



**Escola Politècnica Superior  
de Castelldefels**

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

# **TRABAJO FIN DE CARRERA**

**TITULO: Diseño de líneas de transmisión no lineales para compresión de pulsos**

**AUTOR: Daniel Archidona Ahijado**

**DIRECTOR: Juan Carlos Collado Gómez**

**FECHA: 30 de Junio del 2005**



**Título:** Diseño de líneas de transmisión no lineales para compresión de pulsos

**Autor:** Daniel Archidona Ahijado

**Director:** Juan Carlos Collado Gómez

**Fecha:** 30 de Junio del 2005

## **Resumen**

El presente trabajo tiene como objetivo diseñar líneas de transmisión no lineales (LTNL) para compresión de pulsos.

De las múltiples propiedades de una LTNL, se hace especial referencia a un tipo de dispersión conocida con el nombre de "shock" que utilizaremos para realizar la compresión de los frentes de onda generados a partir de una función escalón.

La herramienta software Advanced Design System posibilita el diseño de un generador de pulsos con un frente de onda como señal de entrada, así como también, realizar un estudio de los componentes de la LTNL como el diodo de polarización inversa Schottky o la guía de ondas coplanar.

Para finalizar, se procede a optimizar el diseño de la LTNL para poder generar señales con tiempos de subida de picosegundos, propios de los instrumentos de microondas que utilizan esta tecnología.

**Title:** Diseño de líneas de transmisión no lineales para compresión de pulsos

**Author:** Daniel Archidona Ahijado

**Director:** Juan Carlos Collado Gómez

**Date:** June, 30th 2005

### Overview

The recent work has an objective to design nonlinear transmission lines (NLTL) for pulse compression.

Inside the variety of properties of a NLTL, we make an special reference to a kind of dispersion known by the name shock, which we will use to make the compression of wavefronts generated by a step-function.

The software is a tool that makes it possible to design a pulse generator with a wavefront given by the input signal, as well as, to make a study of the NLTL components like the reverse-bias Schottky diode or the coplanar waveguide.

To finalize we proceed to optimize the design of the NLTL to make it possible to generate signals with rise time of picoseconds, typical of microwave instruments that make use of this technology.

# ÍNDICE

<b>ÍNDICE .....</b>	<b>3</b>
<b>INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 1. LTNL PARA COMPRESIÓN DE PULSOS.....</b>	<b>7</b>
1.1. Diodo.....	7
3.1. La barrera de Schottky con polarización aplicada.....	10
2...1. Polarización inversa .....	10
2...2. Polarización directa .....	10
3.1. Circuito equivalente de pequeña señal .....	11
1.2. Sustrato .....	15
1.2.1. Estructura para el guiado de microondas .....	15
1.3. Diseño de la LTNL .....	17
1.3.1. No-linealidad .....	18
1.3.2. Disipación.....	18
1.3.3. Dispersión .....	18
<b>CAPÍTULO 2. APLICACIÓN DE LA LTNL PARA CONFORMAR UN PULSO</b> <b>.....</b>	<b>31</b>
2.1. Generación de un pulso a partir de un escalón.....	31
2.1.1 Resultados de la simulación .....	33
2.2. Generación de un pulso a partir de la LTNL .....	31
<b>CAPÍTULO 3. CONCLUSIONES Y PROPUESTAS DE CONTINUACION.....</b>	<b>34</b>
<b>CAPÍTULO 4. BIBLIOGRAFIA .....</b>	<b>35</b>
<b>CAPÍTULO 5. ANEXOS.....</b>	<b>36</b>



## INTRODUCCIÓN

El objetivo de este trabajo es estudiar cómo diseñar líneas de transmisión no lineales (LTNL) para compresión de pulsos.

Para conocer el comportamiento de la LTNL a lo largo del proceso de diseño, utilizamos la herramienta de simulación ADS (Advanced Design System), que nos permitirá además, estudiar las propiedades de algunos de los componentes de la LTNL.

La primera línea de desarrollo se basa en el conocimiento de los elementos que componen una LTNL, como son el diodo de polarización inversa Schottky y el sustrato de guía de ondas coplanar.

En el primer capítulo se propone el diseño de un generador de pulsos que doble la señal de un escalón, con un determinado tiempo de subida. Sumándola con un cierto retardo en contrafase a la primaria, mediante reflexión, se originará el pulso.

Para la generación y la compresión de pulsos de microondas con tiempos de subida de ps, se estudian los efectos de la propagación de ondas en LTNL.

Del mismo modo, para conocer cómo se origina el efecto de compresión, se estudia la distorsión de la señal debido a las características de propagación de diferentes modos. Concretamente, existe un caso de dispersión débil conocido como shock que nos permitirá comprobar las propiedades del efecto de compresión.

A partir de aquí, el trabajo propone el diseño y comprobación de la LTNL formada por las sucesivas etapas de elementos, con propiedades capacitivas e inductivas, que provocarán la compresión de los frentes de onda de la función escalón como señal de entrada.

Como objetivo final, el último capítulo propone unir las etapas ya diseñadas. De este modo podremos obtener un pulso con un tiempo de subida y bajada lo más próximo a 0 posible a partir de un escalón ya comprimido por interacción con la LTNL.





# CAPÍTULO 1. LTNL PARA COMPRESIÓN DE PULSOS

En la actualidad, existe un notable progreso en el desarrollo de dispositivos de velocidad ultra rápida, que requieren una adecuada técnica para medidas de señales de microondas a altas frecuencias. Para realizar estas medidas se utilizan pulsos eléctricos ultra cortos en el rango de pico-femtosegundo.

La estructura básica de una línea de transmisión no lineal consiste en un vector de elementos no lineales, como por ejemplo diodos varactores, conectados a guías de ondas coplanares.

## 1.1. Diodo

Para la elección del diodo, se parte de una propuesta del Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya, que utilizará dicho diodo para desarrollar la línea de transmisión que se propone en este trabajo una vez finalizada y comprobada.

El modelo que se elige es varactor MTV 4030-04-19-1. Se trata de un modelo de diodo formado por una unión metal-semiconductor que puede trabajar con un voltaje máximo de 30 V, tiene una capacidad total  $C_t = 1\text{pF}$  a una frecuencia de 1 MHz. Las especificaciones técnicas quedan reflejadas en el apéndice 1.

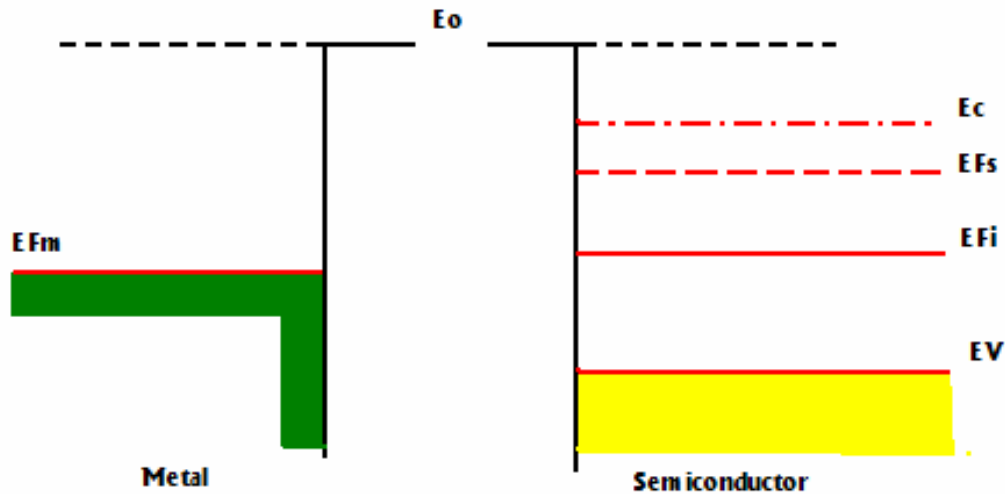
En el estudio del diodo se propone conocer cuál es su composición y determinar las zonas de trabajo donde opera en modo lineal.

Cuando este tipo de juntura es rectificante, permite el paso de corriente en un solo sentido; si es óhmica permite el paso de corriente en ambos sentidos.

En el estudio que aquí se pretende realizar se estudiará únicamente las junturas rectificantes, más conocidas como barreras Schottky.

La barrera de Schottky es un metal en contacto con un semiconductor dopado que puede formar un contacto rectificante. A diferencia de las uniones PN, la corriente es producida por el flujo de portadores mayoritarios.

Para conocer el principio de funcionamiento se muestra a continuación el diagrama de bandas de energía para un metal y para un semiconductor de tipo N antes del contacto:



**Fig. 1.1** Niveles de energía para un metal-semiconductor de tipo N antes del contacto

- $E_0$  es el nivel de referencia, su valor de energía es el que tendría un electrón si estuviera libre de la influencia del material.

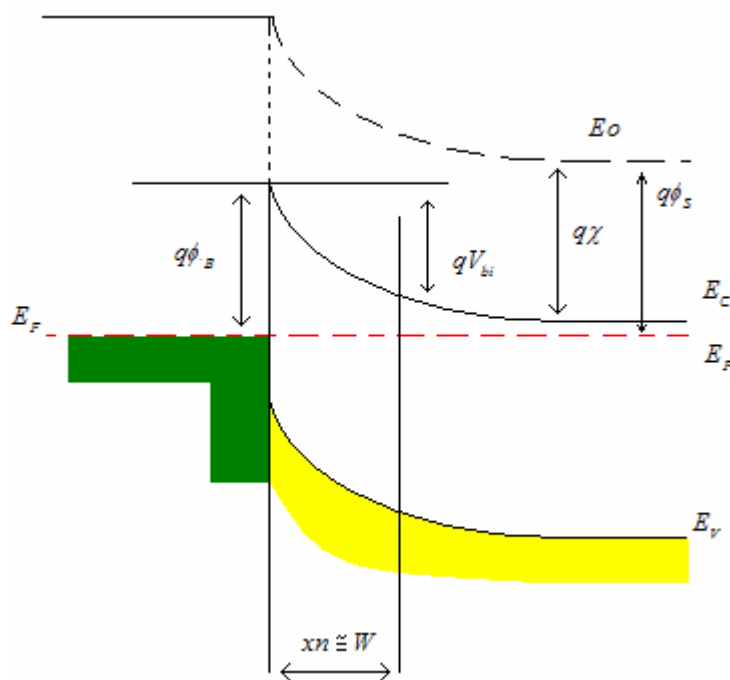
- $E_{Fm}$  es el nivel de Fermi en el metal.

- $E_{Fs}$  es la posición del nivel de Fermi y depende del tipo de dopado y de su concentración.

La cantidad  $q \Phi_s$  [eV] es la función trabajo del semiconductor, y depende de la concentración de dopaje, debido a la posición de  $E_{Fs}$ .

La altura de la barrera de energía en la superficie del semiconductor se expresa por la cantidad  $q \chi$  [eV], donde  $\chi$  es la afinidad electrónica que resulta de la diferencia de energía entre el nivel de vacío y el borde de la banda de conducción.

En la siguiente figura se muestra el diagrama de bandas de energía resultante cuando el metal y el semiconductor se ponen en contacto y en condición de equilibrio térmico.



**Fig. 1.2** Niveles de energía para un metal-semiconductor de tipo N después del contacto

En el momento en que se establece contacto entre el metal y el semiconductor, se genera una transferencia de electrones desde el semiconductor hacia el diodo debido a las diferencias de energía que se provocan. Este hecho provoca que se igualen los niveles de Fermi en circuito abierto.

