El mito de las vías en los circuitos impresos

Artículo cedido por Cemdal

CEMDAL
www.cemdal.com

Autor: Francesc Daura Luna, Ingeniero Industrial. Director de la Consultoría CEMDAL, Representante de Austria Mikro Sisteme (ams) para España y Portugal. www.cemdal.com fdaura@cemdal.com

Las vías conectan pistas trazadas en diferentes capas en los circuitos impresos multicapa y son parte de la ruta de las señales. Las vías son conexiones cilíndricas verticales entre las pistas en diferentes capas para conectar los componentes en una tarjeta de circuito impreso (TCI). Entre los diseñadores de hardware, la metodología de cómo usar las vías en las pistas es una discusión abierta que ha alcanzado el nivel de mito debido a la leve confusión sobre su comportamiento. En los años 60, cuando se empezaron a usar las TCI bicapa, los circuitos eran analógicos o digitales de baja frecuencia. En ellas el uso de las vías nunca fue un punto crítico. Pero al avanzar el uso de las TCI multicapa se han extendido confusamente dos ideas opuestas:

(a) los efectos de las vías son tan insignificantes que se pueden utilizar libremente, como se quiera,

(b) los efectos de las vías son tan importantes que, en la práctica, se debe limitar su uso lo máximo posible.

Dependiendo del punto de vista, estos dos extremos afectan al diseño de las TCI con muy diferentes limitaciones. Las vías tienen poco impacto en las TCI con circuitos con frecuencias bajas y con tiempos de conmutación lentos (tr y tf). En cambio, los circuitos digitales con tiempos rápidos de conmutación, correspondientes a las tecnologías de más alta velocidad, el diseño de las vías es crítico, sobre todo cuando las vías se insertan en pistas que deben diseñarse como líneas de transmisión, en las que se debe controlar su impedancia característica. Es el caso de las vías en las pistas de distribución de señalas de reloj, por ejemplo.

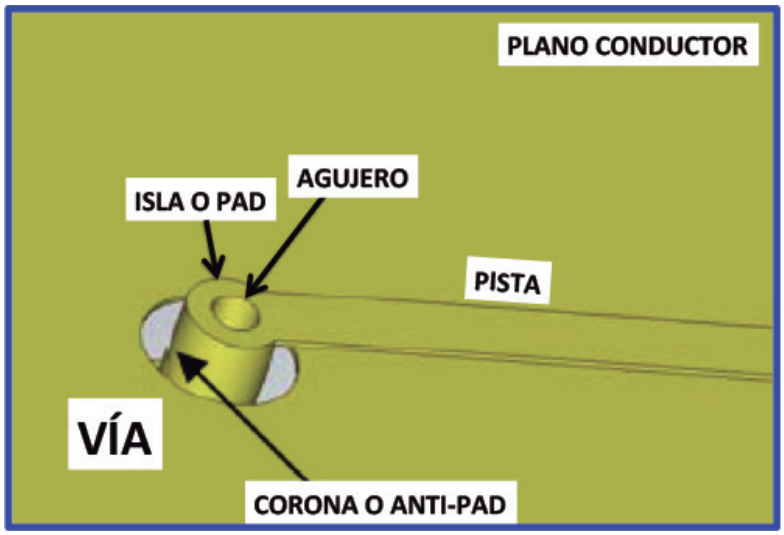


Figura 1 : Estructura básica de una vía

El tipo de vía más común en las TCI es la vía pasante, la cual se realiza taladrando completamente la TCI en todo su espesor y metalizando el taladro para establecer la conexión entre las dos pistas en capas diferentes. Su estructura se puede ver en la figura 1 donde resalta la isla o "pad" de conexión a la pista y la corona o "anti-pad" que aísla la vía del plano situado en la misma capa. Dependiendo de si el orificio perfora todas las capas o sólo pasa de una capa a otra (internas), hay tres tipos principales de vías: la vía pasante, la vía ciega y la vía enterrada (figura 2).

Las vías no son eléctricamente "transparentes", al tener pequeños valores parásitos de resistencia, inductancia y capacidad. Estos elementos parásitos forman un circuito eléctrico equivalente en π. La figura 3 muestra el modelo eléctrico equivalente en dos vías de una misma pista que cambian entre la capa superior y la inferior, atravesando el plano de masa. Este modelo es perfectamente válido hasta una frecuencia de señal de 2 GHz.

