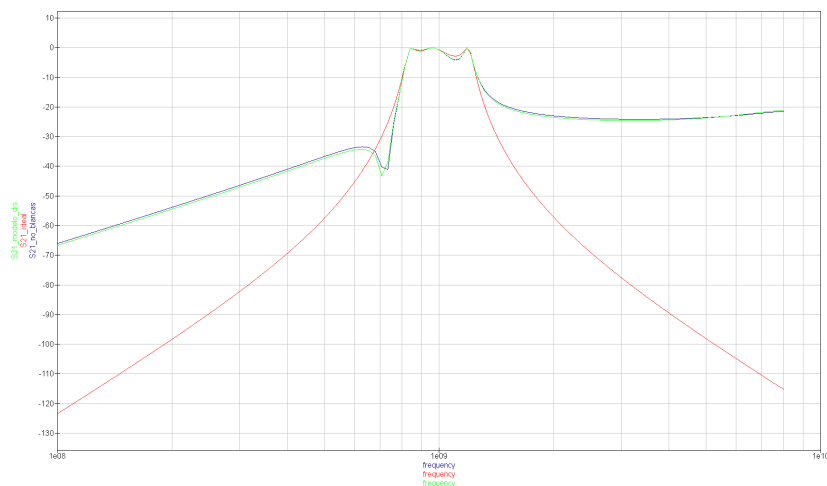


Figura D.1: Descripción según el punteado anterior

Para el análisis se encara el problema según el tercer punto del punteado anterior. El esquemático del circuito equivalente se presenta en la figura D.2.

Para comenzar, se observa que los resonadores paralelo parásitos resuenan en torno a 9 GHz por lo que los capacitores parásitos de la figura D.2 se desprecian en la

D.1. Conexiones a tierra

banda de frecuencia a estudiar.

Luego se convierte la configuracion π de bobinas parásitas en una configuración T equivalente.

El circuito resultante es el de la figura D.3

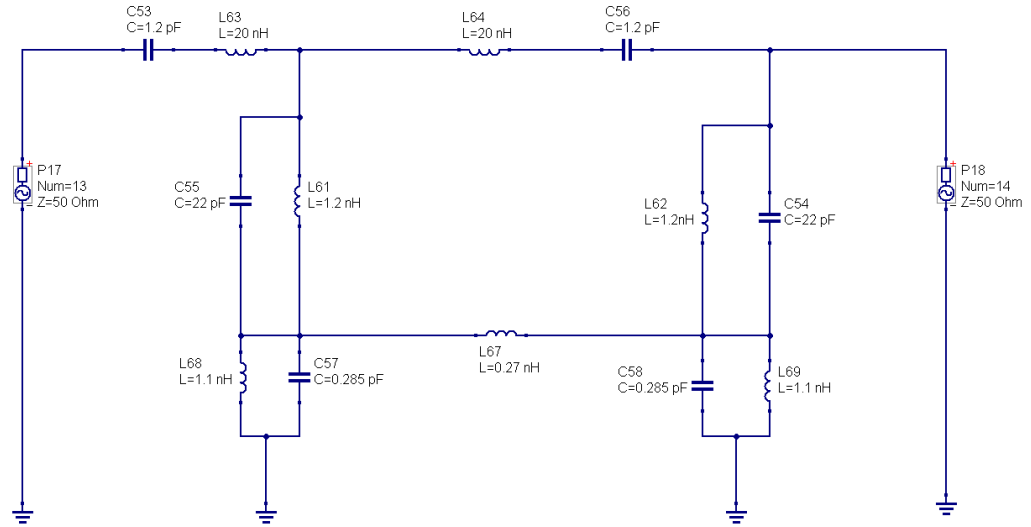


Figura D.2: Esquemático del modelo de parámetros concentrados para los Microstrips y el filtro

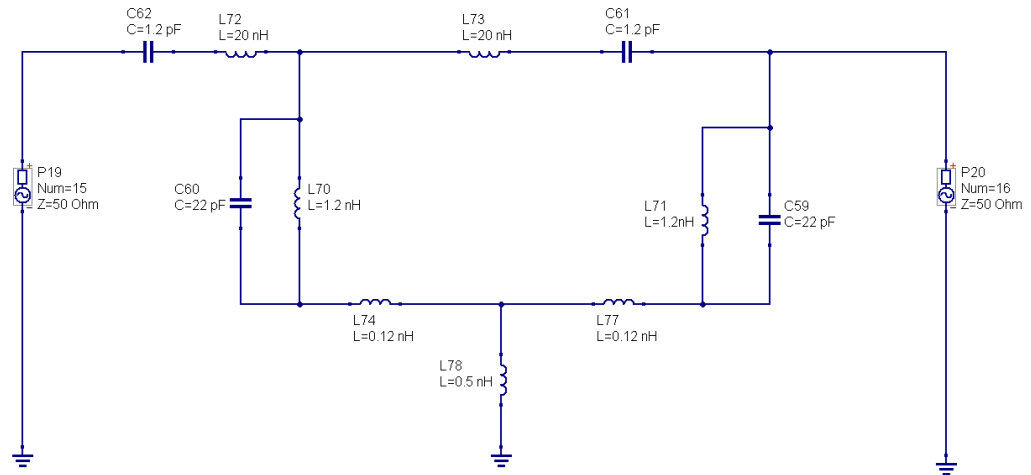


Figura D.3: Esquemático equivalente al de la figura D.2 para $f < 9Ghz$

Apéndice D. Uso de vías para la conexión a tierra

Nuevamente dividiendo el problema en frecuencia, se estudia a bajas y altas frecuencias respecto a la banda de paso. En ese caso:

- Baja frecuencia:
 - Los capacitores de los resonadores en paralelo del filtro no juegan en este intervalo, se conservan las bobinas de $1,2nH$. Del mismo modo que se desprecian las bobinas serie del filtro, manteniendo los capacitores de $1,2pF$.
 - Comenzando desde $f = 200MHz$, se tiene que el capacitor de $1,2pF$ vale $\approx 600\Omega @ 200MHz$ mientras que las bobinas que forman la T valen $(1,2nH + 0,12nH)$, $(0,5nH)$, $(1,2nH + 0,12nH)$, llevado a una nueva configuración π se tendrá $(2,32nH, 6,12nH, 2,32nH)$.

De este modo para decidir si el capacitor de $1,2pF$ puede despreciarse en este entorno, se lo compara con la bobina de la configuración π resultante de lo anterior que vale $6,12nH$ osea $\approx 8\Omega @ 200MHz$, es decir que el capacitor se puede despreciar.

Otra simplificación del circuito para baja frecuencia se muestra en la figura D.4.

Nuevamente se puede despreciar la bobina de $21,32nH$ frente al capacitor de $1,2pF$ y luego la bobina de $1,32nH$ vale $\approx 2\Omega @ 200MHz$ siendo despreciable contra los 50Ω de carga. En ese caso se obtiene esta transferencia en baja frecuencia:

$$\frac{(jw)^2 RLC}{(jw)^2 LC + (jw)L + R}$$

Siendo R la carga de 50Ω , L la inductancia de $0,5nH$ y $C = 1,2pF$ la capacidad no despreciada.

De lo anterior se concluye que a bajas frecuencias el filtro que idealmente se comportaba como uno de orden 4, ahora se comporta como uno de orden 2 como se muestra en la figura D.1.

Observando la figura D.2 y repitiendo una análisis parecido al que se realizó, se concluye que el componente que causa la reducción del orden del filtro a bajas frecuencias es la bobina $L67$. Finalmente, para aproximarse a la respuesta ideal en baja frecuencia, se debe modificar el Layout quitando la pista amarilla del medio, la conexión a tierra de los componentes igualmente se dará mediante las dos restantes.

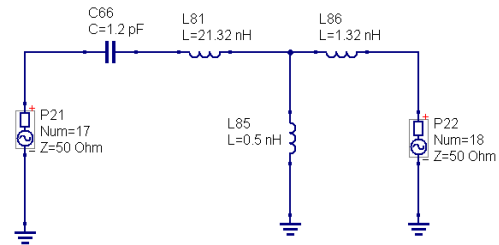


Figura D.4: Esquemático equivalente al de la figura D.3 para $f < 1Ghz$

D.1. Conexiones a tierra

■ Alta frecuencia:

Se trabaja luego de la banda de paso y a frecuencias menores a 9GHz . Con ello, se puede partir del circuito de la figura D.3:

- Se da lo contrario al punto 1 del análisis en baja frecuencia anterior.
- Debido a las bobinas parásitas, luego de 1GHz , se tienen resonadores en serie entre los capacitores de 22pF y las bobinas de $0,12\text{nH}$, su frecuencia de resonancia es $\approx 3,1\text{GHz}$, ahora, como se discutió al comienzo del primer diseño del capítulo 3, un resonador serie con estos valores de L y C no es muy selectivo, dicho de otra forma en la banda de frecuencia desde 1GHz a 9GHz por ejemplo, el capacitor de $C = 22\text{pF}$ se cancelará con la bobina $L = 0,12\text{nH}$. Con lo anterior, en alta frecuencia los resonadores en paralelo del filtro en serie con las bobinas $L = 0,12\text{nH}$ parásitas se pueden sustituir por un cable ideal.