Como consecuencia, se crea una región de carga espacial debida a los átomos donadores ionizados; se crea un campo eléctrico que se opone al flujo de electrones y en equilibrio se llegara a producir una curvatura de las bandas del lado del semiconductor.

Entre el semiconductor y el metal se genera una discontinuidad entre los estados permitidos de energía, lo que produce una barrera de potencial vista por los electrones en el metal que tratan de moverse hacia el semiconductor.

Esta barrera es conocida con el nombre de barrera de Schottky, dada por:

$$\phi_B = \phi_m - \chi \quad (1.1)$$

Sobre el lado del semiconductor,  $V_{bi}$  es el potencial de contacto visto por los electrones en la banda de conducción que quieren moverse hacia el metal:

$$V_{bi} = \phi_m - \phi_s \quad (1.2)$$

### 3.1. La barrera de Schottky con polarización aplicada

La altura de la barrera de potencial puede modificarse mediante la aplicación de una polarización externa. En principio se tiene una barrera  $\phi_B$  [eV] entre los electrones en el metal y los estados en la banda de conducción del semiconductor. La caída de tensión sucede en el semiconductor dentro de la región de carga espacial.

Como consecuencia, los electrones que se encuentran en el semiconductor, en el borde de la banda de conducción, encuentran, al querer moverse hacia el metal, una barrera cuya altura puede cambiarse respecto de su valor en equilibrio ( $\phi_B$  [eV]) mediante la aplicación de una polarización adecuada:

#### 2...1. Polarización inversa

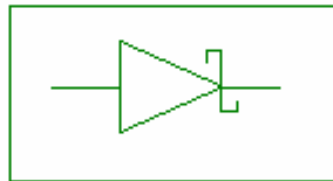
Se considera que el semiconductor está conectado a tierra. Si se le aplica una tensión  $V_R$  tal que el semiconductor, que es de tipo N, quede positivo respecto del metal ( $V_R < 0$ ), la caída de tensión a través de la región de carga espacial aumenta el valor ( $V_{bi} - V_R$ ) y, como resultado, aumentan el ancho de la región de agotamiento ( $x'_n$ ) y la carga espacial.

#### 2...2. Polarización directa

Si se le aplica una tensión positiva  $V_F$  al metal respecto del semiconductor, la barrera semiconductor-metal, ( $V_{bi} - V_F$ ) se reduce. En esta situación, los electrones pueden fluir fácilmente desde el semiconductor hacia el metal, ya que la altura de la barrera se ha reducido.

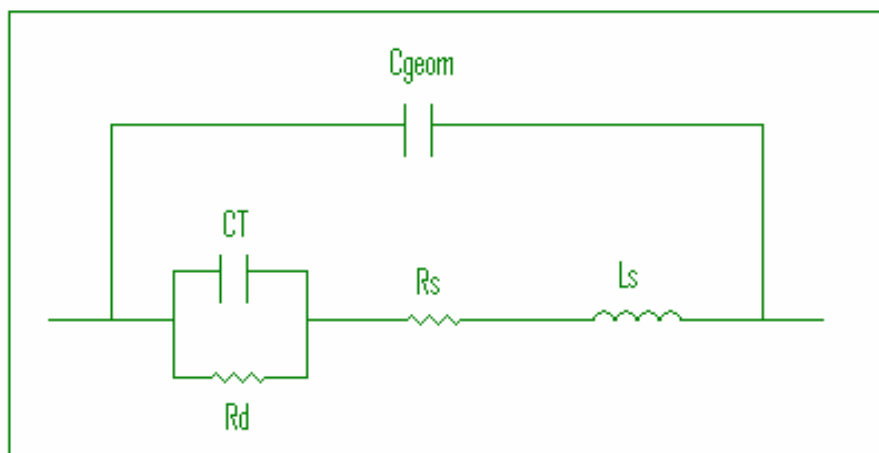
### 3.1. Circuito equivalente de pequeña señal

El circuito equivalente en pequeña señal del diodo Schottky cuyo símbolo esquemático se muestra en la siguiente figura:



**Fig. 1.3** Circuito equivalente en pequeña señal del diodo Schottky

es similar al de un diodo de juntura PN:



**Fig. 1.4** Circuito equivalente en pequeña señal del diodo de juntura PN

El circuito presenta la combinación en paralelo de la resistencia  $R_d$  y la capacidad  $C_T$  de la región de agotamiento. Estos elementos están en serie con  $R_s$ , que incluye la resistencia de los contactos y de la región neutra del semiconductor, y una inductancia parásita en serie  $L_s$ , que tiene efectos en aplicaciones de muy alta frecuencia. También se incluye la capacidad geométrica del dispositivo que depende de la longitud del dispositivo.

La diferencia más importante con el circuito equivalente del diodo de juntura PN es la ausencia de la capacidad de difusión, que predomina en polarización directa.

Para un diodo Schottky un tiempo de conmutación típico es de 1 ps, en tanto que un diodo común está en el orden de 1ns.

Para comprobar alguna de las características del varactor se procede a realizar su simulación.

Como aparece en las hojas de especificaciones del apéndice 1, se utiliza un varactor con capacidades variables según el voltaje aplicado.

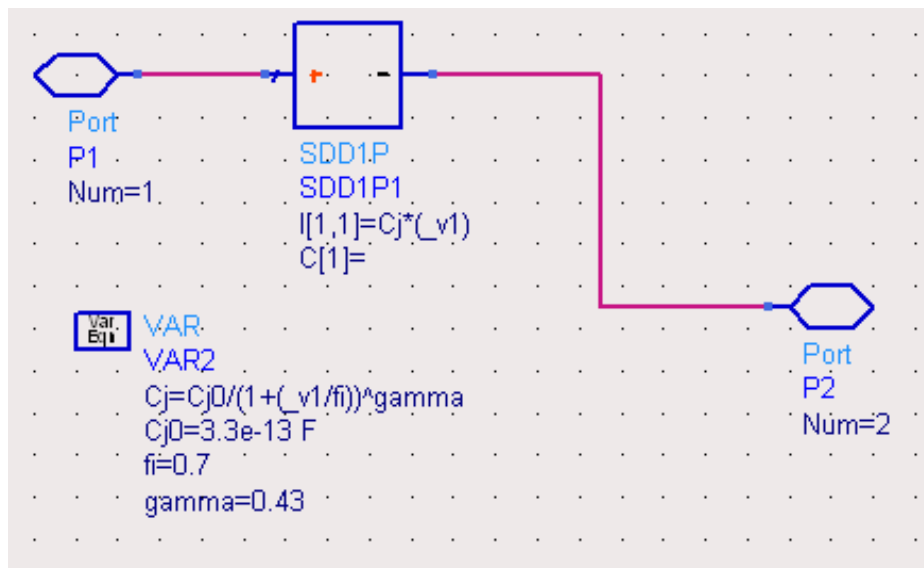
Dentro de las posibles configuraciones del varactor se elige la de ensambladura abrupta que tiene como característica principal que su capacidad depende de la raíz inversa del voltaje que existe en sus extremos.

$$C_{j(VR)} = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_R}{\phi}\right)^\gamma} \quad (1.3)$$

Donde  $\gamma = 0.5$  y  $\phi = 0.7$

Con el programa de simulación ADS, intentaremos comprobar algunas de las características del varactor como por ejemplo, sus curvas de capacidad en función del voltaje en sus extremos.

El diodo varactor queda representado de la siguiente forma:



**Fig. 1.5** Representación del diodo varactor (ADS)

Como puede verse,  $C_j$  está condicionada por la expresión antes comentada. El valor de  $C_{j0}$  se obtiene a partir de la función capacidad de la unión del metal-semiconductor y el voltaje a los extremos del diodo. La función está representada en el apéndice 2.

En las simulaciones donde se ha utilizado el diodo varactor, podrá verse su esquema simplificado. Consiste en una caja con dos puertos que hemos etiquetado como P1 (puerto 1) y P2 (puerto 2).

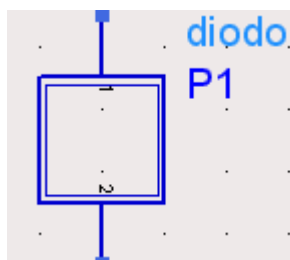


Fig. 1.6 Modelo del diodo en ADS

El circuito con el que comprobaremos la característica capacidad-tensión que viene reflejado en las notas de aplicación es el siguiente:

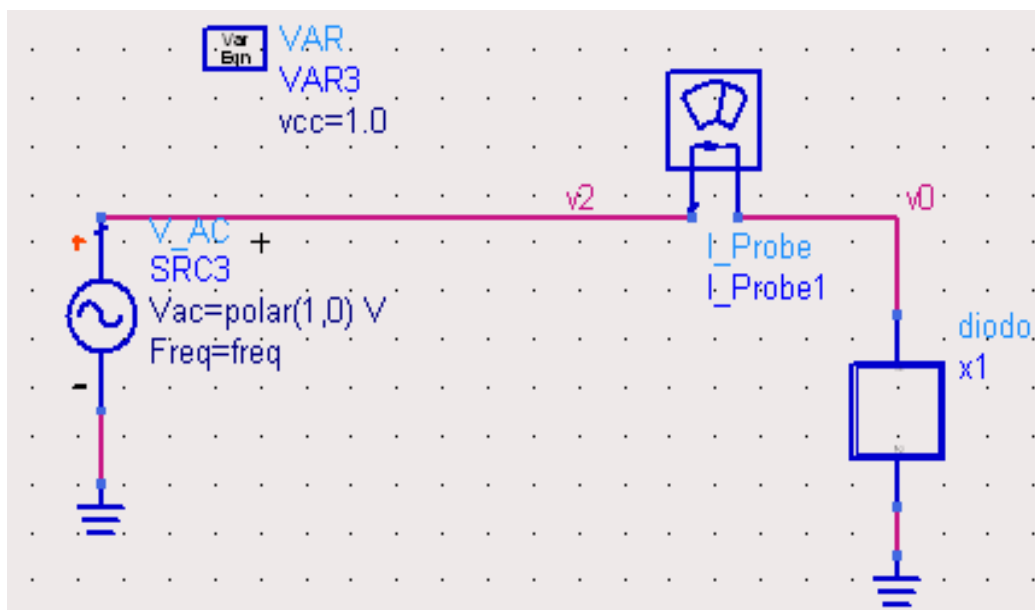


Fig. 1.7 Esquema para comprobación curva C-V del diodo (ADS)

Queda fijado un generador que permite polarizar el diodo oscilando a una determinada frecuencia fija.