Cuanto más pequeñas son las vías, menor es su capacidad parásita, pero mayor es su inductancia y su resistencia. En circuitos digitales de alta velocidad es conveniente usar vías de baja capacidad (menor diámetro), pero cuando se deben conectar condensadores de desacoplo o pistas de potencia, es más importante tener una baja inductancia y baja resistencia usando vías más grandes (mayor diámetro). El efecto capacitivo de las vías tiende a atenuar los armónicos de muy alta frecuencia, como se manifiesta con un tiempo de subida de la señal más lento.

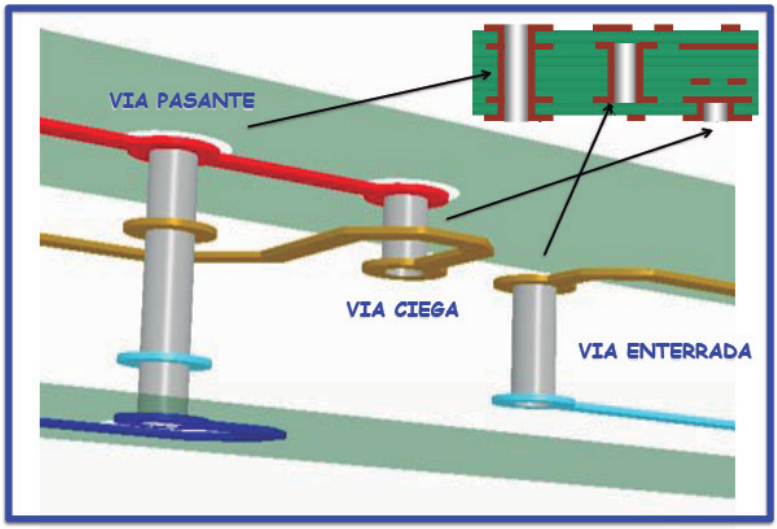


Figura 2 : Principales tipos de vías

Características eléctricas de las vías

Como se ha dicho, las vías no son eléctricamente "transparentes" y tienen valores parásitos de resistencia, inductancia y capacidad. Vamos a verlos en detalle.

Resistencia de una vía

La ecuación de la resistencia en continua de una vía es:

$$Rvía = p * l / S \quad Ohm$$

donde es la resistividad de la metalización plateada (1,9 x 10-8 Ω-metro), l es su longitud en m y S es la sección en m2. Al ser un cilindro, la sección de la vía es:

$$S = D * \pi * g$$

siendo D el diámetro del cilindro y g el grosor de la metalización de la vía. Si, por ejemplo, tenemos una vía con un diámetro interior de 0,4 mm, una longitud de 1,6 mm y una metalización de 25 micas, la resistencia es de :

$$Rvia=1,9x10^{-8}*0,0016/0,0004*\pi*0,000025=0,97m\Omega$$

La resistencia de la vía aumenta con la temperatura. En las TCI de potencia se debe tener en cuenta cuál es la máxima capacidad de circulación de corriente en las vías para determinar su diámetro mínimo. Si se acepta un incremento de temperatura de 10°C, la tabla 1 muestra los valores máximos de corriente en función del diámetro de la vía. La ecuación que nos permite conocer la máxima corriente en la vía, para un incremento determinado de temperatura en la vía es:

$$Imax=0,048*(\Delta T)^{0,44}*S^{0,725} \quad Amp$$

donde S es la sección de la vía en mils2 (mils = milímetros / 0,0245) y ΔT es el incremento de temperatura en °C. Para ser más precisos, si la señal circulante por la vía es de alta frecuencia, también deberemos considerar el efecto pelicular o "skin". A alta frecuencia, la distribución de corriente en la sección de un conductor no es uniforme. La densidad de corriente en su superficie exterior es mayor que en el centro. Éste fenómeno es debido a los efectos electromagnéticos que se incrementan conforme la frecuencia de la corriente aumenta. Este fenómeno hace que la resistencia en alterna sea mayor que la resistencia en corriente continua. La profundidad del efecto pelicular indica la distancia a la cual la corriente tiene un 36,8 % del valor que tiene en la superficie del conductor. La figura 4 muestra la ecuación de la profundidad σ del efecto pelicular y una tabla de valores ejemplo de esta profundidad en función de la frecuencia.