- Observando el circuito de la figura D.3,

imponiendo el punto anterior, la bobina serie del filtro de 20nH puede quitarse debido a como se conecta la bobina parásita de $0,5\text{nH}$. En ese caso nuevamente, se obtiene el circuito equivalente de la figura D.4. Dado que la suposición de desprestigiar las capacidades parásitas para frecuencias mucho menores a 9GHz , tiende a caer en torno a esa frecuencia, se mejora el equivalente a alta frecuencia de la figura D.4 con el de la figura D.5

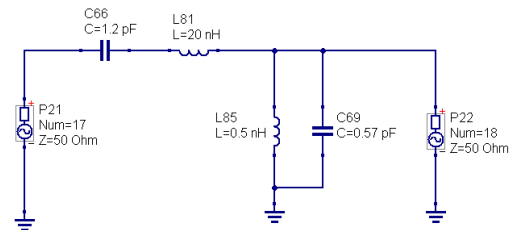


Figura D.5: Esquemático equivalente al de la figura D.2 para $f < 9\text{GHz}$

Apéndice D. Uso de vías para la conexión a tierra

La siguiente figura muestra la respuesta en frecuencia del filtro sin simplificación en contraste con la del circuito de la figura D.5, se ve que las aproximaciones se ajustan muy bien a baja y alta frecuencia.

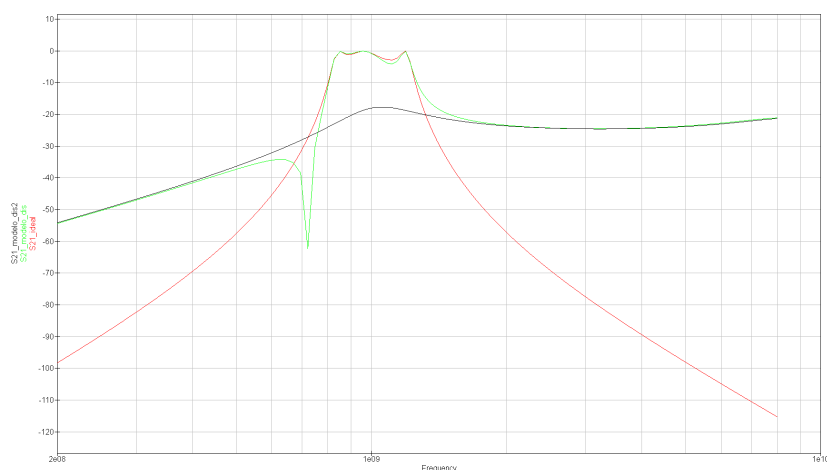


Figura D.6: Respuestas en frecuencia de: En rojo filtro ideal, en verde circuito de la figura D.3, en negro el equivalente de la figura D.5

- La anti resonancia antes de 1Ghz, se explica realizando las cuentas enteramente dado que con los analisis de resonadores serie paralelo que se vienen llevando a cabo se puede explicar una anti resosnancia pero su frecuencia difiere de la real. Es decir se tienen que tener en cuenta todos los componentes del circuito.

Cambio en el layout para mejorar la respuesta del filtro

Como se probó anteriormente, si se quita la pista amarilla del medio en la figura D.2 el orden del filtro estará dado por los componentes discretos en uso. Por ello, se estudia el circuito extraído de la figura D.7.

La idea de aquí en adelante será estudiar si es posible obtener una respuesta del filtro lo más cercana a la ideal, modificando el layout.

Finalmente se concluirá que lo mejor será el uso de vías para la conexión a tierra, presentada en la próxima sección.

D.1. Conexiones a tierra

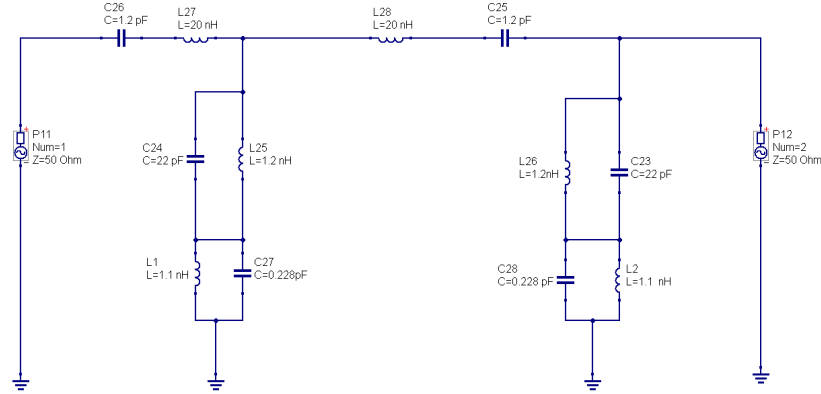


Figura D.7: Circuito equivalente de parámetros concentrados del circuito de la figura D.2 sin la pista amarilla del medio

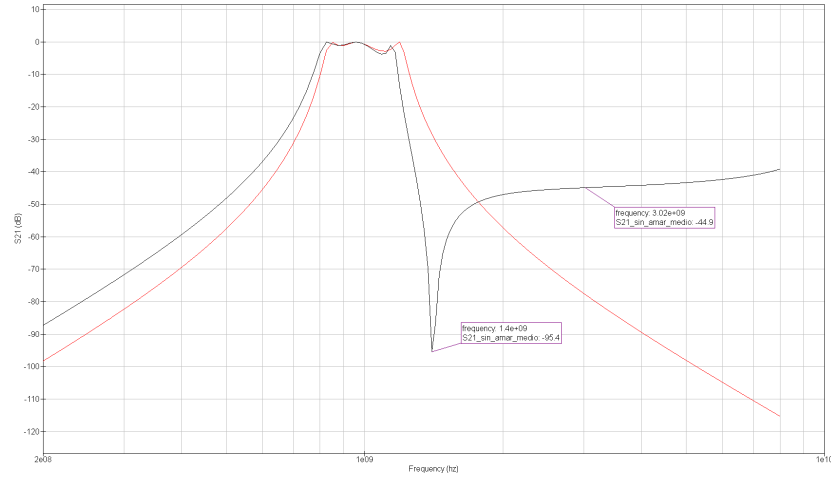


Figura D.8: Parámetros S21 del circuito de la figura D.7

,

El análisis es parecido al anterior entonces se saltan algunos pasos obteniendo:

- Se desprecian las capacidades parásitas dado que el resonador parásito resuena en $f_0 = 10\text{GHz}$.
- La anti-resonancia luego de la banda de paso está dada por el capacitor del resonador en paralelo del filtro $C = 22\text{pF}$ y la bobina parásita $L_p = 1,1\text{nH}$. Dado que se encuentra cerca de la banda de paso, no se desprecia el aporte de la bobina de $L = 1,2\text{nH}$. Entonces: $f_{ar} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L//L_p)}} = 1,4\text{GHz}$ como en la figura D.8. Luego de esta frecuencia C es despreciable.
- En baja frecuencia se tiene un poco menos de atenuación debido a que la bobina equivalente del resonador en paralelo es $(L_p + L)$.

Apéndice D. Uso de vias para la conexión a tierra

- La respuesta aproximadamente constante es resultado de a red de bobinas en alta frecuencia ($f_0 \gg f \gg f_{ar}$) y la transferencia vale

$$|S_{21}(f)| \approx \frac{(L + L_p)^2}{L_s(L + L_p) + (L + L_s + L_p)^2} = -40dB \text{ coherente con el gráfico D.8, donde } L_s = 20nH.$$

Por otro lado, la expresión anterior se puede simplificar usando que $L_s \gg (L_p + L)$, en ese caso $|S_{21}(f)| \approx \frac{(L + L_p)^2}{L_s^2} = 40 \log_{10} \left(\frac{L + L_p}{L_s} \right) dB$. Es decir que luego de la anti-resonancia del punto 2, fijadas L_s y L del filtro, el hecho de disminuir L_p da mayor atenuación en alta frecuencia.

Si bien la anti-resonancia del segundo punto ayuda al filtrado en este caso (elimina el armónico de 1.4Ghz), razonando como se hizo anteriormente al no conocer exactamente el valor de L_p y para independizarse de él se busca que se aleje de la banda de paso hacia arriba. Dado que $\frac{LC}{2\pi} = 1Ghz = cte$, la solución es que $L_p \ll L$.

Finalmente, tanto en este diseño como en el segundo se tendrá que $L \sim 1nH$ entonces se busca $L_p \sim 0,1nH$.