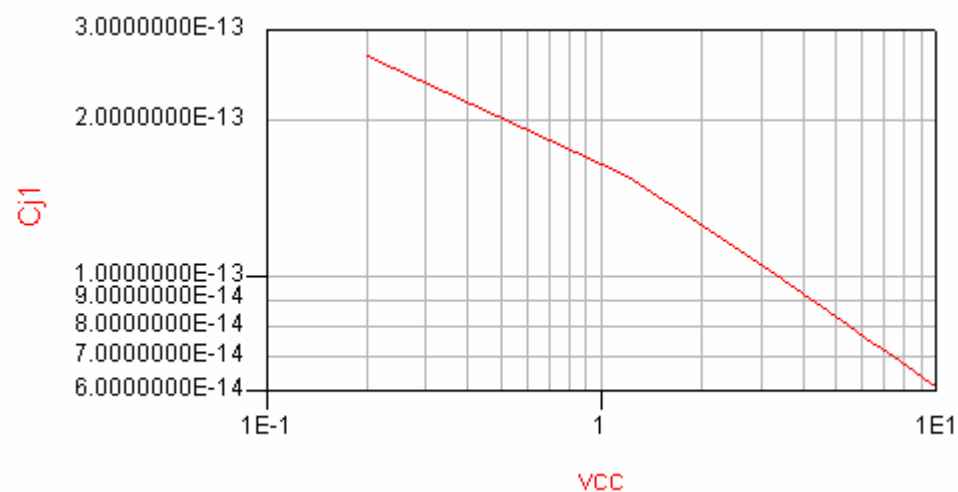
La capacidad en función del voltaje tiene la siguiente expresión:

$$C_j = -\frac{1}{Z\omega}$$

$$Z = \frac{V_0}{I} \quad (1.4)$$

$$C_j = -\frac{I}{V_0\omega}$$

Se obtiene la siguiente relación capacidad-tensión



**Fig. 1.8** Curva de comprobación C-V (ADS)

Como queda reflejado en la expresión, la capacidad propia del diodo varactor es inversamente proporcional a la tensión existente en sus extremos. A su vez cumple con las especificaciones técnicas que se ven en las notas de aplicación (apéndice 2).



## 1.2. Sustrato

### 1.2.1. Estructura para el guiado de microondas

El objetivo de la elección de la estructura es conseguir transportar energía electromagnética de microondas de un punto a otro, sin que existan pérdidas por radiación.

Considerando estos parámetros, la elección optada es la de la línea coplanar que tiene la ventaja de facilitar la realización de conexiones directas al plano de masa (cortocircuito), ya que no es necesario perforar el dieléctrico.

Las líneas coplanares tienen el campo electromagnético fuertemente concentrado entre los conductores.

Otra de las ventajas que presenta la guía de onda coplanar es que tiene una inductancia por unidad de largo mucho menor que en el caso de las líneas de microstrip.

Permitiendo, de esa forma, utilizar impedancias de línea muy bajas, inalcanzables si se utilizan guías de ondas microstrip, ya que el ancho no sería aconsejable.

En el siguiente gráfico podemos observar que  $W_c$  es el ancho de las cintas de la línea de transmisión que guardan una separación  $S_c$  entre ellas.  $T$  es el espesor del conductor y  $h$  es la altura del sustrato dieléctrico con una permitividad dieléctrica relativa conocida.

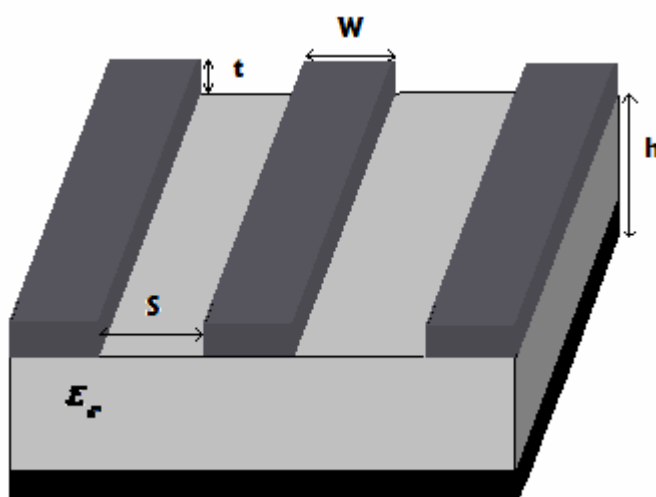


Fig. 1.9 Dibujo guía de ondas coplanar

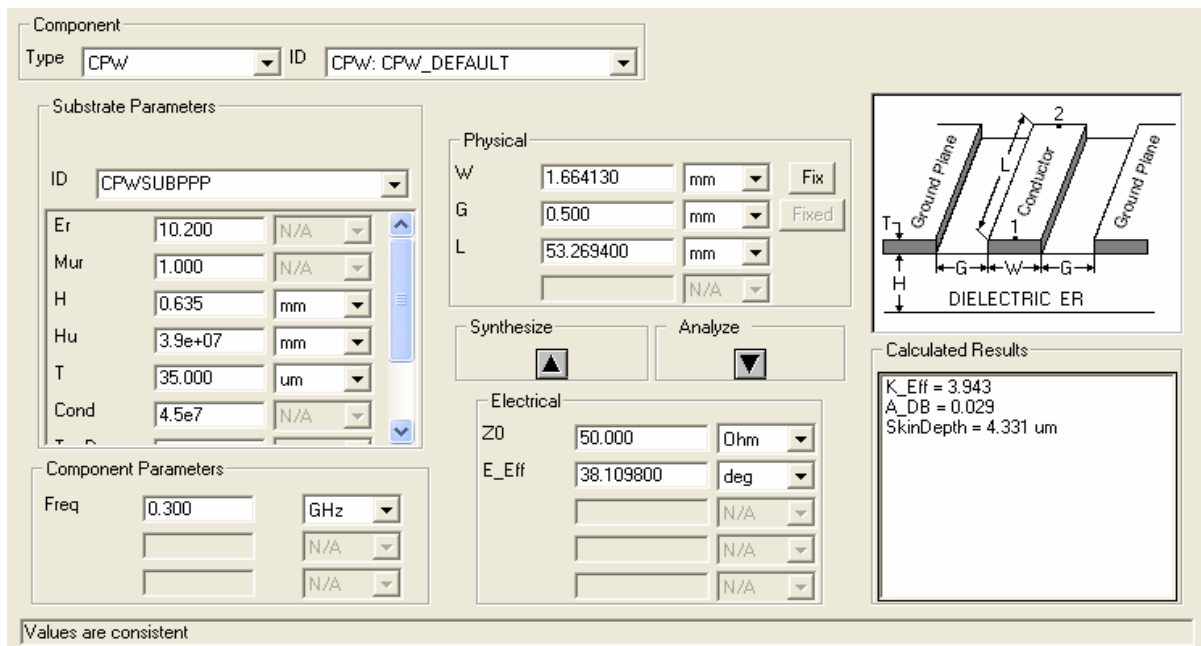
La impedancia de la línea coplanar es:

$$Z_C = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (1.5)$$

En las simulaciones realizadas con el ADS, se ha utilizado siempre el mismo sustrato.

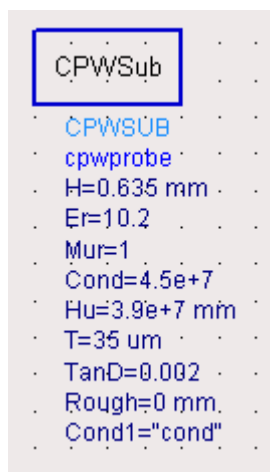
Únicamente se ha variado su longitud dependiendo del circuito y del objetivo que se desee alcanzar en la simulación.

Para el diseño del sustrato con el ADS, se ha utilizado una calculadora que obtenía unos parámetros físicos determinados fijando una impedancia característica de 50 Ohm.



**Fig. 1.10** Captura calculadora ADS

Una vez fijados estos parámetros de diseño, creamos nuestra propia guía de onda coplanar que utilizaremos en todas las simulaciones.



**Fig. 1.11** Modelo del sustrato en ADS

El sustrato cumple los parámetros característicos del modelo **x** Se debe tener en cuenta que una vez realizadas todas las pruebas en este proyecto, se pasará a su realización práctica por lo que, el diseño en términos físicos adquiere mayor importancia al igual que la impedancia característica que presenta.

### 1.3. Diseño de la LTNL

A diferencia de los elementos lineales, donde su valor o su tamaño no dependen de la corriente que circule a través de ellos o del voltaje aplicado; los elementos no lineales sí dependen de la corriente, que será no constante. Esta variación es originada por la relación entre el campo magnético aplicado a un núcleo magnético y la densidad de flujo magnético.

Por ello, en los componentes no lineales presentes en una línea de transmisión no lineal, existen variaciones de inductancia, producidas por el flujo de corriente no constante y variación de la capacidad, producida por la variación del voltaje en los terminales del elemento en cuestión.

Independientemente de la señal de entrada, se generan armónicos producidos por los efectos de no-linealidad de los elementos. A su vez, la estructura de las líneas de transmisión no lineales permite un acople en fase de estas señales armónicas.

Las principales características que definen una línea de transmisión no lineal son la no-linealidad, la disipación y la dispersión.

### 1.3.1. No-linealidad

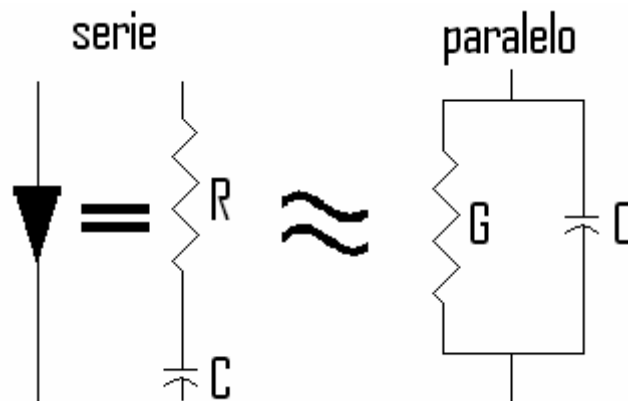
Los diodos presentan dos tipos de no-linealidad, la conductiva y la reactiva.

La no-linealidad conductiva puede verse en la influencia del cambio de la intensidad por variación del voltaje. La no-linealidad reactiva, en cambio, se presenta en el valor de la capacidad que depende de la variación del voltaje.

### 1.3.2. Disipación

Existen dos tipos de generación de disipación. Son la resistencia que presentan los diodos y las pérdidas por metal. Las originadas por los diodos, son consecuencia de su estructura resistiva equivalente, unida a la capacidad del diodo; las pérdidas por metal se generan por la geometría y la conductividad finita de la guía de ondas coplanar.

Podemos ver la equivalencia existente entre el modelo RC en serie del diodo y en paralelo, para comprender el origen de la disipación por su estructura.



**Fig. 1.12** Equivalencia modelo RC serie paralelo del diodo

### 1.3.3. Dispersión

Causa de la distorsión de la señal debido a las diferentes características de propagación de diferentes modos, considerando las limitaciones de ancho de banda. El índice efectivo de refracción, para cualquier modo, varía con la longitud de onda, para un grosor determinado de la película de un trozo de guía de onda.

$$\Delta\tau = \frac{-\lambda}{c} n_{eff}'' \Delta\lambda = M_G \Delta\lambda \quad (1.6)$$

$$M_G = \frac{\lambda}{c} n_{eff}'' \quad (1.7)$$

donde  $M_G$  es la dispersión de la guía de onda.

Existe un caso de dispersión que utilizaremos para desarrollar el fenómeno de compresión de pulsos. Se trata de un tipo de dispersiones débiles conocidas como shocks, que pueden generar escalones de picosegundos.

La formación de las dispersiones débiles conocidas como shock y soliton en las LTNL son utilizadas para la generación de pulsos. Para poder generarlos, es necesaria la influencia de elementos capacitivos no lineales.

Los shocks pueden generar escalones de picosegundos.

Se debe de tener en cuenta que, el circuito debe de operar a una frecuencia inferior a la de Bragg.

La frecuencia de corte del diodo es

$$\omega_d = \frac{1}{C_d(V)R_d} \quad (1.8)$$

Con voltaje de polarización  $V$ .