DIÁMETRO AGUJERO VÍA (mm)	CORRIENTE MÁXIMA (A)
0,3	1,8
0,4	2,2
0,5	2,6
0,6	2,9
0,7	3,3
0,8	3,6
0,9	4,0
1,0	4,3
1,2	4,9
1,4	5,5

Tabla 1 : Corriente máxima que puede circular por una vía en función de su tamaño, aceptando un incremento de temperatura de 10°C

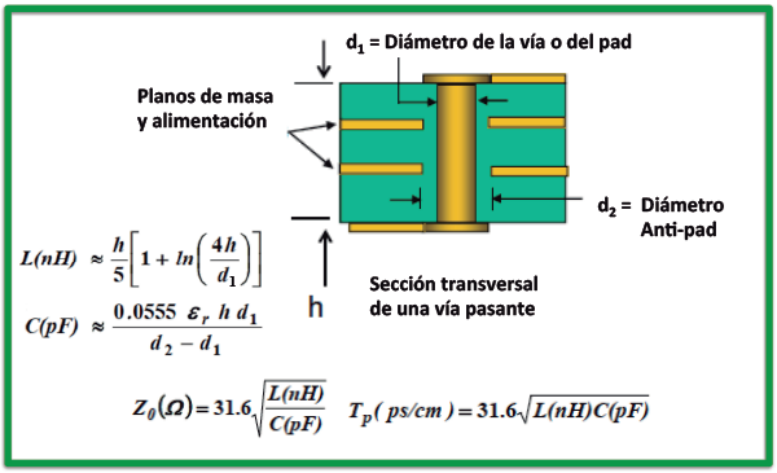


Figura 4 : Profundidad del efecto pelicular

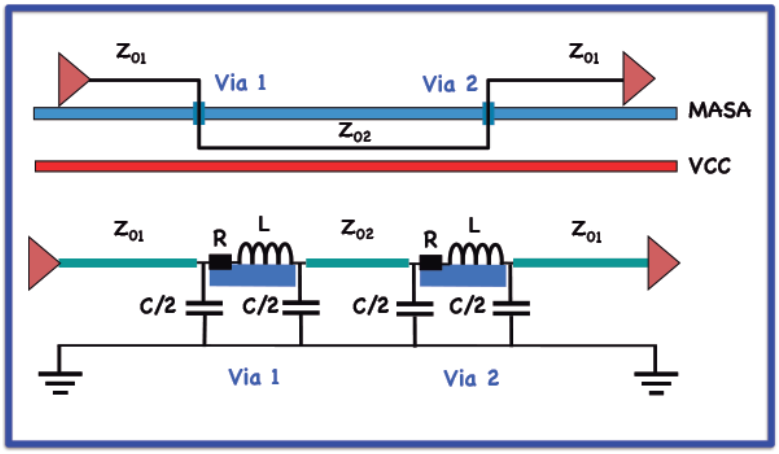


Figura 3 : Modelo eléctrico de una vía. Válido hasta 2 GHz.

Capacidad e inductancia de una vía

La capacidad parásita de una vía afecta a la velocidad de la señal y puede producir desadaptaciones de impedancia y reflexiones en las señales de alta frecuencia. Estas desadaptaciones de impedancia son importantes en los cambios de capa debido a los posibles cambios del plano de referencia (masa o VCC). A baja frecuencia, las señales con tiempos de conmutación superiores a 3 ns, esta capacidad parásita prácticamente no les afecta. La capacidad parásita de una vía lo es con respecto a su entorno. La figura 5 muestra las ecuaciones de la capacidad y la inductancia de una vía.

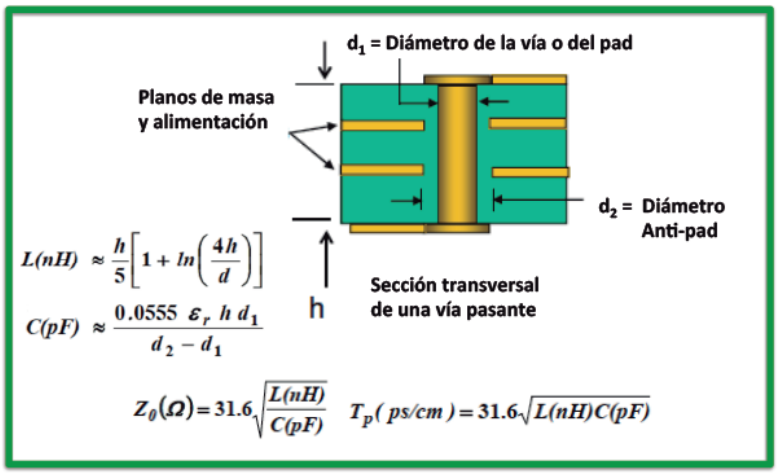


Figura 5: Características de una vía con r : constante dieléctrica de la TCI. FR4 : 4,5 a 4,7, h : espesor TCI en mm , d1 : diámetro de la vía o pad, d2 : diámetro de la corona o anti-pad. Zo , Impedancia característica y Tp , tiempo de retardo.