Recordando el modelo para L_p usado en la sección 3.2.1.2 y tomando del Layout como mínimo un $Largo = 4mm$ (desde el terminal a tierra del capacitor a la primera vía del SMA) se muestran en la tabla D.1 valores de L y C alcanzables variando W.

$$L = 0,2 \ln \left(\frac{5,98h}{0,8W + t} \right) \quad (nH/mm) \quad (D.1)$$

$$C = \frac{0,0264 (\epsilon_r + 1,41)}{\ln \left(\frac{5,98h}{0,8W + t} \right)} \quad (pF/mm) \quad (D.2)$$

D.1. Conexiones a tierra

W (mm)	L_p (nH)	C_p (pF)
0.5	2.47	0.10
1	1.95	0.13
1.5	1.64	0.15
2	1.41	0.18
2.5	1.24	0.20
3	1.1	0.23
3.5	0.97	0.26
4	0.87	0.29
4.5	0.77	0.32
5	0.69	0.36

Tabla D.1: Tabla con valores de L y C de las ecuaciones D.1 y D.2 para un largo de 4mm

Modelo de inductancia parásita para una vía

Se toma un modelo de la inductancia parásita que aportan las vías del libro **High speed digital design. A handbook of black magic** de Howard W. Johnson, página 259.

$$L = (5,08/25,4) h \left(1 + \ln \left(\frac{4h}{d} \right) \right) \quad (nH) \quad (D.3)$$

Siendo:

- h: Altura de la vía en mm. En este caso para el PCB en el que se fabricó 1,6 – 2(0,035) mm donde se descuenta 2 veces el espesor de las pistas y 1.6mm es la altura de la placa.
- d: Diámetro interior de la vía en mm.
- L: Inductancia serie de la vía en nH. Desde la placa de arriba a la de abajo en la figura D.9.

Según se presenta en este modelo, no aportan capacidades parásitas en nuestro caso dado que solo tenemos dos planos. Como se plantea en ese libro página 258, la imagen D.9 muestra lo anterior, donde el plano del medio es un plano de tierra y la capacidad parásita está entre el exterior de la vía y dicho plano. Es decir que se agrega una capacidad en paralelo a la inductancia (o puede dividirse la bobina en dos tramos de $h/2$ y modelar como LCL).

Apéndice D. Uso de vías para la conexión a tierra

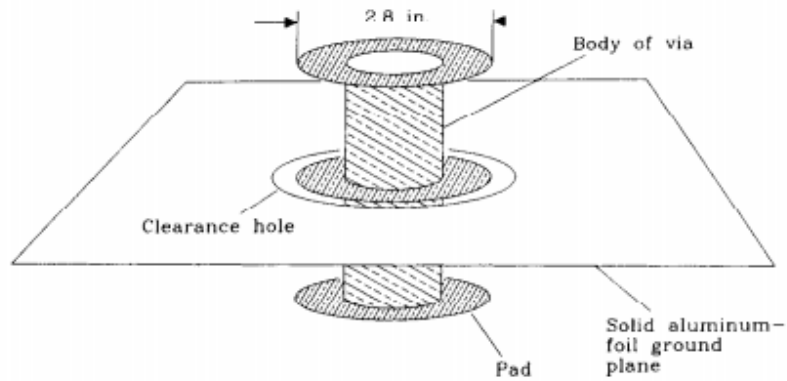


Figure 7.4 A 100:1 model of a via.

Figura D.9: Figura tomada de High speed digital design. A handbook of black magic pág 258.

Observando la ecuación D.3 la variable de diseño es el diámetro interno d . También se ve que al estar dentro de un logaritmo es preferible poner n vías en paralelo de diámetro d_0 y se tendrá $L = \frac{L(d_0)}{n}$.

Como ejemplo para el segundo diseño se tomaron de 3 a 4 vías por punto de conexión a tierra, poniendo las vías lo más cerca posible una de otra a una distancia e y despreciando las conexiones entre ellas como se muestra en la figura D.11.

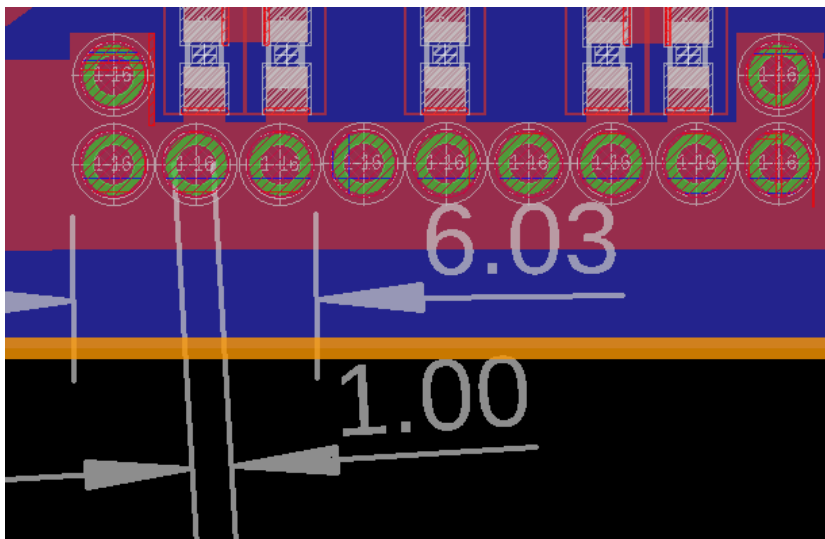


Figura D.10: Conexión a tierra para el segundo diseño usando vías de $d = 1\text{mm}$, $e = 1\text{mm}$. Medidas del dibujo en mm.

Concentrando las vías cercanas como inductancias parásitas en paralelo, se tiene que una fila de n que vías a mínima distancia $e_{min} = 1\text{mm}$ ocupan

D.1. Conexiones a tierra

$Largo = n(d + e_{min})$ y un ancho $W = d + e_{min}$. Se compara la inductancia equivalente de las vías en variando d , con un $n = \text{floor}(\frac{Largo}{d+e_{min}})$ contra la inductancia del microstrip antes discutido de ancho W .

Los resultados se muestran en la figura ??

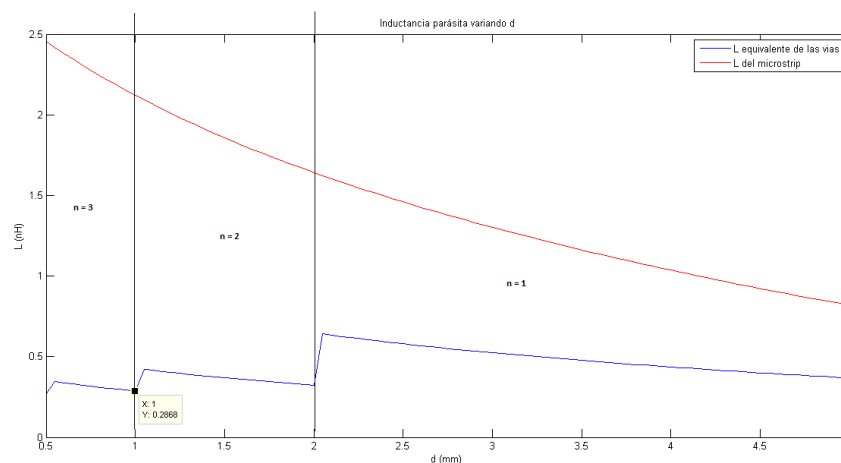


Figura D.11: Comparación de la inductancia parásita que aporta un microstrip de ancho $d + e_{min}$ y $Largo = 6mm$ (rojo) contra la inductancia equivalente de $n = \text{floor}(\frac{Largo}{d+e_{min}})$ vías de diametro d .

,

Se concluyen 2 cosas:

- En todos los casos la inductancia que aportan las vías en paralelo es bastante menor que la de los microstrips.
- El óptimo se da para $d = 1mm$, ese fue el elegido para el diseño del segundo filtro.

D.1.1. Referencias

1. Howard W. Johnson and Martin Graham - *High-Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic*
2. Les Besser, Rowan Gilmore - *Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems, Vol 1: Passive Circuits and Systems*

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice E

Discontinuidades del Microstrip

En este apéndice se muestran los modelos usados para la separación **gap** y la terminación abierta **open** como discontinuidades en el Microstrip. Se tomaron los siguientes modelos:

Modelo **open**

QUCS reference manual/technical.pdf pág 181.

Modelo **gap**

Components and devices, Handbook of Microvawe technology, vol1. Pág 120 - T. Koryu Ishii. (mismo modelo que en QUCS reference manual/technical.pdf pág 182 pero tendría que ser corregido a $C_S(fF)$).

Tambien se encontraron otros en Components and devices, Handbook of Microvawe technology, vol1. Pág 121 - T. Koryu Ishii y en la página 181 del manual de QUCS para el open.

Open

Apéndice E. Discontinuidades del Microstrip

A microstrip open end can be modeled by a longer effective microstrip line length Δl as described by M. Kirschning, R.H. Jansen and N.H.L. Koster [35].

$$\frac{\Delta l}{h} = \frac{Q_1 \cdot Q_3 \cdot Q_5}{Q_4}$$

with

$$\begin{aligned} Q_1 &= 0.434907 \cdot \frac{\varepsilon_{r,eff}^{0.81} + 0.26}{\varepsilon_{r,eff}^{0.81} - 0.189} \cdot \frac{(W/h)^{0.8544} + 0.236}{(W/h)^{0.8544} + 0.87} \\ Q_2 &= 1 + \frac{(W/h)^{0.371}}{2.358 \cdot \varepsilon_r + 1} \\ Q_3 &= 1 + \frac{0.5274}{\varepsilon_{r,eff}^{0.9236}} \cdot \arctan \left(0.084 \cdot (W/h)^{\frac{1.9413}{Q_2}} \right) \\ Q_4 &= 1 + 0.0377 \cdot (6 - 5 \cdot \exp(0.036 \cdot (1 - \varepsilon_r))) \cdot \arctan \left(0.067 \cdot (W/h)^{1.456} \right) \\ Q_5 &= 1 - 0.218 \cdot \exp(-7.5 \cdot W/h) \end{aligned}$$

The numerical error is less than 2.5% for $0.01 \leq W/h \leq 100$ and $1 \leq \varepsilon_r \leq 50$.