La LTNL es una línea de transmisión sintética con una frecuencia de corte periódica:

$$\omega_{per} = \frac{2}{\sqrt{L(C_l + C_d(V))}} \quad (1.9)$$

La capacidad variable del diodo introduce un retardo de propagación provocado por la polarización inversa del diodo. Esto provoca la reducción del tiempo de bajada de las ondas que se propagan en la LTNL.

Considerando una LTNL ideal donde  $R_d = 0$ ,  $\omega_{per}$  demasiado grande como para reducir el espaciado longitudinal del diodo y la capacidad del diodo  $C_d(V)$ , la capacidad por unidad de longitud  $C_d(V)/d$  permanece constante.

En este punto, el voltaje en el diodo  $n$  es:

$$V_n(t) = V_{in}(t - nT(V)) \quad (1.10)$$

donde

$$T(V) = \sqrt{LC_T(V)} \quad (1.11)$$

es el retardo de propagación y:

$$C_T(V) = C_l + C_d(V) \quad (1.12)$$

es la capacidad total por sección de la LTNL.

La variación del retardo de propagación  $T(V)$  es originada por la compresión de los frentes de onda durante la propagación.

Partiendo de una señal de entrada  $V_{in}(t)$  como un escalón de caída con un voltaje inicial  $V_h$ , un voltaje final  $V_l$  y tiempo de caída  $T_{f,in}$  que se propaga por la línea; el tiempo de caída en la sección  $n$  ( $T_{f,n}$ ) irá decreciendo linealmente con la distancia.

$$\begin{aligned} T_{f,n} &= T_{f,in} - n\Delta T \\ &= T_{f,in} - n(T(V_n) - T(V_l)) \end{aligned} \quad (1.13)$$

Después de un número suficiente de secciones LTNL, se prevé que el tiempo de caída tienda a 0. En este punto, el voltaje  $V_n(t)$  es discontinuo, formando una onda shock.

Después de la generación de la onda shock se produce un retardo de propagación dado por:

$$T_{ls}(V_l, V_h) = \sqrt{L(C_l + C_{ls}(V_l, V_h))} \quad (1.14)$$

La onda existente entre  $V_1$  y  $V_2$  tiene un retardo de propagación  $T_{ls}(V_1, V_2)$ . Cuanto más negativo es el voltaje en  $V_3$ , existe un retardo de propagación  $T(V_3)$  menor.

La amplitud de la onda crece con la propagación. Para escalones que se propagan por una LTNL, el voltaje y la intensidad en una determinada sección  $n$ , tiene una impedancia:

$$Z_{ls}(V_l, V_h) = \sqrt{\frac{L}{C_l + C_{ls}(V_l, V_h)}} \quad (1.15)$$

Las ondas se propagarán sin reflexión ni distorsión a través de la LTNL hacia la carga si  $Z_{ls}(V_l, V_h) = Z_{load}$ .

Cuando  $\omega_d$  y  $\omega_{per}$  no son nulas, el tiempo de caída del escalón se aproximará al tiempo de caída mínimo de compresión, donde la compresión del frente de onda  $\Delta T$  se compensará por la dispersión asociada a  $\omega_d$  y  $\omega_{per}$ .

Si domina la frecuencia de corte del diodo ( $\omega_d < 5 \omega_{per}$ ) la formación del shock dependerá de la disipación en alta frecuencia de la resistencia en serie del diodo.

$$T_{f, \min}(10\% - 90\%) = \frac{8.8}{\omega_d(0)} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{V_l}{\phi} - 1}} \quad (1.16)$$

Asumiendo que  $V_h = 0V$

Se supone que la frecuencia de corte en la línea es dominante cuando  $\omega_{d,ls} = \frac{1}{R_s C_{ls}}$  con  $T_{f, \min} \propto \frac{1}{\omega_{d,ls}}$ .

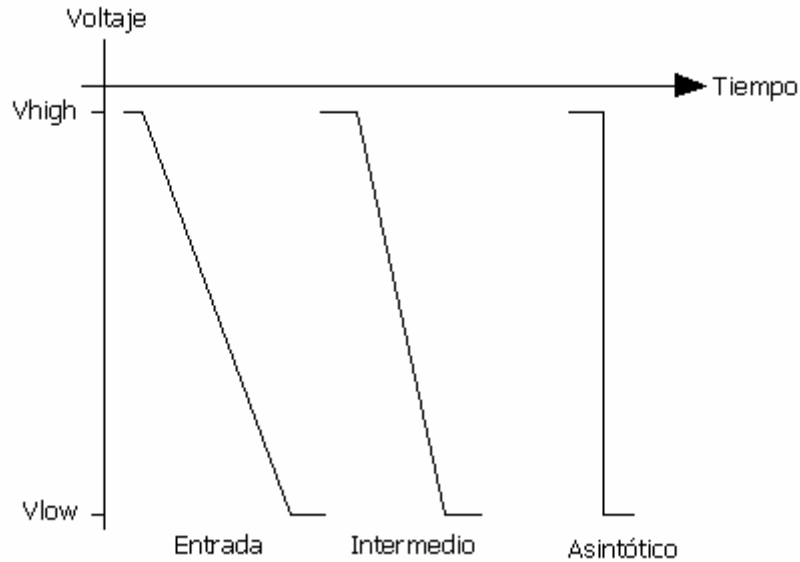
En el caso en el que domine la frecuencia de Bragg ( $\omega_d \gg \omega_{per}$ ) entonces  $T_{f, \min} \propto \frac{1}{\omega_{per}}$ , la dispersión en este caso domina y los frentes de onda del shock muestran perturbaciones a la frecuencia de Bragg.

Si la frecuencia de corte del diodo es 4-6 veces la frecuencia de Bragg, en este punto, los shock se generarán con perturbaciones más moderadas.

Para un pulso de entrada con un tiempo de caída  $T_{f, in}$  sobre un voltaje que varía desde  $V_{low}$  a  $V_{high}$ . El objetivo a alcanzar con el diseño del circuito es que el tiempo de caída que se vaya obteniendo en las sucesivas etapas de compresión llegue a ser nulo o bien

$$T_{f,in} = l(\sqrt{LC(V_{high})} - \sqrt{LC(V_{low})}) \quad (1.17)$$

donde  $l$  es la longitud de la línea y  $L$  y  $C(V)$  son la inductancia y la capacidad por unidad de longitud.



**Fig. 1.13** Frentes de onda en diferentes secciones de la LNTL en V-t

La capacidad de la línea varía según el voltaje existente en cada etapa o sección dependiendo de la variación del voltaje del pulso  $V_{low}$  y  $V_{high}$

$$C_{LS} \equiv \frac{\Delta Q}{\Delta V} = \frac{1}{V_{high} - V_{low}} \int_{V_{high}}^{V_{low}} C_j(V) dV \quad (1.18)$$

La impedancia de la línea depende de la inductancia, la capacidad  $C_{LS}$  de la línea y se añade el término de la capacidad producida por el sustrato guía de onda.

$$Z_{LS} = \sqrt{\frac{L}{C_{LS} + C_{line}}} \quad (1.19)$$

Para producir este tipo de dispersiones se dispone de diodos Schottky y una guía de onda coplanar en ausencia de pérdidas.

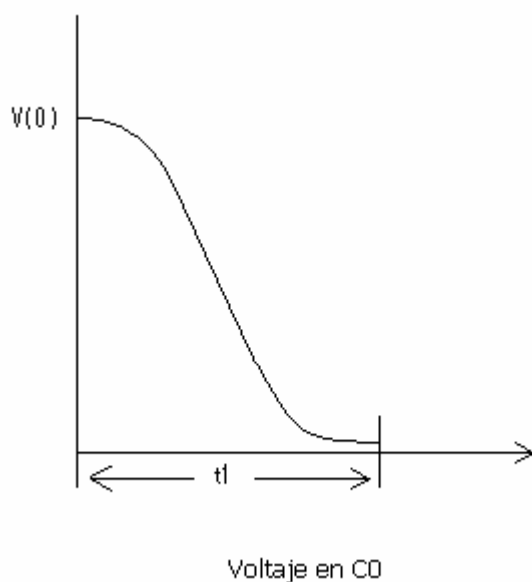


Con esta configuración es posible reducir el tiempo de subida de un pulso y realizar su compresión a medida que se va transmitiendo por cada sección de línea.

La compresión incrementa la potencia de pico del pulso, esto se debe a la transferencia de energía que se produce en cada etapa de la línea.

Si la inductancia de cada sección se fuese reduciendo sucesivamente a lo largo de la línea, la capacidad de cada sección se iría cargando y descargando más rápidamente. Además si la capacidad propia de cada sección se fuese reduciendo, la amplitud del pulso crecería a la vez que se propaga por la línea.

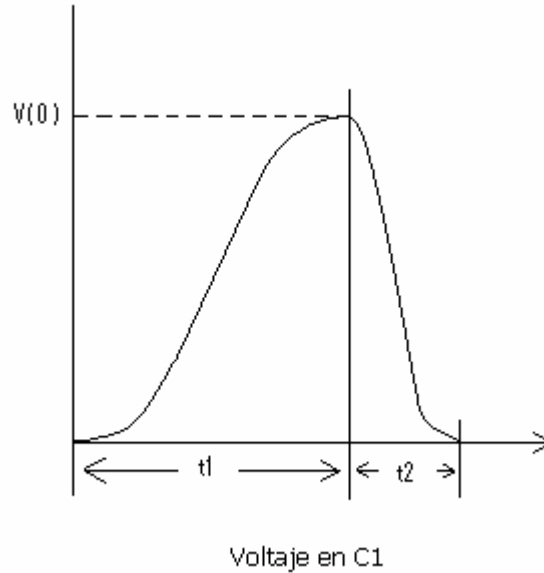
Con la simulación realizada con ADS, podremos darnos cuenta de que para la primera sección más próxima al generador, inicialmente existirá una capacidad  $C_0$  que estará cargada a un potencial  $V(0)$



**Fig. 1.14** Voltaje en  $C_0$  V-t

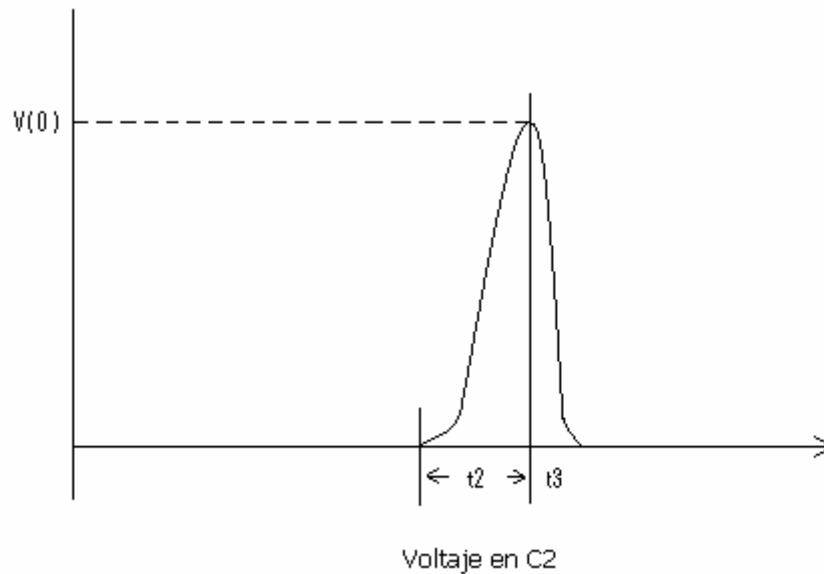
se irá descargando a medida que pase por el sustrato de la línea coplanar por influencia de la inductancia, en una primera etapa  $L_0$ , a la capacidad  $C_1$  de la siguiente sección.