También muestra la ecuación de su impedancia característica y del retardo que introduce en la pista de señal. Como ejemplo de la capacidad parásita, dado un espesor de h = 0.157 cm, d1 = 0,071 cm, d2 = 0,127 cm, la capacidad es de unos 0,51 pF.

En las conexiones de los condensadores de desacoplo a las patillas de alimentación de los circuitos integrados (CI) y a los planos de masa y de alimentación, la inductancia de las vías limita la velocidad de respuesta de estos componentes para aportar energía ante las conmutaciones rápidas de los CI digitales. La inductancia parásita de las vías hace perder eficacia a los condensadores de desacoplo en el caso de las señales de alta velocidad.

La inductancia de las vías se suma a la inductancia de las pistas y con ello aumentan los problemas de emisiones radiadas. La inductancia de la vía está relacionada con su longitud y con el tamaño del taladro (figura 5). Como ejemplo de inductancia parásita, dado un espesor de h = 1,57 mm y d1 = 0,041 cm, la inductancia de la vía es de aproximadamente 1,2 nH.

La tabla 2 da unos valores ejemplo de las características eléctricas de una vía en función de sus dimensiones y el número de planos de referencia que atraviesa en una TCI.

Efectos de las vías

Los valores parásitos de capacidad e inductancia, añadidos a una pista, tendrán el efecto de retardar la señal, incrementar los tiempos de conmutación y degradar de la integridad de la señal.

Las vías causan un cambio de la impedancia de la pista. Un valor típico de la reducción de la impedancia de una pista debido a una vía es de aproximadamente un 10% (esto podría variar dependiendo del tamaño de la vía, el grosor de la TCI, etc,). En la mayoría de los diseños de alta velocidad sólo circulan por las pistas unos mA y el impacto del cambio de impedancia debido a una vía no es tan vital como lo es el conjunto de valores parásitos de capacidad e inductancia.

Los efectos negativos debidos a un mal diseño en la disposición de las vías en las pistas de una TCI pueden caer en una de las siguientes categorías:

1. Las vías son inherentemente capacitivas y cambian la impedancia característica de la pista.
2. Las vías causan un cambio brusco en la impedancia de la pista y, por tanto, causan reflexiones.
3. La pista puede trazarse en las capas opuestas a un plano de referencia individual, sin efecto significativo en su impedancia (ver más adelante la figura 6). Pero si se traza en una capa donde la señal queda referenciada a un plano de referencia diferente, entonces las características de línea de transmisión de la pista quedan severamente distorsionadas.
4. Cuando una pista cambia de una capa a otra, su señal queda referenciada a otro plano de referencia (sea un plano de masa o de alimentación), cambiando la impedancia de la pista (ver más adelante la figura 7).
5. Desde la fuente de la señal, el efecto de la primera vía es más acusado. En las vías adicionales en una misma pista, los efectos disminuyen a medida que más vías se añaden a la pista.

Disposición de las vías en las pistas

Lo primero a considerar para disponer correctamente unas vías en una pista es decidir si esta pista se debe tratar como una línea de transmisión o como una pista simple. Esto depende de si la señal que circula por la pista es de alta velocidad y necesita controlar su impedancia para evitar reflexiones (línea de transmisión), o de si la señal es de baja velocidad y no es necesario controlar su impedancia (pista simple). La condición para considerar una pista como línea de transmisión es que el tiempo de conmutación de la señal (tr ó tf) sea menor o igual a 4tP, siendo el retardo de la línea tP = (Lo Co)1/2 . La impedancia característica de una pista como línea de transmisión será Zo = (Lo / Co)1/2 . Los valores típicos para Lo en una pista van de 5 a 10 nH/cm y para Co de 0,5 a 1,5 pF/cm. Con ello los valores usuales de tP son de unos 5 ns/m y la impedancia característica como línea de transmisión Zo va de 70 a 200 Ω.