Figura E.1: Imagen tomada de QUCS reference manual/technical.pdf pág 181

La capacidad agregada al final del Microstrip será $C = C_{carac} \Delta l$, siendo C_{carac} la capacidad por unidad de longitud del Microstrip que se toma de la sección 3.2.1.2.

Gap

A symmetrical microstrip gap can be modeled by two open ends with a capacitive series coupling between the two ends. The physical layout is shown in fig. 11.6.

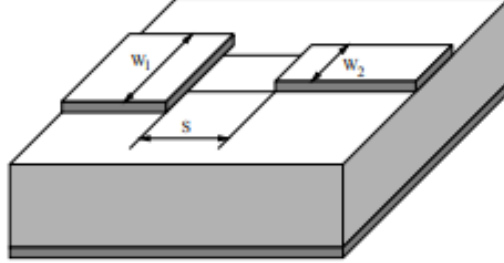


Figure 11.6: symmetrical microstrip gap layout

The equivalent π -network of a microstrip gap is shown in figure 11.7. The values of the components are according to [37] and [30].

$$C_S [\text{pF}] = 500 \cdot h \cdot \exp\left(-1.86 \cdot \frac{s}{h}\right) \cdot Q_1 \cdot \left(1 + 4.19 \left(1 - \exp\left(-0.785 \cdot \sqrt{\frac{h}{W_1} \cdot \frac{W_2}{W_1}}\right)\right)\right)$$

$$C_{P1} = C_1 \cdot \frac{Q_2 + Q_3}{Q_2 + 1}$$

$$C_{P2} = C_2 \cdot \frac{Q_2 + Q_4}{Q_2 + 1}$$

with

$$\begin{aligned} Q_1 &= 0.04598 \cdot \left(0.03 + \left(\frac{W_1}{h}\right)^{Q_5}\right) \cdot (0.272 + 0.07 \cdot \varepsilon_r) \\ Q_2 &= 0.107 \cdot \left(\frac{W_1}{h} + 9\right) \cdot \left(\frac{s}{h}\right)^{3.23} + 2.09 \cdot \left(\frac{s}{h}\right)^{1.05} \cdot \frac{1.5 + 0.3 \cdot W_1/h}{1 + 0.6 \cdot W_1/h} \\ Q_3 &= \exp\left(-0.5978 \cdot \left(\frac{W_2}{W_1}\right)^{1.35}\right) - 0.55 \\ Q_4 &= \exp\left(-0.5978 \cdot \left(\frac{W_1}{W_2}\right)^{1.35}\right) - 0.55 \\ Q_5 &= \frac{1.23}{1 + 0.12 \cdot (W_2/W_1 - 1)^{0.9}} \end{aligned}$$

with C_1 and C_2 being the open end capacitances of a microstrip line

Figura E.2: Imagen tomada de QUCS reference manual/technical.pdf pág 182

En la ecuación de C_s debería decir $C_s(fF)$ o cambiar el 500 que multiplica adelante de la ecuación por un 0.5.

Apéndice E. Discontinuidades del Microstrip

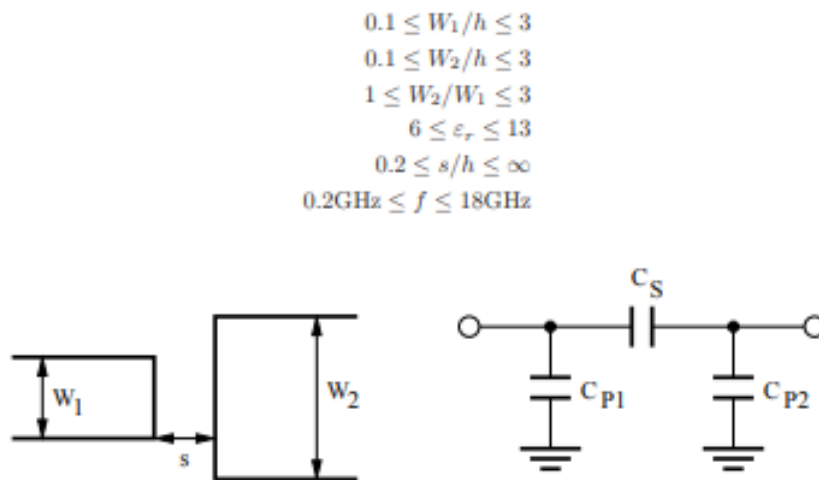


Figura E.3: Imagen tomada de QUCS reference manual/technical.pdf pág 183

Para los rangos descritos en la imagen E.3 se obtienen errores $< 0,1mS$ en la admitancia según QUCS, en nuestro caso ϵ_r está por debajo de esa cota y podría encontrarse un modelo mejor.

E.0.1. Referencias

1. *Stefan Jahn - Michael Margraf - Vincent Habchi - Raimund Jacob, QUCS, technical papers*
2. *R.K. Hoffmann, Chapter 4 - Microstrip Line Components, Editor(s): T. Koryu Ishii, Handbook of Microwave Technology, Academic Press, 1995, Pages 95-142,*

Apéndice F

Resumen sobre semiconductores

F.1 Resumen sobre semiconductores

F.1.1. Propiedades de un semiconductor

La conductividad de un material es proporcional a la concentración de carga libre que este posea.

En el caso de los conductores, el medio de conducción es el arrastre de electrones en la banda de conducción de los átomos.

Para el caso de los semiconductores debido a como se arreglan sus átomos, se tendrán electrones en la banda de conducción tal y como en el caso anterior pero a su vez existen huecos en las redes de electrones que unen esos átomos. Esto traerá que un electrón pueda moverse de un átomo a otro, movimiento de carga modelado a través del portador ficticio cargado positivamente llamado hueco.

A temperaturas extremadamente bajas $\approx 0K$ los átomos tendrán todos sus enlaces covalentes completos y no habrán electrones en la banda de conducción es decir que se comporta como un aislante, mientras que al aumentar la temperatura estos enlaces entre los átomos se rompen dando lugar a electrones libres y huecos, convirtiéndose en un buen conductor.

El electrón que se mueve a un hueco, deja en su lugar otro hueco, es decir que se puede ver como si el hueco se moviese. Ese enfoque lleva a pensar al hueco como un portador de carga positiva p .

Finalmente, con lo anterior, la diferencia fundamental entre un conductor y un semiconductor es que los primeros aportan cargas a la conducción que son todas del mismo signo (electrones) entonces son **unipolares** mientras que los segundos aportan cargas de distinto signo (electrones y huecos, signos negativo y positivo respectivamente) es decir son **bipolares**.

Dopajes

Un semiconductor intrínseco se dice que está dopado si se le agregan átomos de distinto tipo que tienen un exceso o falta de electrones en su banda de valencia en comparación a los átomos que componen al intrínseco.

Los átomos que tienen electrones de menos aportan huecos a la red es decir que son aceptores de electrones libres, mientras que los que tienen electrones de más, aportan electrones libres a la red y en ese caso son donadores.

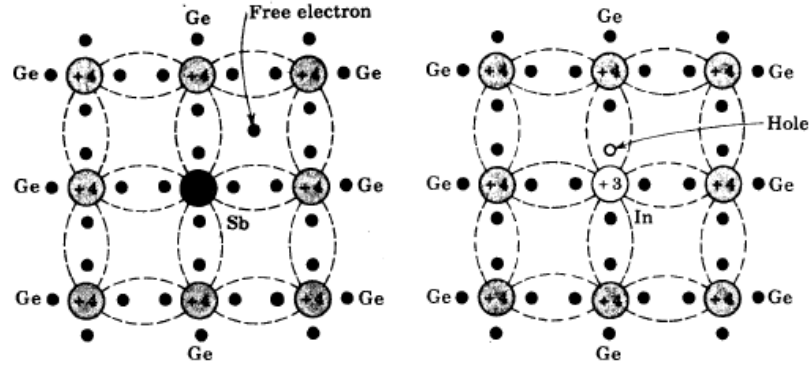


Figura F.1: Esquema de material dopado tipo-n y tipo-p, figura 2.8 sec 2.3 de el libro de Millman

F.1.2. Ley de acción de masas

En estado de equilibrio térmico se cumple que:

$$np = n_i^2 \quad (\text{F.1})$$

Siendo n la concentración de electrones, p la de huecos y n_i la de huecos en el caso intrínseco. Esta última es constante¹ Por lo que al dopar un material, siempre existe un tipo de portador de carga que predomina en cantidad. En el caso del dopado tipo-n, los portadores mayoritarios son los electrones y los minoritarios son los huecos.

F.1.3. Densidad de cargas en un semiconductor

Sea N_D la concentración de donadores con el que fue dopado el material. Entonces, la concentración total de cargas positivas es $N_D + p$.

Analogamente definiendo N_A la concentración de aceptores, se tienen una densidad de cargas negativas total de $N_A + n$.

Las densidades de cargas n y p están relacionadas por la ecuación (1) pero a su vez por la ley de neutralidad eléctrica en el material:

$$N_D + p = N_A + n \quad (\text{F.2})$$

En el caso de un material dopado tipo-n, $N_A = 0$. Es decir, $n \gg p \Rightarrow n - p \approx n \Rightarrow n \approx N_D$.