Como el potencial en  $C_1$  aumentará para intentar alcanzar la carga recibida, la siguiente inductancia propia de la segunda etapa de la línea  $L_1$  se saturará.



**Fig. 1.15** Voltaje en C1 V-t

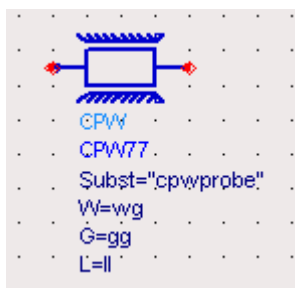
Como consecuencia la capacidad  $C_1$  se descargará rápidamente en la capacidad  $C_2$  de la tercera sección. Este fenómeno se irá repitiendo en las diversas etapas hasta llegar a una resistencia de carga de valor adecuado a la impedancia característica de la línea.



**Fig. 1.16** Voltaje en C2 V-t

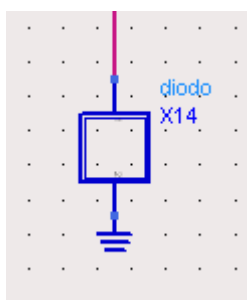
A continuación iremos mostrando paso a paso, diferentes capturas del programa de simulación para ver cómo hemos llegado a realizar el circuito.

En los apartados anteriores hemos podido ver la elección de diodo varactor con sus fórmulas propias definidas y la del sustrato diseñado.



**Fig. 1.17** Modelo sustrato implantado en diseño (ADS)

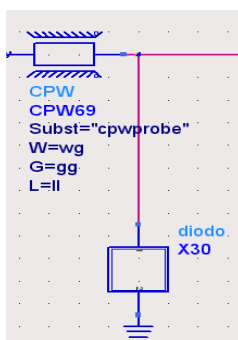
Símbolo del sustrato diseñado: “cpwprobe”



**Fig. 1.18** Modelo diodo implantado en diseño (ADS)

Símbolo del diodo varactor diseñado.

Esquema de una sección con sustrato y diodo:

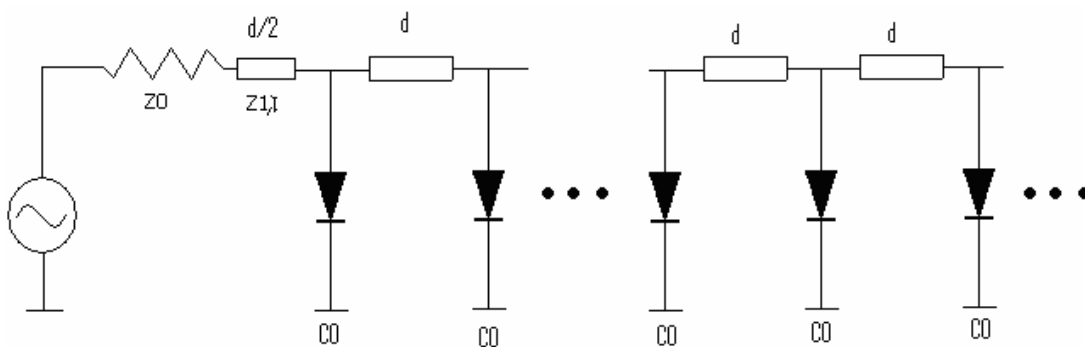


**Fig. 1.19** Sección de línea (ADS)

En el siguiente gráfico podemos ver representado el esquema general de una línea de transmisión no lineal. Consiste en una serie de secciones cargadas con diodos en polarización negativa.

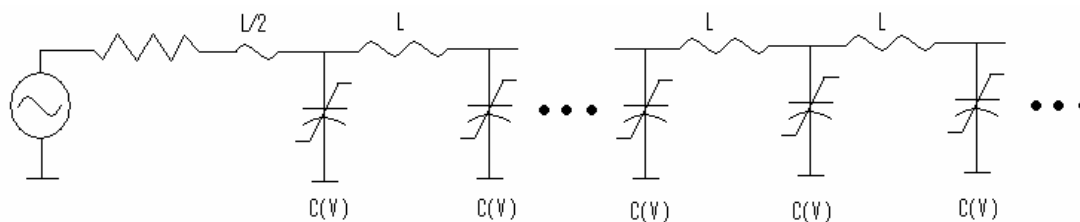
Es un tipo de circuito que tiene una línea de alta impedancia  $Z_1$  cargada en los espaciados longitudinales del diodo Schottky  $d$  ( los espacios tienen una unidad de retardo temporal equivalente a  $\tau = \frac{d}{V_{cpw}}$  ) con polarización inversa, que operan como condensadores de capacidad dependiente del voltaje.

La figura muestra el circuito equivalente donde  $L = Z_1\tau$  y  $C_1 = \tau/Z_1$  son propias cada sección con su inductancia y capacidad propias.



**Fig. 1.20** Circuito equivalente de una LTNL

Cuyo diagrama LC equivalente a la línea de transmisión no lineal es:



**Fig. 1.21** Circuito equivalente LC de una LTNL

Cuando se genera el pulso, éste va pasando por las diferentes etapas del circuito experimentado su compresión.

Una vez diseñados los componentes, y siguiendo el esquema de la línea de transmisión no lineal, procedemos a realizar, con el programa de simulación, el diseño del circuito final.

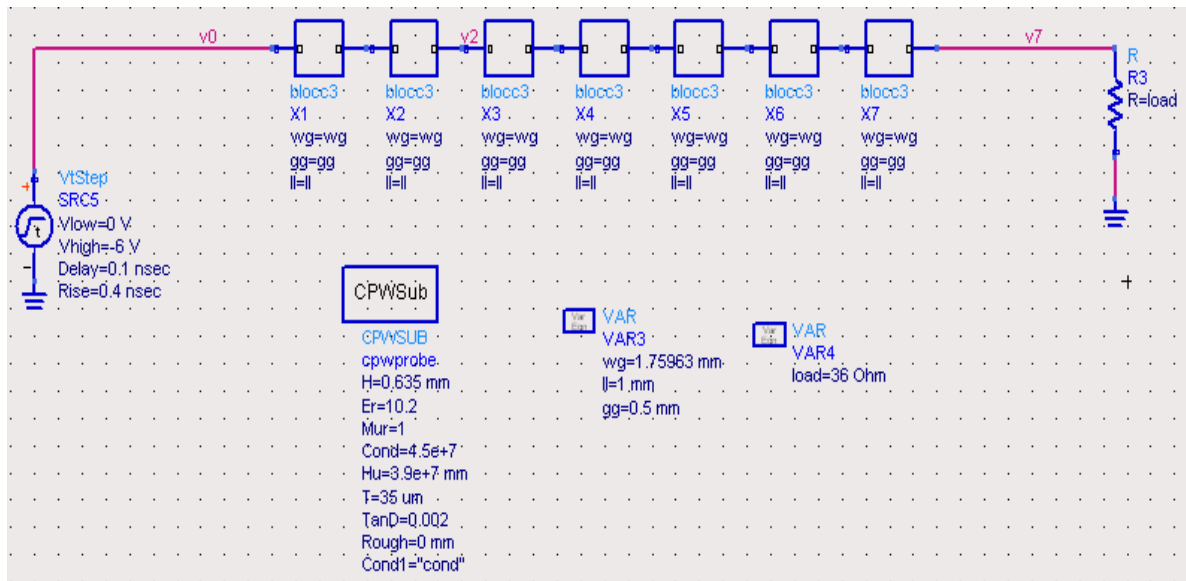


Fig. 1.22 Diseño de la LTNL (ADS)

En el esquema figuran un total de 7 bloques donde cada uno de ellos, contiene un total de 33 etapas con diodos varactores.

El siguiente gráfico representa el contenido total de cada bloque.

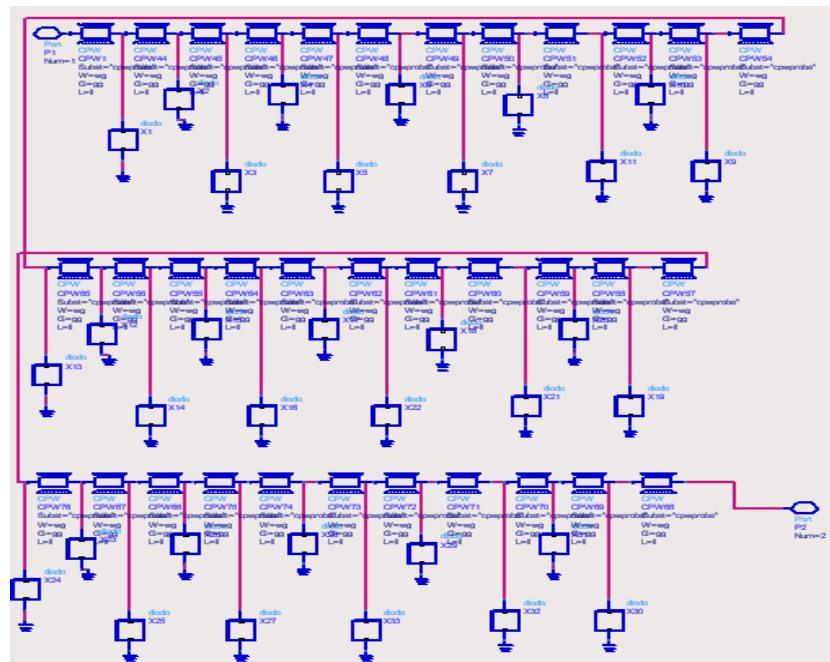


Fig. 1.23 Contenido un bloque del esquema general de la LTNL (ADS)

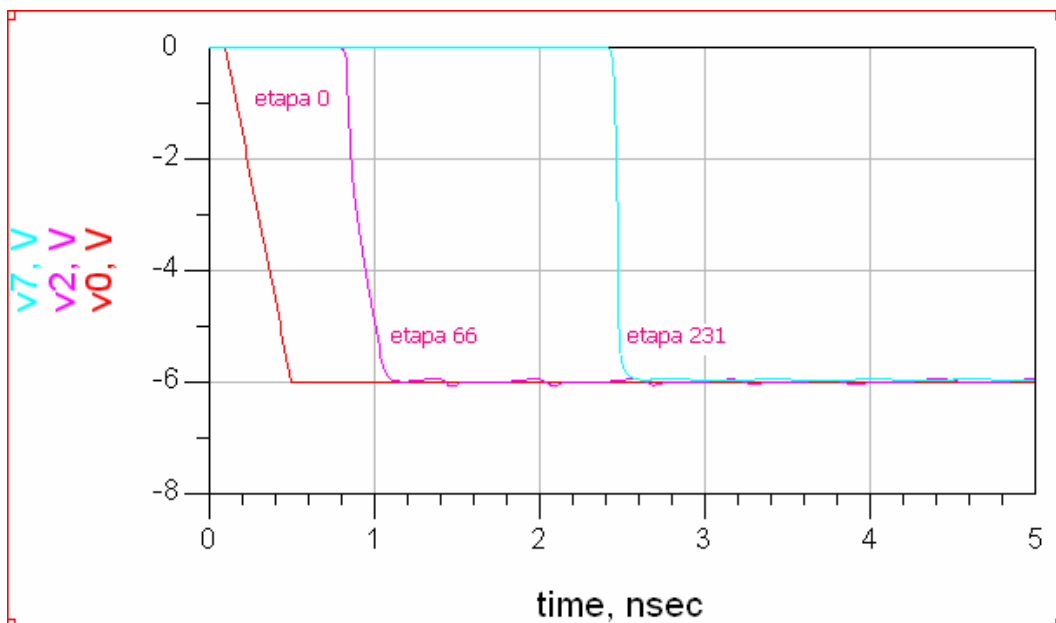
Para la realización del circuito, no existe un máximo de etapas para la configuración de la línea de transmisión no lineal. Pero existe un punto donde, a partir de una determinada etapa, el pulso no experimenta una compresión equivalente a las etapas anteriores.