Cuando se deben usar muchas vías

Diámetro Vía	10			12			15			25		
Diámetro pad	22			24			27			37		
Diámetro anti-pad	30			32			35			45		
	R	L	C	R	L	C	R	L	C	R	L	C
Longitud: 60 Planos: 5	1.55	0.78	0.48	1.25	0.74	0.53	0.97	0.68	0.60	0.57	0.53	0.83
Longitud: 90 Planos: 7	2.3	1.33	0.66	1.88	1.24	0.69	1.45	1.15	0.78	0.85	0.92	1.08

Tabla 2: Características de una vía. R en mΩ, L en nH y C en pF. Dimensiones en mils (1 mil = 0.0254 mm). Los planos de referencia están espaciados con la misma distancia entre ellos.

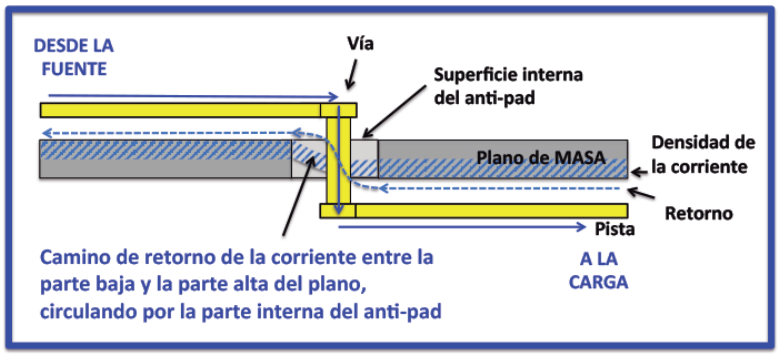


Figura 6: Retorno de la corriente al cambiar de capa la pista de plano pero manteniendo el mismo plano de referencia. Esta solución es válida para cualquier plano de referencia, sea masa o alimentación.

atravesando planos debemos tener especial cuidado porque las vías ayudan a incrementar la impedancia característica de los planos atravesados. Dependiendo de como se disponen las vías, éstas pueden suponer una barrera que impide la correcta circulación de los retornos de corriente por los planos de referencia. Por ello, en el diseño de TCI considerar que las vías no deben formar barreras que debido a sus anti-pad agujereen los planos e impidan la libre circulación de las corrientes de retorno.

Para señales con flancos de muy corta duración, cada una de las vías por donde la señal cambia de capa debería estar acompañada por varias vías conectadas a los planos de masa, formando una conexión coaxial protectora.

Si trazamos pistas adyacentes a un plano de masa, obviamente existirá una buena cancelación del flujo y por tanto no habrá problemas de emisiones radiadas. Esto es especialmente conveniente cuando la señal que circula por la pista es de alta frecuencia. Esto también es correcto si al cambiar de capa, el plano de referencia sigue siendo el mismo (figura 6). Por encima de los 10 MHz, las corrientes de retorno asociadas que circulan por un plano de referencia están forzadas a circular por las superficies de los planos u otras pistas que están más cercanas a la corriente de retorno debido al efecto pelicular.

Cuando una pista de señal cambia de capa y se referencia primero a su parte alta del plano de referencia y luego a su parte baja del mismo plano, la superficie interna del anti-pad aporta la conexión entre la parte alta y la parte baja del plano y representa el camino de retorno de la corriente entre las dos partes del plano. Así, cuando la señal pasa a través de la vía y continúa en la parte opuesta del mismo plano, no existe una discontinuidad en el camino de retorno de la señal. Por ello, ésta debe ser la forma preferida para trazar una señal crítica si se debe trazar una pista a través de dos capas (figura 6).

Pero este tipo de trazado no siempre es posible. La figura 7 muestra como la corriente de retorno de la señal de alta velocidad ocupa una delgada película del grosor total en cada uno de los planos de referencia (plano de masa y plano de VCC). La corriente por la pista de señal se transmite correctamente en su camino de ida, pero la corriente de retorno sufre una desorientación en el punto cercano a la vía, justo entre el plano de VCC y el plano de masa. En su camino de retorno, la corriente circula por la parte inferior del plano de VCC hasta llegar al orificio de la vía. En este momento la corriente debería alcanzar nuevamente el plano de masa, pero no tiene claro el camino por donde hacerlo. La corriente de retorno debe buscar un camino de retorno como sea, independientemente de lo lejos que este camino se encuentre en la TCI, para poder alcanzar el plano de masa. En este camino de retorno, el bucle formado puede ser muy grande y tener mucha inductancia, contribuyendo negativamente al aumento de las emisiones radiadas, la distorsión de la señal transportada y a la reducción de la inmunidad frente a interferencias externas.