Se concluye que **en un material dopado tipo-n, la concentración de electrones libres es aproximadamente igual a la densidad de átomos donadores.**

¹En realidad depende de la temperatura, es decir, es constante a una T dada.

F.1.4. Propiedades eléctricas de los semiconductores

F.1.4.1. Conductividad

Al aplicarle un campo eléctrico E a un semiconductor los electrones se moverán en dirección opuesta a los huecos, pero como las cargas eléctricas de dichas partículas son opuestas, ambos contribuyen a la densidad de corriente eléctrica:

$$J = (n\mu_n + p\mu_p)qE = \sigma E \quad (\text{F.3})$$

donde q es la carga del electrón, σ es la conductividad y μ_n y μ_p son las movilidades del electrón y del hueco respectivamente.

F.1.5. Generación y recombinación de cargas

En un material intrínseco se crean pares electrón-hueco por agitación térmica. Algunos de estos electrones eventualmente pasan a formar parte de los enlaces covalentes nuevamente. En promedio un electrón libre vive un tiempo τ_n antes de recombinarse y un hueco un tiempo τ_p . Estos tiempos son llamados **tiempo de vida medio** del electrón y del hueco respectivamente. En la práctica se pueden tener $\tau_p \sim 100ns.., 100\mu s$.

Para estudiar el transitorio de la variación de p se considera que se expone a un material tipo-p con luz la cual se suspende en el instante $t = 0$. En ese caso, la variación de p decrecerá en promedio por un factor $\frac{p}{\tau_p}$ donde τ_p se asume que no es función de p y crecerá a una tasa g debida a agitación térmica con lo que:

$$\frac{dp}{dt} = g - \frac{p}{\tau_p} \quad (\text{F.4})$$

La ecuación anterior es válida $\forall t > 0$, se tiene que al alcanzar el equilibrio nuevamente $p|_{t=\infty} = p_0$ y $\frac{dp}{dt}|_{t=\infty} = 0$ entonces

$$g = \frac{p_0}{\tau_p} \quad (\text{F.5})$$

Usando F.5, sustituyendo en F.4 y definiendo $p' = p - p_0$:

$$\frac{dp'}{dt} = -\frac{p'}{\tau_p} \quad (\text{F.6})$$

Luego imponiendo la condición inicial $p'(0) = \bar{p} - p_0$ la solución al problema es:

$$p'(t) = (\bar{p} - p_0)e^{-\frac{t}{\tau_p}} \quad (\text{F.7})$$

La transición de los estados antes mencionados al prender y apagar la luz se muestra en la figura F,2.

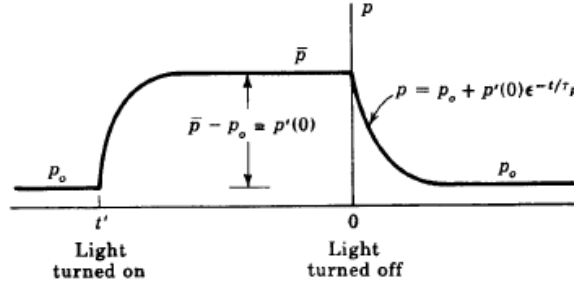


Figura F.2: Generación y reorganización de huecos al imponer cambio en p , figura 2-13 sec 2.8 del Millman

F.1.6. Difusión

En un semiconductor se tiene un tipo de conducción llamado conducción por difusión. Este fenómeno está presente cuando se tiene una distribución no uniforme de cargas a lo largo del material. En el caso simplificado de una dimensión, se tendrá una variación en la concentración de p según x de $\frac{\partial p}{\partial x}$. Trazando un plano imaginario perpendicular al eje x , debido a agitación térmica de los huecos, estos atravesarán el plano desde un lado y del otro del mismo. Sin embargo al existir una concentración mayor de un lado que del otro, se espera que en promedio pasen más huecos del lado que tiene mayor concentración que del que tiene menor. El movimiento de los huecos según x aportan a la corriente en esa dirección.

La densidad de corriente de difusión debida a los huecos es $J_{p_{diff}}$:

$$J_{p_{diff}} = -qD_p \frac{\partial p}{\partial x} = -q\mu_p V_T \frac{\partial p}{\partial x} \quad (F.8)$$

donde D_p es la constante de difusión de huecos, q es la carga del hueco (igual en magnitud a la del electrón) y V_T es el voltaje térmico. En la segunda igualdad se uso la conocida relación de Einstein.

De forma análoga se define la densidad de corriente debida a los electrones:

$$J_{n_{diff}} = qD_n \frac{\partial n}{\partial x} \quad (F.9)$$

F.1.6.1. Corriente total

Considerando el mecanismo de conducción eléctrica de difusión y el de arrastre (o de *drift*) por la presencia de un campo eléctrico E , se llega a que las densidades de corriente de los electrones y los huecos son respectivamente las siguientes:

$$J_p = q\mu_p p E - qD_p \frac{dp}{dx} \quad (F.10)$$

$$J_n = q\mu_n nE + qD_n \frac{dn}{dx} \quad (\text{F.11})$$

F.1.7. Ecuación de continuidad

En general, la concentración de portadores es una función del tiempo y del espacio. Como bien es sabido, la carga no se crea ni se destruye por lo tanto, si consideramos el diferencial de volumen de la figura 1.3, el cambio en la concentración p de huecos (huecos por unidad de volumen) está dado por:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \frac{1}{qA} \frac{dI_p}{dx} = \frac{1}{q} \frac{dJ_p}{dx} \quad (\text{F.12})$$

Esta expresión se justifica porque en un cierto instante t la corriente entrante es I_p mientras que la saliente es $I_p + dI_p$ en el diferencial de volumen $A dx$. Esto quiere decir que dI_p/q huecos están dejando el diferencial de volumen por segundo. Por lo tanto, la concentración cambia según la ecuación ??.

Sin embargo, el cambio de la concentración no viene dado solo por esta última ecuación sino que también es preciso considerar el fenómeno de recombinación. De esto se deduce la siguiente expresión que contempla ambos efectos:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \frac{p_0 - p}{\tau_p} + \frac{1}{q} \frac{dJ_p}{dx} \quad (\text{F.13})$$

Lo anterior se dedujo para el caso particular de huecos pero también es válida para electrones en cuyo caso se sustituye n por p .

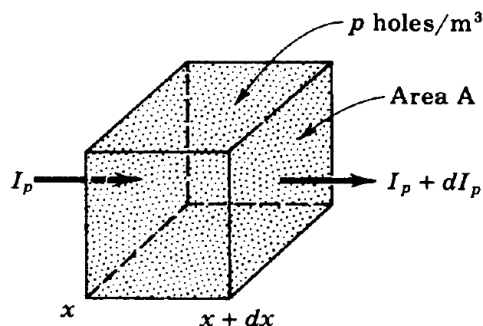


Figura F.3: Volumen diferencial para la obtención de la ecuación de continuidad, figura 2-15 sec 2.10 del Millman

F.1.8. Inyección de portadores minoritarios

Se considera una barra muy larga de semiconductor tipo n sometida a radiación electromagnética en uno de sus extremos como muestra la figura F.4. Esta radiación provoca la generación de pares electrón-hueco en torno a $x = 0$. Se supone que la concentración de huecos es mucho menor que la de electrones en todo momento. Es decir, $p = p' + p_0 \ll n$ siendo p' la concentración generada por

F.1. Resumen sobre semiconductores

culpa de la radiación. Esto implica que la corriente de drift de los huecos I_{pd} es despreciable frente a la corriente de huecos debida a difusión I_{pdiff} , con lo que se despreciará I_{pd} . Esta suposición será probada más adelante.

Al sustituir la ecuación F.10 (despreciando el término de drift) en ??, estudiar la situación en régimen (imponer $\frac{dp}{dt} = 0$) se llega a que:

$$\frac{d^2 p'}{dx^2} = \frac{p'}{L_p^2} \quad (F.14)$$

donde $L_p = \sqrt{D_p \tau_p}$ se define como largo de difusión de los huecos. La solución a esta ecuación es:

$$p'(x) = K_1 e^{-x/L_p} + K_2 e^{x/L_p} \quad (F.15)$$

Dado que $p'(x)$ no puede diverger al crecer x , la constante $K_2 = 0$. Entonces $K_1 = p'(0)$. Esto conduce a que $p'(x) = p'(0)e^{-x/L_p} = p(x) - p_0$, lo cual se grafica en la figura F.4b.