El número de secciones de la LTNL necesarias para generar la onda shock es:

$$n \cong \frac{T_{f,in}}{\Delta T} \quad (1.20)$$

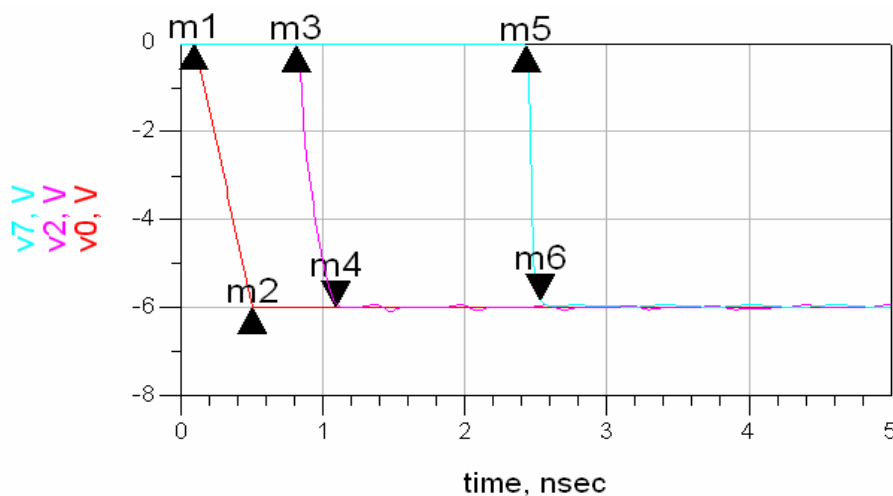
Con menos hubiésemos obtenido un resultado parecido; todo depende del objetivo a alcanzar con el diseño.

Procedemos a la simulación, donde podremos observar el comportamiento del pulso que se obtiene del generador, su efecto posterior una vez haya circulado por 66 etapas y el efecto en la última etapa.



**Fig. 1.24** Simulación LTNL diseñada (ADS)

En el siguiente gráfico se muestran las diferencias de tiempo originadas por la compresión del pulso.

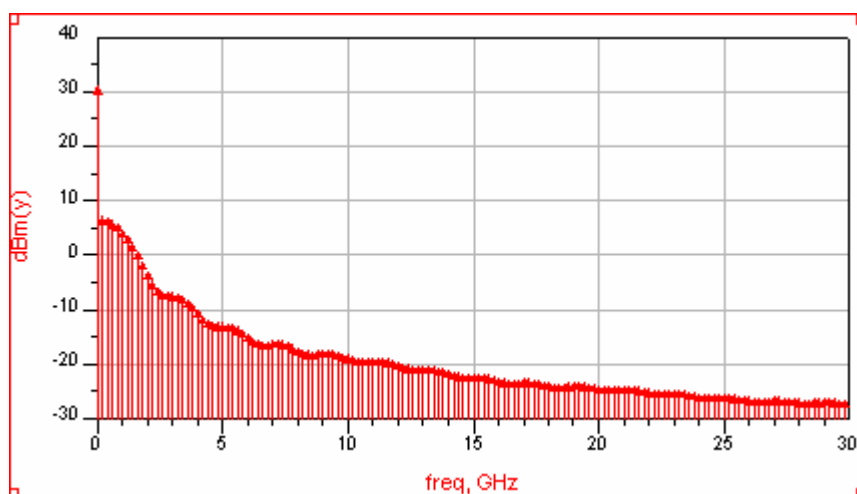


m1 ind Delta=-3.200E-10 dep Delta=6.000 delta mode ON	m3 ind Delta=-2.800E-10 dep Delta=5.963 delta mode ON	m5 ind Delta=-1.000E-10 dep Delta=5.779 delta mode ON
--	--	--

**Fig. 1.25** Diferencias temporales en secciones de la LTNL (ADS)

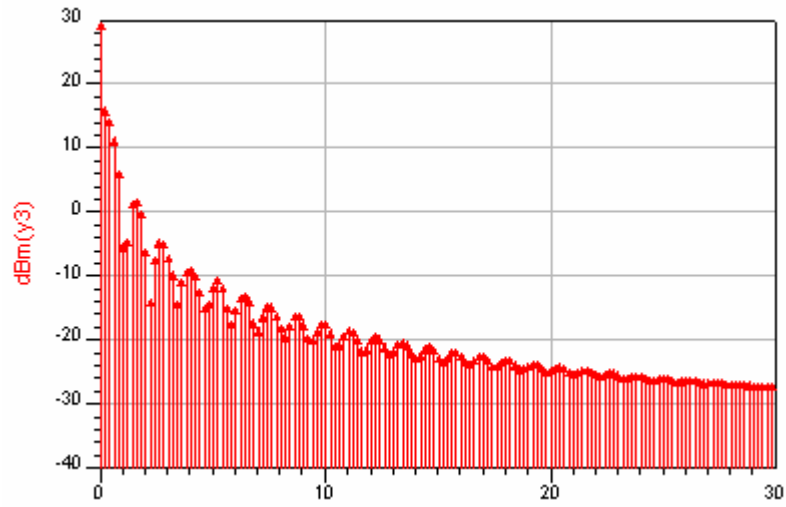
En la etapa 0, el pulso tiene una duración de 0.32 ns, después de la etapa 66 se experimenta una compresión de 40 ps y una vez se hayan pasado todas, el pulso queda reducido a 0.1 ns habiéndose producido una compresión total de 0.22 ns.

El espectro de potencia del pulso generado queda representado en la siguiente figura.



**Fig. 1.26** Espectro de potencia de señal de entrada (ADS)

Una vez el pulso ha pasado por todas las etapas, podemos ver su variación espectral en cuanto a componentes a unas determinadas frecuencias



**Fig. 1.27** Espectro de potencia de señal de salida (ADS)



## CAPÍTULO 2. Aplicación de la LTNL para conformar un pulso

### 2.1. Generación de un pulso a partir de un escalón

El objetivo del siguiente diseño es poder llegar a producir un pulso mediante una función escalón que se sumará en contrafase y con un cierto retardo a la componente original.

Para ello el primer paso es conocer cuál es la forma deseada del pulso que queremos generar; su anchura, su tiempo de subida y de bajada, el periodo, etc.

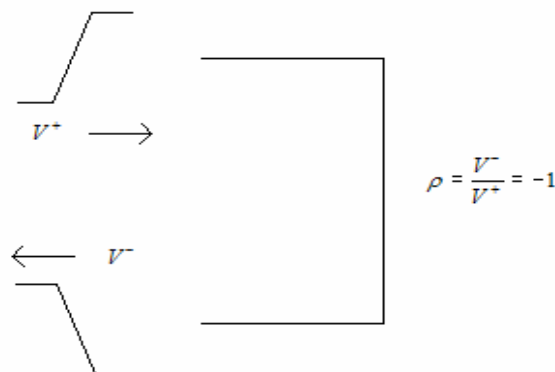
Partiremos de que las condiciones de tiempo de subida y tiempo de bajada dependen de las características propias del escalón que generemos como primer paso.

La anchura del pulso y su periodo dependerán de las características propias del circuito.

Generar un pulso supone doblar el escalón que se obtenga del generador y, una vez retardado por el propio circuito, girarlo y cumplir que el escalón de inicio que teníamos de subida pase a ser de bajada.

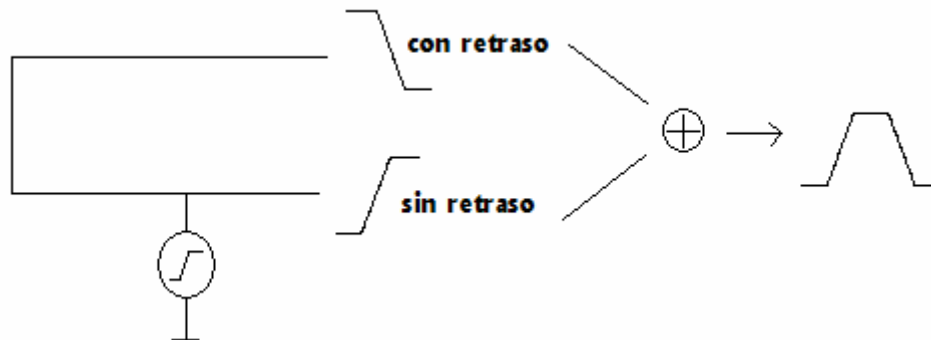
El efecto de girar el escalón se realiza poniendo en práctica el concepto de ondas reflejadas, donde a modo de resumen, podemos decir que cualquier onda incidente en un cortocircuito producirá una onda reflejada con signo cambiado.

Esto es:



**Fig. 2.1** Reflexión de una onda en un cortocircuito

Si el escalón que hemos obtenidos lo sumamos al producido por el generador obtendremos el pulso deseado:

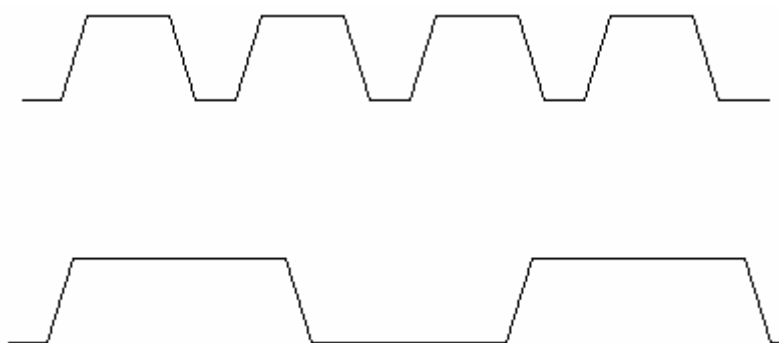


**Fig.2.2** Suma de dos escalones en contrafase

Según cuál sea la distancia entre el generador y el cortocircuito, obtendremos un pulso más o menos expandido en tiempo.

Se deberá de controlar que no se superponga la onda reflejada con la onda incidente de un segundo escalón; por lo que el tiempo de retraso de la onda reflejada deberá de ser menor al periodo del generador.

Dependiendo de estos parámetros de diseño, podremos llegar a generar pulsos del periodo, amplitud, y duración que nosotros deseemos.