Si la señal de la pista es realmente crítica deberíamos evitar cambiarla de capa, trazándola siempre por la capa superior, cercana al plano de masa ("microstrip": pista sobre plano de referencia). Pero cuando esto no es posible, para proporcionar a la señal un camino de retorno, debemos colocar un condensador de paso entre VCC y masa, conectado con sus correspondientes vías, lo más cerca posible del lugar donde la señal cambia de capa (< 3 mm), para que así no tome caminos alternativos. A través de este condensador de paso, la corriente de retorno ahora cambia de la capa de VCC a la capa de masa según la figura 8. Pero esta solución no es perfecta debido a que el propio condensador y sus conexiones añaden inductancia al camino de retorno de la señal (aproximadamente unos 6 nH). La disposición de dos condensadores es mejor que uno solo.

El largo camino de retorno en comparación al camino de la señal puede introducir también problemas de diafonía. Si los dos planos de referencia son del mismo tipo, es decir, los dos son de alimentación o los dos son masa, entonces se puede usar

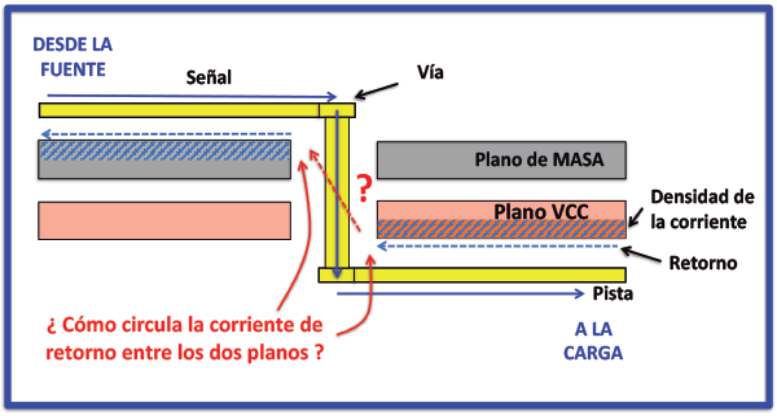


Figura 7: Problema del retorno de la corriente al cambiar la pista de plano de referencia.

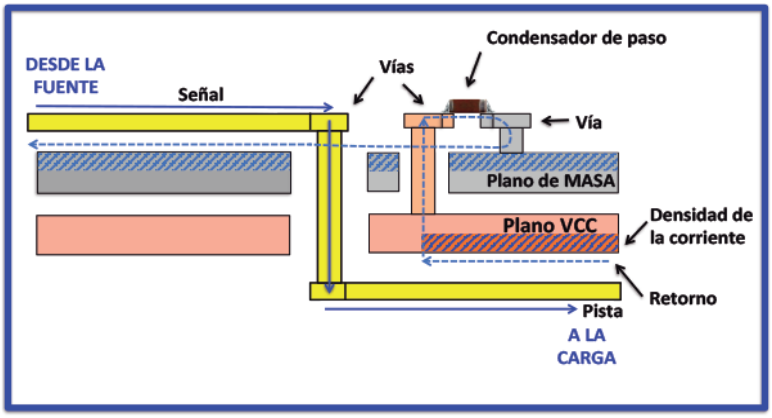


Figura 8: Uso de un condensador de paso cerca de la vía de señal

una vía de conexión plano a plano (masa a masa o alimentación a alimentación), en lugar del condensador, justo al lado de la vía de señal. Esta solución es mucho mejor debido a que la inductancia añadida de la vía es mucho menor que la inductancia del condensador.

Cuando se debe disponer una vía cerca del extremo de un plano de referencia, esta vía debe ser localizada a como mínimo a 5 mm hacía el interior del límite más cercano del plano.

Cuando hay un cambio de capas no se debe olvidar cambiar la anchura de la pista de forma que se mantenga la misma impedancia característica en cada sección de la pista. Se debe cuidar especialmente el mantenimiento de la impedancia característica cuando una pista de señal cambia de ser "microstrip" a ser "stripline" (pista entre dos planos de referencia) al quedar la pista interna entre dos planos de referencia.