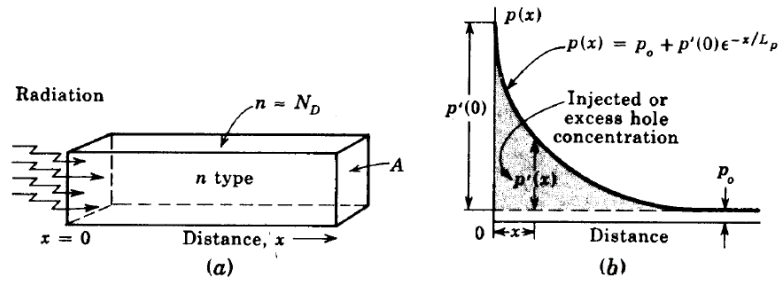


Figura F.4: a) Barra tipo n sometida a radiación. b) Concentración de huecos según x en régimen, figura 2-16 sec 2.11 del Millman

F.1.9. Referencias

1. Jacob Millman, *Microelectronics : digital and analog circuits and systems*, New York : McGraw-Hill, ©1979.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Índice de tablas

2.1	Especificaciones generales	30
2.2	Código de colores para los gráficos de la figura 2.3	32
2.3	Código de colores para la figura 2.8	39
2.4	Estados de ambos diodos según la figura 2.11	42
2.5	Comparación de amplitud de la componente de 1 GHz a la salida para las siguientes configuraciones: rama paralelo (P), serie (S), paralelo con diodos en anti-paralelo (P-AP), serie con anti-paralelo (S-AP), serie-paralelo (SP) y serie-paralelo con anti-paralelo (SP-AP).	48
3.1	Valores de C y L de los resonadores en paralelo de la figura 3.3	60
3.2	Componentes del primer diseño según la topología de la figura 3.5	61
3.3	Valores del ancho W del Microstrip barrido	66
3.4	Características en frecuencia de los resonadores en paralelo de la figura 3.15 de izquierda a derecha.	72
3.5	Tabla con componentes comprados	82
3.6	Valores de los parásitos de los componentes elegidos según la figura 3.41 y el origen del modelo	93
3.7	Tabla con potencias y amplitudes sobre 50Ω medidas del generador y a salida de los diodos.	109
4.1	Valores de ganancia adecuados (según los criterios manejados) en los armónicos de mayor interés con $V_5 = 120mV$ y considerando $A_5 = -6dB = 0,5$	126
4.2	Valores de ganancia en los armónicos de mayor interés para el filtro de stubs de $\lambda_c/4$. En azul los valores límite de referencia definidos en 4.1.	132
4.3	Valores de g_n , Z_{0e} y Z_{0o} para el filtro de líneas acopladas.	137
4.4	Valores de W , L y S para el filtro de líneas acopladas.	139
4.5	Valores de atenuación en los armónicos de mayor interés para el filtro de microstrips acoplados mejorado con stubs. En azul los valores límite de referencia definidos en 4.1.	141
4.6	Parámetros variados para los corners del filtro de microstrips acoplados de la figura 4.13. Los rangos de variación usados son sobrestimados.	144

Índice de tablas

4.7	Magnitudes finales luego de ajustar las curvas de simulación a las medidas. (*SM refiere a Solder Mask.)	161
4.8	Potencias y tensiones del generador, de las simulaciones con parásitos y de las medidas.	163
5.1	Componentes del diseño original, según la topología de la figura 3.5	176
5.2	Valores de capacidad e inductancia de los componentes finales. . .	176
5.3	Frecuencias límite tales que para frecuencias menores, los circuitos 5.18 y 5.20 son equivalentes.	191
A.1	Parámetros de C_j para el ajuste de C_{havar}	196
D.1	Tabla con valores de L y C de las ecuaciones D.1 y D.2 para un largo de 4mm	229

Índice de figuras

1.1	a) Juntura pn. b) Distribución de carga espacial. c) Campo eléctrico. d) Potencial. (Figura 3-1 sec. 3.1 del Millman)	3
1.2	a) Juntura pn en reverso. b) Diagrama del circuito. (Figura 3-2 sec. 3.2 del Millman)	4
1.3	a) Diodo en directo b) Corrientes minoritarias en el diodo. (Figura 3-4 sec. 3.3 del Millman)	5
1.4	a) Voltaje en función de la corriente para un diodo genérico b) Misma gráfica para un diodo de germanio. (Figura 3-6 sec. 3.4 del Millman)	6
1.5	a) Juntura <i>pn</i> abrupta polarizada en inversa b) Densidad de carga c) Intensidad de campo eléctrico d) Tensión según x (Figura 3-10 sec. 3.7 del Millman)	8
1.6	a) Concentraciones minoritarias de huecos y electrones en polarización directa b) Concentraciones minoritarias de huecos y electrones en polarización inversa (Figura 3-14 sec. 3.8 del Millman)	10
1.7	a) Circuito de conmutación. b) Corriente por el diodo durante la conmutación. c) Evolución de la concentración de portadores minoritarios a medida que se conmuta el diodo. d) Voltaje en el diodo. (Figura 23 sec. 2.5 de Sze)	12
1.8	Formas de onda de las soluciones obtenidas de la ecuación 1.34. (fig. 1 HP AN 918)	15
1.9	Ejemplo de circuito que acorta el tiempo de subida de una escalón a la entrada. (fig. 3 HP AN 918)	16
1.10	Forma de onda a la salida del circuito de la figura 1.8a para SRD: a) ideal b) real	17
1.11	Circuito equivalente de SRD considerando componentes asociados a efectos parásitos. a) En directa. b) En inversa. En ambos casos ϕ es V_γ	18
1.12	Circuito y especificaciones de diseño	20
1.13	a) Microstrip acoplado y un modelo sencillo de capacidades. b) Comportamiento en el modo par. c) Comportamiento en el modo impar.	24
1.14	W/h y S/h en función de Z_{0e} y Z_{0o} para el caso $\epsilon_r = 10$.	25
1.15	Microstrip acoplado con los puertos 2 y 3 abiertos.	26
1.16	S_{21} obtenido al colocar 2 microstrips idénticos en cascada con $Z_{0e} = 70\Omega$ y $Z_{0o} = 40\Omega$.	28

Índice de figuras

2.1	Configuraciones de un solo diodo	32
2.2	Tensión y sentido de la corriente por el diodo definidas.	32
2.3	Configuración en paralelo variando V_P , según la tabla 2.2. Arriba: v_{in} en vacío. Medio: v_{out} . Abajo: i_D con el sentido de la figura 2.2	33
2.4	Tiempo de storage en función de V_P	36
2.5	Amplitud del escalón a salida en función de V_P	36
2.6	Amplitud del escalón a la salida	37
2.7	Amplitud a la salida de la componente de 1 GHz en función de la amplitud de la entrada	38
2.8	Configuración en serie variando V_P , según la tabla 2.3 . Arriba: v_{in} en vacío. Medio: v_{out} . Abajo: i_D con el sentido de la figura 2.2	39
2.9	Espectros de la salida entrando con $V_P = 1,5$ V. a) Diodo en paralelo. b) Diodo en serie.	40
2.10	Circuito de una rama paralelo y otra serie con un diodo en cada una.	41
2.11	Tensión de salida (celeste), tensión a la entrada del circuito (amarillo) y tensión de la entrada en vacío en función del tiempo (rosado).	42
2.12	Amplitud a la salida en función de la amplitud de entrada V_P para la configuración serie paralelo.	43
2.13	Diodos en anti-paralelo en la rama serie y en la rama paralelo.	44
2.14	v_{out} del circuito de la figura 2.13 con $V_P = [0,4 : 0,4 : 2,4]$ V.	44
2.15	Espectro de v_{out} entrando con $V_P = 1,6$ V	45
2.16	Forma de onda a la salida simplificada para el caso de una rama serie y otra paralelo con 2 diodos en anti-paralelo en cada rama.	45
2.17	Comparación de espectros entre simulado y modelado con pulsos rectangulares.	46
2.18	Comparación entre el pulso simulado y un modelo de media senoide.	47
2.19	Comparación de espectros entre simulado y modelado con pulsos de media onda.	47
2.20	Topología definitiva a usar como 1era etapa	49
2.21	Izq. Circuito sin rama serie y salida obtenida. Der. Circuito con rama serie y salida obtenida.	50
2.22	Izq. Circuito con rama serie y salida obtenida. Der. Circuito sin rama serie y salida obtenida.	50
2.23	Diodo solo y diodo con parásitos debido al package	52
2.24	(a) Circuito simulado en spice donde se despreció C_p . (b) Circuito modelo para calcular i_D . (c) Resultados de la simulación en spice.	53
3.1	Topología del primer filtro diseñado	58
3.2	Resonadores a baja frecuencia	59
3.3	Parámetros S21 del esquemático de la figura 3.5 con valores de C y L según la tabla 3.1. Las curvas externas corresponden a valores de C mas bajos. Los resonadores en serie están formados por $C_{serie} = 1,2$ pF y $L_{serie} = 20$ nH	60
3.4	Esquemático del tipo de filtro discutido, variando $C_{paralelo}$ y $L_{paralelo}$	60
3.5	Parámetros S21 del filtro diseñado con componentes ideales	61
3.6	Layout del primer filtro diseñado	62