**Fig. 2.3** Generación de pulsos

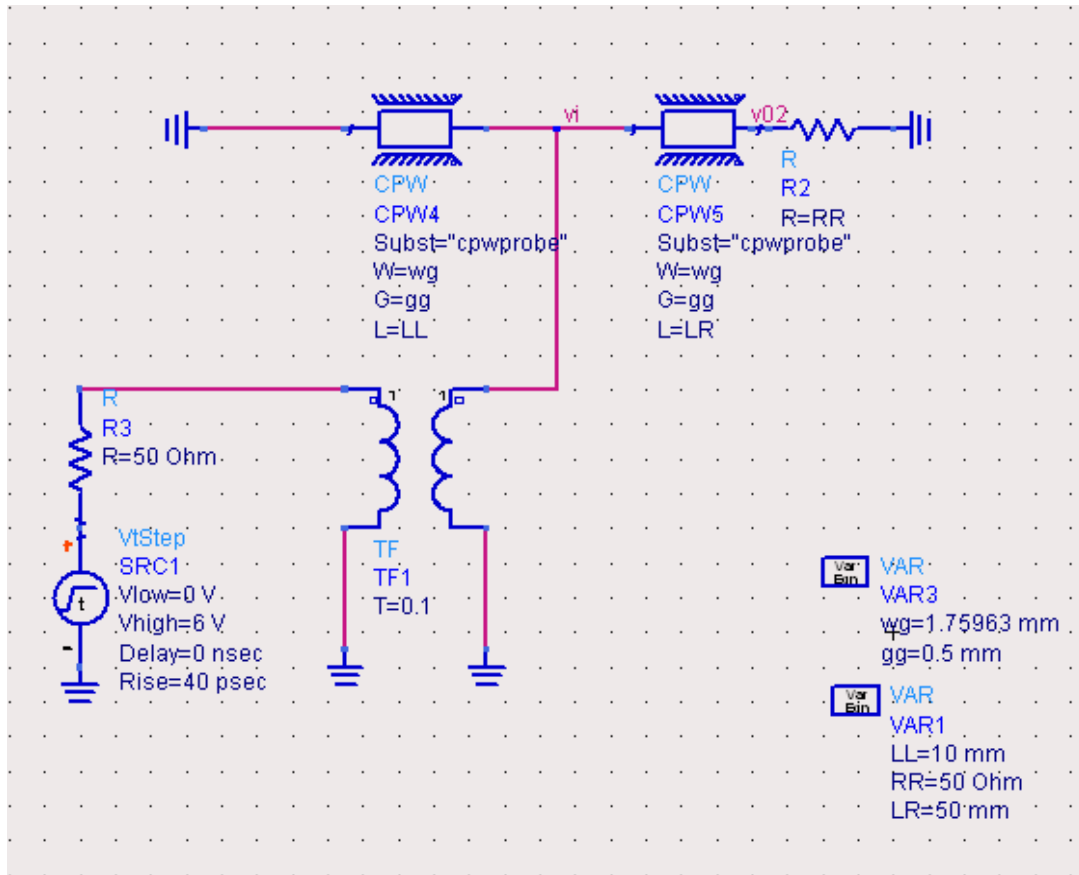
### 2.1.1 Resultados de la simulación

A continuación representamos los resultados obtenidos con el ADS:

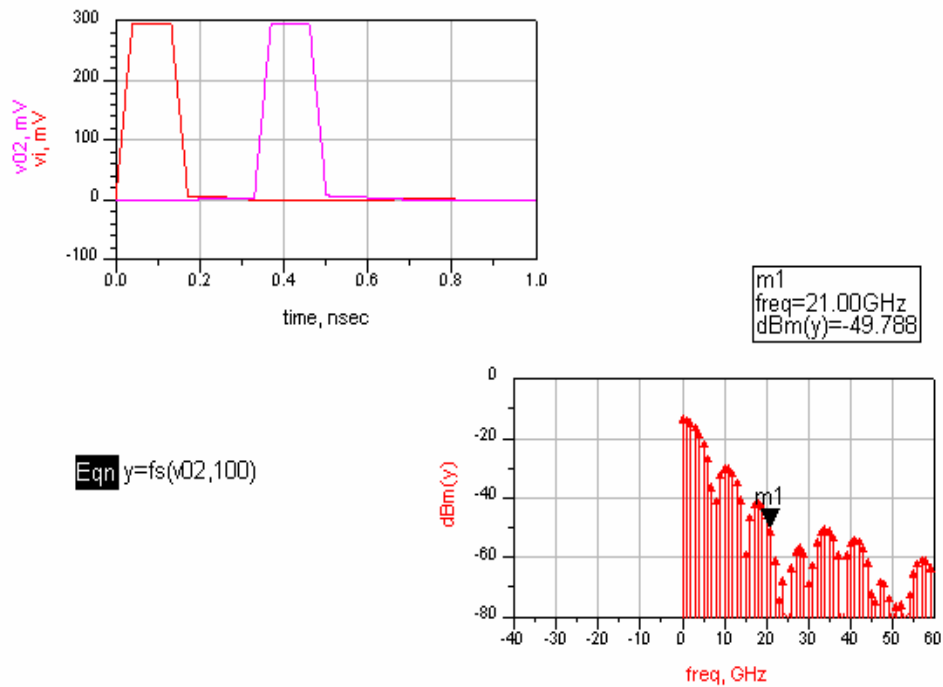
Como se había previsto anteriormente, se dispone del generador de escalones, con los valores que nosotros deseemos, que van a parar a un nodo donde convergen los segmentos del sustrato, uno de ellos acabará en cortocircuito y el otro en una resistencia cuyo valor fijaremos en función de los resultados que vayamos obteniendo con la simulación.

Además de las gráficas de tensión de los nodos fijados en el esquema, también se presentan gráficas del espectro de potencia de la señal. Se utiliza la función fs de ADS que retorna el espectro de frecuencia de un vector de elementos cualquiera utilizando la transformada chirp-z.

Esquema del circuito:

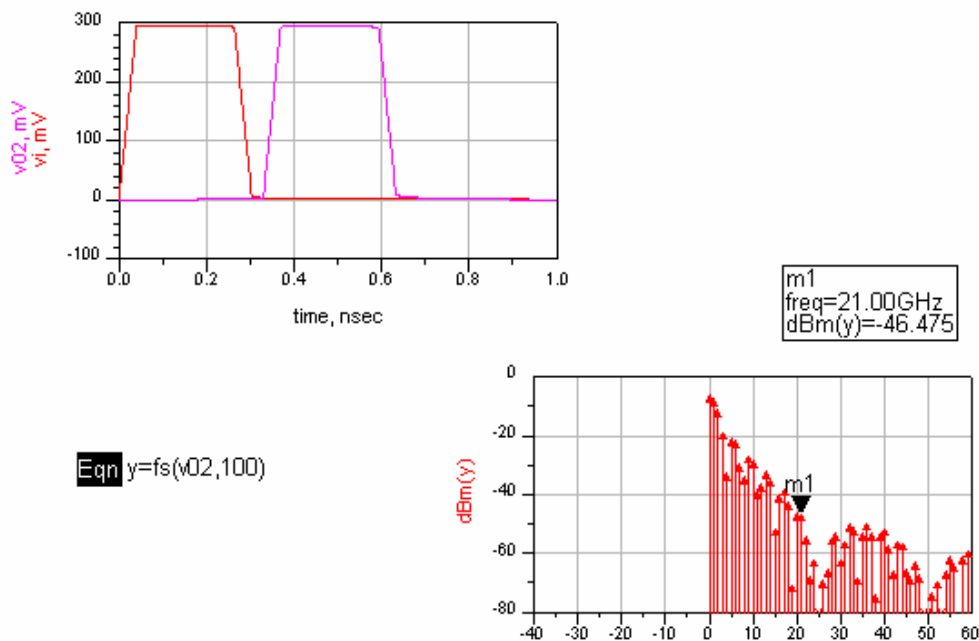


**Fig. 2.1.1** Diseño del generador de pulsos (ADS)  
 Para este caso, el resultado de la simulación es el siguiente:



**Fig 2.1.2** Simulación 1 del generador de pulsos (ADS)

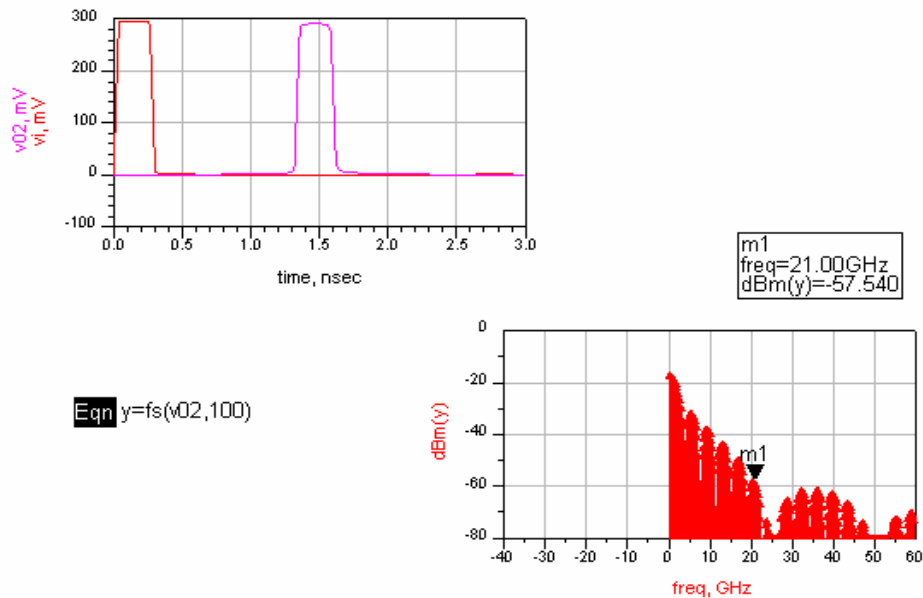
Si se aumenta el valor de LL, que en este caso representa la longitud que existe entre en nodo del generador y el cortocircuito, lo que conseguiremos es aumentar el ancho del pulso.



**Fig. 2.1.3** Simulación 2 del generador de pulsos (ADS)

Como podemos observar, también aumenta el valor de la potencia a una misma frecuencia fijada de 21 GHz.

Si por el contrario modificamos la longitud entre el nodo del generador de escalones y la resistencia de carga lo que obtendremos es una variación del periodo de la señal.



**Fig. 2.1.4** Simulación 3 del generador de pulsos (ADS)

En este caso hemos aumentado la longitud ya comentada, por lo que el periodo de la señal aumenta y la potencia del espectro de la señal a la salida se reduce.

El circuito obtenido con el que se han realizado las simulaciones tiene un transformador que podría haberse quitado si no tenemos problemas de saturación por niveles de voltaje a la salida.

La variación de la resistencia de carga lo que produce es la variación de la amplitud de salida de la señal generada. Se debe de tener en cuenta que este valor debe de ajustarse a la impedancia que presenta el circuito resultante por cuestión de ajustes de parámetros de reflexión.



## 2.2. Generación de un pulso a partir de la LTNL

Una vez realizados los diseños de la LTNL y del generador del pulso, este capítulo propone la unión de ambos diseños con el objetivo de conformar un pulso lo más cuadrado posible (tiempo de subida y de bajada próximos a cero) a partir del escalón que ha efectuado la compresión por interacción con la LTNL.

Para ello, deberemos de ajustar y optimizar los parámetros de diseño de ambos circuitos para llegar al fin propuesto.

Es necesaria la introducción de un transformador que impida el pasó de la señal reflejada en el generador de pulso para que no se sume a ninguna componente de entrada en posibles pulsos posteriores.

Tenemos como primer circuito la LTNL que modificará el pulso de entrada de 0.4 ns de tiempo de subida y con retardo de 0.1 ns

Las modificaciones realizadas se hacen notables en el generador del pulso, dónde se modifican los valores de longitud de las guías de onda coplanares y el valor de resistencia de carga para compensar la impedancia característica de la línea.

Una vez el escalón, haya experimentado una compresión de aproximadamente 0.2 ns, pasará al generador donde conformará un pulso de unos 0.4 ns.