Cuando hay más de un plano de referencia en una TCI hay una tensión de ruido entre los planos. Las vías se acoplan intensamente con la tensión de ruido entre los planos y entonces las señales que pasan a través de las vías tienden a añadir ruido entre los planos y este ruido también tiende a acoplarse en las señales que circulan por las vías. Este efecto es más intenso a altas frecuencias.

Guía de diseño de las vías

Es conveniente usar el tamaño mínimo del agujero de la vía que permita el fabricante de la TCI. Esto tiene más que ver con la reducción de la capacidad de la vía que con la reducción de la inductancia.

También es aconsejable usar el tamaño mínimo de pad que el fabricante de la TCI permita. El pad representa la mayor parte de la capacidad de la vía. El caso ideal sería conectar las pistas directamente al cilindro de la vía, pero está imitado por el proceso de fabricación de la TCI.

Usar la TCI más delgada posible. Esto reducirá la altura total de todas las vías. Esta reducción de la altura de la vía disminuye la longitud de la discontinuidad que la señal debe atravesar. También aumenta la capacidad entre los planos VCC y masa.

Si las vías se deben insertar el una pista considerada como línea de transmisión es necesario calcular su impedancia característica para ajustarla al mismo valor de la impedancia característica de la pista. Colocar las vías que conectan los planos de masa todas juntas cerca de las vías de las pistas de señal que pasan a través de múltiples planos de masa. Esto proporciona una trayectoria de baja impedancia para la corriente de retorno cuando la señal cambia de capas. Esto reducirá las discontinuidades causadas por la vía. Veamos ahora unas reglas de diseño usando vías en pistas con señales de alta frecuencia:

1. Un menor número de vías insertadas a lo largo de una pista implica menores retardos y menor aumento de los tiempos de conmutación.
2. Las vías más pequeñas pueden provocar menores retardos, pero no cambian significativamente los tiempos de conmutación de la señal digital.
3. Manteniendo la longitud de la vía más corta (vía no pasante: ciega o enterrada) se puede obtener menos retardo y menor aumento de los tiempos de conmutación.
4. Evitar en lo posible el uso de vías y cambios en la capa para evitar la distorsión de la señal.
5. No utilizar vías en las pistas de alta frecuencia consideradas líneas de transmisión como por ejemplo las pistas de reloj.
6. Cuando sea posible, evitar islas o "pads" innecesarios en vías porque estas islas aumentan la capacidad parásita.
7. Las vías más pequeñas tienen menor capacidad. Las vías con una longitud corta y un mayor diámetro tienen una menor inductancia. Ambos elementos parásitos pueden tener efectos perjudiciales, pero a menudo es la inductancia parásita la que proporciona una impedancia en serie inesperada que crea problemas