3.7	Circuito diseñado juntos con los parásitos que agrega la implementación. Las pistas marcadas en rojo afectan mayormente a la respuesta pasante y las marcadas en amarillo afectan fuera de la banda de paso	62
3.8	Parámetros S21 del circuito ideal (rojo) y del circuito con parásitos (azul). En rosado se simplifica el problema quitando las líneas marcadas en blanco.	63
3.9	En línea punteada, parámetros S21 del modelo de parámetros concentrados de la figura 3.10. En línea continua, parámetros S21 de la línea Microstrip. En ambos casos se varía W según la tabla 3.3	65
3.10	Esquemático simulado. A la izquierda Microstrip de W variable. A la derecha modelo del Microstrip de parámetros concentrados	66
3.11	Modelos de parámetros concentrados dividiendo en 2 y 3 tramos	66
3.12	Parámetros S de un microstrip de $W = 1mm$ y $L = 3mm$ y de los modelos de parámetros concentrados dividiendo la línea en 1,2,3 y 9 tramos	67
3.13	Parámetros S de un microstrip de $W = 1mm$ y $L = 10mm$ y de los modelos de parámetros concentrados dividiendo la línea en 1,2,3 y 9 tramos	68
3.14	Pistas de los resonadores paralelo con una conexión a tierra ideal	70
3.15	4 conexiones posibles de un resonador en paralelo con sus parásitos	70
3.16	Resonador de la izquierda en la figura 3.15 modelado con componentes de parámetros concentrados según la figura 3.10.	71
3.17	Parámetros S21 del filtro con resonadores en paralelo como el analizado	72
3.18	Parámetros S21 del filtro de la figura 3.14	73
3.19	Parámetros S21 del filtro con resonadores en paralelo de $L = 5nH$ y $C = 4,3pF$ como el de la configuración número 4	74
3.20	Resonadores en paralelo acoplados capacitivamente	75
3.21	Variación de la topología de la figura 3.20	75
3.22	Transferencia de los filtros acoplados capacitivamente (azul) e inductivamente (rojo) de componentes elegidos.	76
3.23	Transformaciones de Norton. Imagen tomada y corregida de Les Besser 8.9.	77
3.24	Circuitos equivalentes con C_1 C_2 y Z_2 a determinar	77
3.25	Transformaciones aplicadas en el diseño del segundo filtro. Las líneas punteadas encierran a los componentes entrada a la transformación y en línea continua a los componentes de salida.	80
3.26	S21 del filtro quitando los capacitores de los extremos (azul) y S21 del filtro anterior (rojo).	81
3.27	Comparación de componentes según tamaño y Q que brinda el fabricante	82
3.28	Comparación de parámetros S del filtro con los componentes a comparar (azul) vs el filtro de componentes ideales (rojo)	83

Índice de figuras

3.29	Esquemático de la simulación de la figura 3.28. Arriba circuito de componentes ideales, abajo utilizando cajas de parámetros S dados por el fabricante	83
3.30	Modelo de parámetros concentrados de una bobina de 18nH real, modelado por Murata.	85
3.31	Impedancia equivalente a la de la figura 3.30 para $0,2Ghz < f < 4Ghz$	85
3.32	Parámetros S de los circuitos de las figuras 3.30 y 3.31 en azul y rojo respectivamente	85
3.33	Modelo de parámetros concentrados de capacitor de 5pF real, modelado por Murata.	86
3.34	Modelo equivalente en la banda de $0,2Ghz < f < 4Ghz$ de la figura 3.33	86
3.35	Parámetros S de los circuitos de las figuras 3.33 en azul y 3.34 en rojo.	87
3.36	Layout del filtro	87
3.37	Extraído del layout implementado junto con los componentes comprados. Parte 1	89
3.38	Extraído del layout implementado junto con los componentes comprados. Parte 2	90
3.39	Parámetros S del circuito extraído de la figura 3.37, 3.38 en negro, en rojo los del circuito de la figura 3.40 considerando la junta T y en azul los de la misma figura sin la T	91
3.40	Esquemático simplificado usando modelos de parámetros concentrados para los componentes de líneas de transmisión de QUCS. . . .	92
3.41	Componentes con sus parásitos, simplificado del modelo de Murata	93
3.42	Equivalente de parámetros concentrados para las pistas y el gap debajo de los componentes	94
3.43	Parámetros S de el primer y tercer circuito de la figura 3.42. Notar la diferencia máxima de 0.0005dB en S11 aún despreciando las bobinas	95
3.44	Figura tomada de Design and Simulation Model for Compensated and Optimized T-junctions in Microstrip Line	96
3.45	Figura tomada de Computer-aided-design of Microstrip couplers with accurate discontinuity models	96
3.46	Figura tomada de The equivalent circuit of Some Microstrip Discontinuities	96
3.47	Simulación incluyendo un transformador de $n=0.95$ conectado como indica la figura 3.46. Este valor de n se ajustó partiendo de que sería menor que 1 según la referencia donde se saco el modelo. Se despreciaron la capacidad y las inductancias que se agregan.	97
3.48	Esquemático con transformador parásito agregado.	97
3.49	Circuito extraído con parasitos agregados. Parte 1	98
3.50	Circuito extraído con parasitos agregados. Parte 2	99
3.51	Componentes que afectan la respuesta del filtro	102
3.52	Esquemático usado para simular en Cadence el circuito completo con filtro exportado de QUCS	103

3.53	Salida del circuito de la figura 3.52 para una entrada de $f_{in} = 200MHz$ y $V_{P_{in}} = 1,3V_P$ sobre 50Ω	104
3.54	Placas implementadas. En la figura aún no se le conectaron los conectores SMA	105
3.55	Tamaño de la placa de uno de los filtros implementados	105
3.56	Set de medida	106
3.57	Espectro de la señal a la salida cuando los diodos no conmutan	106
3.58	Espectro de la señal a la salida cuando los diodos conmutan	106
3.59	Layout implementado de los diodos en antiparalelo	108
3.60	Una segunda versión del Layout que mejora el balance de las pistas.	108
3.61	En verde espectro de la señal generada por un solo diodo en torno a 1Ghz, en azul usando dos en anti-paralelo. La amplitud es de pico.	108
3.62	Característica entrada-salida del circuito de los diodos, valores tomados de la tabla 3.7	110
3.63	Parámetros S11 y S21 de los filtros implementados, esperado y simulado ajustando la simulación luego de las mediciones.	112
3.64	Parámetros S12 y S22 de los filtros implementados, esperado y simulado ajustando la simulación luego de las mediciones.	113
3.65	Parámetros S11 y S21 del filtro placa 1 <i>a</i> medido en cada ajuste	115
3.66	Característica entrada - salida de amplitud de los circuitos implementados	116
3.67	Parámetros S11 y S21 del filtro placa 2 <i>a</i> medido en cada ajuste	117
3.68	Extraído del layout corregido luego de medir parte 1	120
3.69	Extraído del layout corregido luego de medir parte 2	121
4.1	FFT de la salida del circuito 2.13	125
4.2	a) Topología de una sección del filtro con stubs de $\lambda_c/4$ b) Circuito discreto equivalente cerca de la frecuencia central.	127
4.3	a) Módulos de la Z_v del stub cortocircuitado y del modelo L-C paralelo b) Fases de lo descrito en (a) c) Módulos de la Z_v de la línea abierta y del modelo L-C serie d) Fases de lo descrito en (c)	128
4.4	a) Resonadores obtenidos luego de aplicarle la transformación 4.6 a un capacitor y a una inductancia. b) Pasaje de un filtro pasa-bajos a un filtro pasa-banda al aplicarle la transformación.	129
4.5	Respuesta en frecuencia del filtro diseñado con stubs de $\lambda_c/4$ cortocircuitados. En azul es la simulación con líneas ideales mientras que en rojo con microstrips.	131
4.6	Circuito simulado en QUCS cuya respuesta aparece en la figura 4.5.	132
4.7	a) Topología de una sección del filtro con microstrips acoplados de $\lambda/4$ vista de arriba. b) Circuito equivalente.	133
4.8	a) Líneas acopladas ($\theta = \beta l$). b) Modelo para líneas acopladas ($\theta = \pi/2$ para $f = f_c$).	134

Índice de figuras

4.9	a) Modelo para líneas acopladas puesto en cascada. b) Equivalencia entre una línea de largo $\lambda_c/2$ y un resonador LC paralelo. c) Equivalencia entre un inversor y un transformador de cuarto de onda. d) Circuito resultante de sustituir los modelos de (b) y (c) en (a). e) Pasa banda de componentes discretos equivalente al circuito en (a).	135
4.10	Herramienta que permite analizar y/o sintetizar líneas de transmisión de distintos tipos.	138
4.11	Circuito de microstrips acoplados en QUCS.	139
4.12	S_{21} resultante de la simulación mostrada en la figura 4.11	140
4.13	Esquemático del filtro de microstrips acoplados con 4 stubs extra. .	141
4.14	S_{21} mejorado debido a los stubs agregados al filtro de microstrips acoplados.	142
4.15	S_{21} en cadence del filtro de microstrips acoplados.	142
4.16	Corners donde se encontró mayor variación en S_{21}	143
4.17	Circuito de componentes discreto equivalente al circuito de la figura 4.11.	144
4.18	Comparación en el rango 200 MHz - 2 GHz: S_{21} (azul) corresponde al circuito discreto equivalente, S_{43} (rojo) corresponde al circuito de microstrips acoplados con pérdidas y S_{65} (verde) corresponde al circuito de microstrips acoplados sin pérdidas.	145
4.19	a) Diodo MACOM con parásitos debido al package. b) Diodo modelado por la capacidad de deplexión. c) Modelo resultante de colocar 2 diodos en anti-paralelo.	146
4.20	S_{21} (en rojo) y S_{11} (en azul) resultantes de colocar el modelo de 2 diodos en anti-paralelo, es decir, el circuito de la figura 4.19c. . . .	147
4.21	Comparación entre el S_{21} del filtro (azul) y del filtro con los diodos (rojo).	147
4.22	Esquemático del circuito ideal simulado en cadence.	148
4.23	Voltaje a la salida barriendo la tensión de pico de la fuente.	148
4.24	Amplitud del 5to armónico y máxima amplitud de la salida en función de la amplitud de la fuente.	149
4.25	Distorsión armónica en porcentaje de las señales de 4.23	150
4.26	Tensión a la salida (negro), corriente que entra al circuito (rojo) y corriente por la primer bobina del filtro equivalente (azul).	151
4.27	Z_{in} para el filtro de microstrips acoplados y para su equivalente discreto.	151
4.28	Circuito con diodos en anti-paralelo y la Z_{in} del pasa-banda. . . .	152
4.29	Izq.: Layout del filtro solo. Der.: Layout del filtro con los diodos en anti-paralelo.	153
4.30	Comparación entre el filtro ideal (S_{21} en azul) y considerando los parásitos (S_{43} en rojo).	154
4.31	Comparación entre el filtro ideal (S_{21} en azul) y considerando los parásitos de forma más detallada (S_{43} en rojo).	155
4.32	a) Circuitos con 2 de los 4 stubs utilizados modelando la intersección y sin modelarla. b) Resultado de simular los circuitos de (a). . . .	155