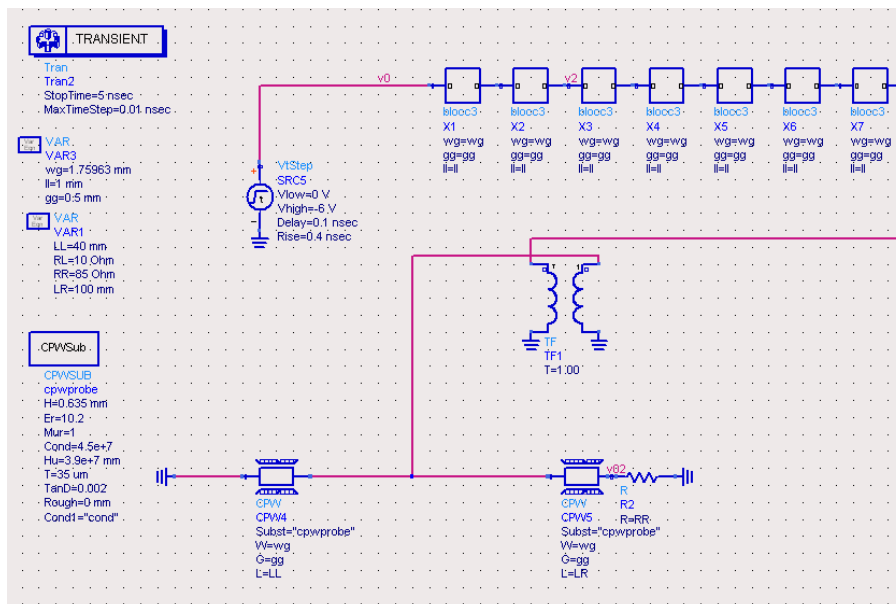
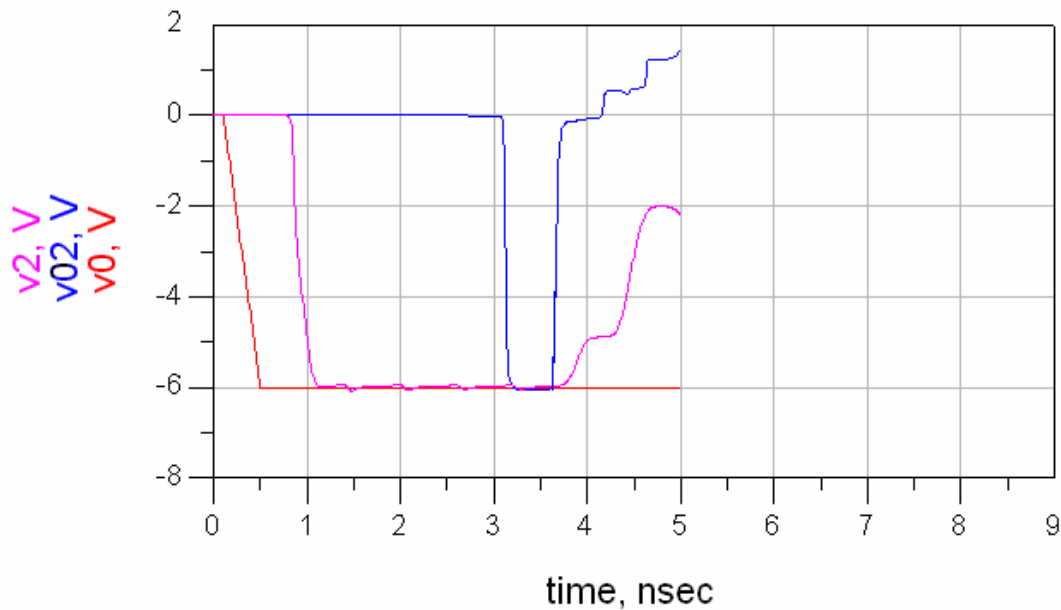


Fig. 2.2.1 Diseño del conformador de pulsos (ADS)

En el siguiente gráfico, podemos ver el resultado de la simulación del diseño circuital de la figura anterior.

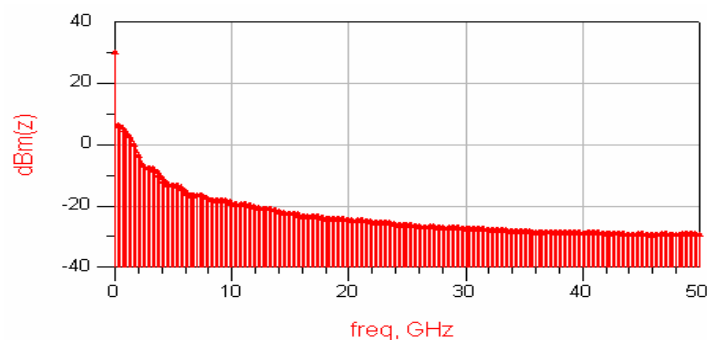


**Fig. 2.2.2** Simulación del conformador de pulsos (ADS)

Como podemos observar, la simulación cumple con las expectativas que teníamos previstas. Se obtiene un pulso cuadrado de aproximadamente 0.4 ns de amplitud con un tiempo de subida y de bajada de 0.18 ns.

Con el espectro de potencia de la señal de entrada y salida, podremos observar como la interacción del escalón que partía de entrada, aumenta su potencia debido al aumento de su amplitud y su posterior expansión en tiempo al conformar el pulso.

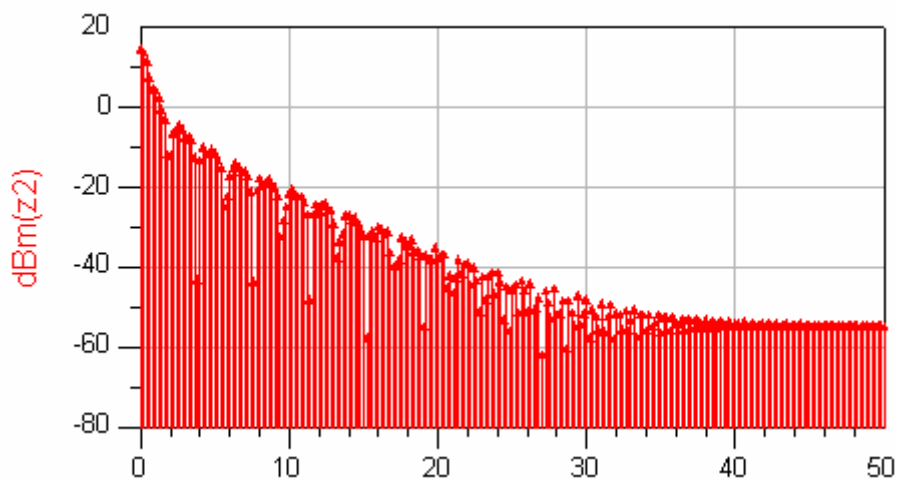
La señal  $V_0$  representa el escalón de entrada:



**Fig. 2.2.3** Espectro de potencia de la señal de entrada del conformador



y  $V_{02}$  la señal de salida:



**Fig. 2.2.4** Espectro de potencia de la señal de salida del conformador

Existe una componente no deseada que se acaba acoplado al espectro de potencia de la señal de salida. Supuestamente, el motivo debería de ser que el transformador, no elimina en su totalidad la transferencia de energía desde el conformador de pulsos hasta la LTNL.

## CAPÍTULO 3. CONCLUSIONES Y PROPUESTAS DE CONTINUACION

Se ha realizado el diseño de una LTNL para compresión de pulsos con un tiempo de subida del orden de ns llegando a obtener una compresión máxima de hasta décimas de ps. El modelo está diseñado a partir de configuraciones de GaAs NLTL mediante dispersiones de tipo débil.

Dentro de las posibles configuraciones del diodo varactor, se ha optado por la ensambladura abrupta, que para consideraciones prácticas, es la más utilizada.

La LTNL se puede reconfigurar según el tipo de señal que se quiera generar, el diseño permite manejar con facilidad todos los componentes, sin demasiado esfuerzo. Esto permite dar mayor flexibilidad al diseño, lo cual resulta muy positivo.

La herramienta de simulación ADS ha posibilitado la comprobación del correcto funcionamiento de la LTNL diseñada y se han obtenido resultados aproximados a los que se tenían previstos alcanzar con su diseño. Por ello resulta un proyecto con la mayoría de los objetivos alcanzados que servirán de buena base para futuros proyectos sobre la materia.

El diseño ha dependido del modelo del diodo proporcionado por el Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya, que tiene como objetivo utilizar el diseño creado para su elaboración práctica. Por ello, se han respetado en todo momento, las magnitudes longitudinales de los elementos.

Debido al auge de dispositivos de velocidad ultra rápidos, las LTNL tienen un papel muy importante en el tratamiento de señales de microondas a altas frecuencias, sobretodo en el sector de las comunicaciones y procesado de señal

Como continuación de este trabajo, se podría optar por estudiar la generación de ondas shock a partir de líneas ferroeléctricas no lineales, sería bueno estudiar otro tipo de dispersión fuerte como los soliton, se podría mejorar el proyecto realizado creando una herramienta de simulación donde, una vez introducidos los parámetros del pulso eléctrico deseado, se reconfigure la LTNL con otro dimensionado; se podría optar por el estudio de ensambladuras hiperabruptas o de frecuencias lineales con el mismo tipo de diodos varactores, etc.

En cuanto a consideraciones medioambientales, el factor determinante podría ser el impacto de las emisiones electromagnéticas, en la banda de microondas, en las personas. Se suele decir que bajo exposiciones prolongadas a tales radiaciones, se pueden llegar a producir trastornos cerebrales, cataratas, Alzheimer, pérdida de memoria, insomnio o dolores de cabeza. Actualmente este problema está bajo estudio por lo que no se puede asegurar nada con certeza.

## CAPÍTULO 4. BIBLIOGRAFIA

- Documentos:

[1] Mark J. W. Rodwell, Scout T. Allen, Ruai Y. Yu, Michael G. Case, Uddalak Bhattacharya, Madhukar Reddy, Eric Carman, Masayuki Kamegawa, Yoshiyuki Konishi, Joe Pusi, and Rajasekhar Pullala, "Active and Nonlinear Propagation Devices in Ultrafast Electronics and Optoelectronics", IEEE, 1994.

[2] Michael Garth Case, "Nonlinear Transmission Lines for Picosecond, Impulse and Millimeter-Wave Harmonic Generation", University of California, Santa Barbara, 1993.

[3] Mark J. W. Rodwell, Masayuki Kamegawa, Ruai Yu, Michael Case, Eric Carman and Kirk S. Giboney, "GaAs Nonlinear Transmission Lines for Picosecond Pulse Generation and Millimeter-Wave Sampling", IEEE, 1991.

[4] Maria del Carmen Coya Párraga, "Componentes no lineales: Diodos", Universitat de València, 1998.

[5] Micrometrics, "Tuning Varactors: MTV 4030 Series", Londonderry.

[6] Micrometrics, "Tuning Varactors application notes", Londonderry.

[7] Nicolás Reyes, "Principios de electrónica para altas frecuencias", Universidad de Chile.

[8] Freeman J., "Fundamentals of Microwave Transmision Line", John Wiley & Sons, 1996.

[9] "Juntura Metal-Semiconductor-Diodo Schottky", V Cuat, 2004.

- Internet:

[10] <http://www.cujae.edu.cu/revistas/telematica/Articulos/327.htm>

[11] [Thhttp://www.oe.uni-duisburg.de/Reports/jb95/nlhet3.html](http://www.oe.uni-duisburg.de/Reports/jb95/nlhet3.html)

## CAPÍTULO 5. ANEXOS