4.33	S_{21} : en azul el circuito completo ideal mientras que en rojo el circuito completo con los parásitos modelados en detalle.	156
4.34	$v_{out}(t)$ obtenido simulando C.4 para $V_{sp} = 0,2,3,4 V$	157
4.35	Comparación de $V_{out,p}$ y THD entre los casos sin parásitos (triángulos) y con parásitos (cuadrados).	157
4.36	Esquema de conexión utilizado para relevar los parámetros S.	158
4.37	Esquema de conexión utilizado para relevar los espectros en frecuencia.	158
4.38	Arriba. Placa con los diseños distribuidos y discretos. Abajo Placa habiéndole quitado el solder mask al filtro distribuido.	159
4.39	S_{11}	159
4.40	Medición de S_{21} del filtro con solder mask hasta 4 GHz y curva de ajuste.	160
4.41	Medición de S_{21} del filtro sin solder mask y curva de ajuste.	160
4.42	Medición de S_{21} del filtro de 3 placas distintas.	161
4.43	Parámetros S_{21} y S_{11} del modelo (rojo) y de los cables (azul).	162
4.44	Espectro de potencia a la salida entrando con 11dBm a 200 MHz.	164
4.45	Espectro de tensión a la salida entrando con 11dBm a 200 MHz.	164
4.46	Comparación de $V_{5,medido}$ y $V_{5,simulado}$	165
4.47	S_{21} : En rojo se tiene el filtro sin modificar, en azul con el recorte de los microstrips acoplados y en verde con el recorte también en el stub de 19.9 mm	166
4.48	a) 2 microstrips acoplados conectados en cascada para ilustrar el acoplamiento indeseado. b) Utilización de instancia gap del QUCS para modelar el efecto del acoplamiento indeseado.	167
4.49	Comparación de la potencia a la salida medida entre los circuitos implementados	168
5.1	Bloques que componen el circuito principal.	172
5.2	Ejemplo de gráfico proporcionado por el script de matlab donde se marca la zona de combinaciones de interés para $L=20nH$ por ejemplo.	175
5.3	L_1 es L_{serie} original y L_2 es L_{serie} final.	176
5.4	Q_1 y Q_2 son los factores de calidad de L_1 (original) y L_2 (final) respectivamente.	177
5.5	H_1 y H_2 son las transferencias del filtro con los componentes originales y finales respectivamente.	177
5.6	Esquemático del filtro pasa-banda diseñado.	178
5.7	Respuesta AC del filtro variando valores de los componentes dentro del rango esperado.	178
5.8	Esquemático del test bench de todo el circuito.	179
5.9	Izq.: Esquemático interno de un bondpad donde se pueden apreciar los 4 diodos que conforman la estructura ESD. Der.: Prueba realizada para obtener los V_γ de los diodos de protección.	180
5.10	Izq.: En rojo se tiene V_{fuente} mientras que en verde se tiene V_{ESD} . Der.: Zoom de los codos donde actúan las protecciones.	180
5.11	Circuito 5.8 simplificado.	182

Índice de figuras

5.12	Tensiones a la salida del circuito de la figura 5.8 para 7 entradas sinusoidales cuyas amplitudes van desde 1V a 2,8V	183
5.13	Señal a la salida del circuito para el caso $V_P = 1,4V$	184
5.14	Componentes en frecuencia de v_{in} para el caso $V_P = 1,4V$	184
5.15	Layout del circuito integrado.	185
5.16	Marcado en rojo nuestro circuito. En verde el ruteo de nuestro circuito hasta los bondpads.	187
5.17	Comparación de la respuesta AC para el caso ideal y 4 extraídos.	188
5.18	Filtro con resistencias parásitas medidas manualmente.	188
5.19	En punteado los extraídos de R y manual. En sólido, variando R_p	190
5.20	Circuito equivalente al filtro con R_p , a baja frecuencia.	191
5.21	Transferencia del filtro en baja frecuencia, usando la expresión 5.7 para distintos R_p	192
A.1	Vida media de portadores minoritarios en función de la concentración de portadores mayoritarios en un material tipo n. M. S. Tyagi & R. Van Overstraeten (1983).	195
A.2	Curva de capacidad de reverse ajustada utilizando la ecuación A.5 y algunos puntos tomados de la curva del manual.	197
A.3	Perfil de dopado calculado a partir de la fórmula A.2	198
A.4	Capacidad de forward en función de la corriente por el diodo para $\tau_P = (0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3) \mu s$	199
B.1	Descomposición de f en la suma de g y h	202
B.2	Circuito de resonadores en paralelo en configuración T	205
B.3	Equivalente π del circuito de la figura B.2	205
B.4	Segundo equivalente Thevenin	206
B.5	Variación de la frecuencia de resonancia luego de la banda de paso al variar el capacitor del resonador en paralelo del medio C_2	207
B.6	Circuitos que ilustran los pasos descritos anteriormente.	211
B.7	Módulo de Z_{v1} en azul y fase en rojo punteado.	212
B.8	Módulo de Z_{v2} en azul y fase en rojo punteado para $R_p = (0; 10; 50; 100; 176; 250) m\Omega$. Lás líneas verticales negras son las frecuencias donde $ Z_{v2} = 1,1R_p$	212
C.1	Esquemático hecho a partir del layout utilizado para caracterizar los SMA.	214
C.2	S_{11} y S_{21} : Parámetros relevados para caracterizar los sMA. S_{33} y S_{43} : Parámetros ajustados utilizando el modelo de la figura C.1.	215
C.3	Esquemático en QUCS del circuito discreto completo con filtro distribuido agregando todos los parásitos.	216
C.4	Esquemático en cadence del circuito discreto completo con filtro distribuido agregando todos los parásitos.	217
C.5	Modelo para los cables junto con los parámetros S_{21} y S_{11} del modelo (rojo) y de los cables (azul).	219
D.1	Descripción según el punteado anterior	222

D.2	Esquemático del modelo de parámetros concentrados para los Microstrips y el filtro	223
D.3	Esquemático equivalente al de la figura D.2 para $f < 9Ghz$	223
D.4	Esquemático equivalente al de la figura D.3 para $f < 1Ghz$	224
D.5	Esquemático equivalente al de la figura D.2 para $f < 9Ghz$	225
D.6	Respuestas en frecuencia de: En rojo filtro ideal, en verde circuito de la figura D.3, en negro el equivalente de la figura D.5	226
D.7	Circuito equivalente de parámetros concentrados del circuito de la figura D.2 sin la pista amarilla del medio	227
D.8	Parámetros S21 del circuito de la figura D.7	227
D.9	Figura tomada de High speed digital design. A handbook of black magic pág 258.	230
D.10	Conexión a tierra para el segundo diseño usando vías de $d = 1mm$, $e = 1mm$. Medidas del dibujo en mm.	230
D.11	Comparación de la inductancia parásita que aporta un microstrip de ancho $d + e_{min}$ y $Largo = 6mm$ (rojo) contra la inductancia equivalente de $n = floor(\frac{Largo}{d+e_{min}})$ vías de diametro d	231
E.1	Imagen tomada de QUCS reference manual/technical.pdf pág 181 .	234
E.2	Imagen tomada de QUCS reference manual/technical.pdf pág 182 .	235
E.3	Imagen tomada de QUCS reference manual/technical.pdf pág 183 .	236
F.1	Esquema de material dopado tipo-n y tipo-p, figura 2.8 sec 2.3 de el libro de Millman	239
F.2	Generación y reorganización de huecos al imponer cambio en p , figura 2-13 sec 2.8 del Millman	241
F.3	Volumen diferencial para la obtención de la ecuación de continuidad, figura 2-15 sec 2.10 del Millman	242
F.4	a) Barra tipo n sometida a radiación. b) Concentración de huecos según x en régimen, figura 2-16 sec 2.11 del Millman	243

Esta es la última página.
Compilado el jueves 12 julio, 2018.
<http://iie.fing.edu.uy/>