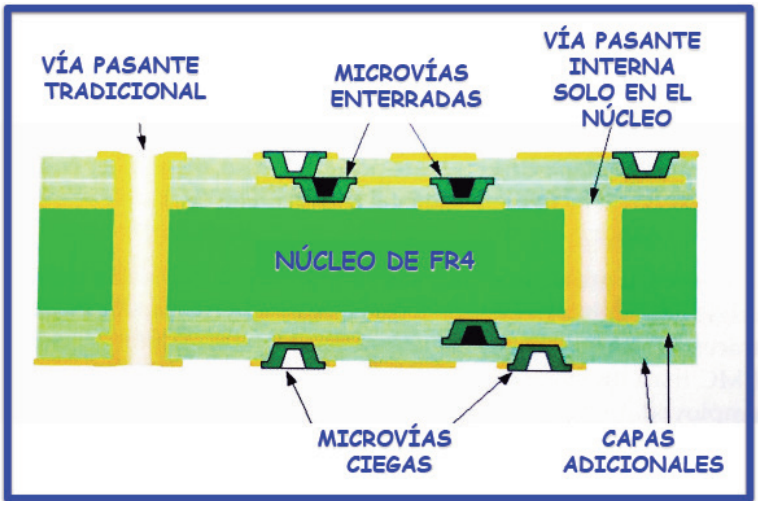


Figura 9: Tarjeta de circuito impreso con microvías para HDI

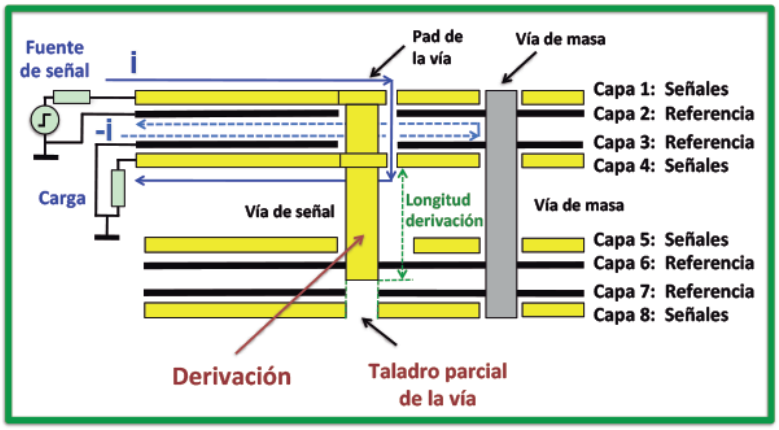


Figura 10: Sección de una vía taladrada con una derivación ("stub") acortada, mostrando el camino de retorno a través de una vía de masa. El espesor de las capas de señal están aumentados para mostrar mejor el fenómeno.

en la transmisión de las señales.

8. Mantener el mismo número de vías en dos pistas diferenciales para minimizar la diferencia de fase y la diferencia de tiempos entre estas pistas diferenciales.

9. En el caso de señales diferenciales, si la disposición de las vías no es simétrica con respecto a cada parte del par diferencial se puede introducir asimetría, provocando que parte de la energía diferencial se convierta en energía en modo común.

10. Colocar las vías de alimentación y masa cerca de los CIs, para obtener una ruta de alimentación corta.

11. Añadir vías de masa cercanas al área donde la señal de alta velocidad cambia de capa. Esto permite que el flujo de corriente retorne cerca de la corriente de la señal, reduciendo las emisiones radiadas y mejorando la integridad de la señal.

Algunas reglas del resumen anterior no siempre son ciertas al 100% debido a la gran variación en la geometría de las vías y en las pistas de las TCI reales, pero sí es cierto en las vías con las dimensiones más usuales.

En las TCI de alta densidad de interconexión (HDI: High Density Interconnect) se usan las llamadas microvías con diámetros de 0,15 mm o menores. Las microvías pueden ser enterradas o ciegas (figura 9),. Usando circuitos HDI se puede reducir el área requerida en un 40% y también se puede reducir el número de capas en un 30%, facilitando el diseño, en comparación a una TCI con vías pasantes.

Las microvías ciegas o enterradas, al ser pequeñas, actúan menos como una discontinuidad en las pistas en el diseño de una TCI que usando vías convencionales. Sin embargo, el coste de fabricación de una TCI típica con microvías ciegas o enterradas es aproximadamente un 10% - 15% más elevado en relación a una TCI de las mismas dimensiones y número de capas.

Resonancia en las vías

Las derivaciones ("stubs") asociadas con los agujeros de las vías pueden resonar causando distorsión en las formas de onda. Las derivaciones en las vías (figura 10) degradan la integridad de la señal y las prestaciones de las interconexiones de las TCI porque atenúan y distorsionan las señales que se propagan a través de ellas. Esta degradación es dependiente de la frecuencia y mayormente se produce a muy altas frecuencias.

En detalle, la figura 10 muestra la sección transversal de vía en una TCI de ocho capas. En ella se destaca una señal trazada en la capa 1 de señales que cambia de capa a través de una vía pasante a la capa 4 de señales. La vía de masa se incluye para tener un camino de baja impedancia para el retorno de la corriente. Como se ha dicho, las vías pasantes estándar se construyen taladrando un orificio en la TCI y se metalizan sus paredes. Una consecuencia de este proceso es tener una derivación que cuelga de la vía en todos los casos, excepto cuando el cambio de capa de la pista de señal atraviesa toda la TCI, pasando de la capa 1 de señales a la capa 8 de señales.

Esta derivación tiene efectos negativos para la integridad de la señal de alta frecuencia. Una solución común es acortar la longitud de la derivación con un taladrado de precisión, taladrando por detrás las derivaciones de las vías.

Es una forma rentable de reducir al mínimo los efectos de las derivaciones, pero esta técnica está limitada a diseños de mucha densidad y velocidades más altas de 10 Gbps.

La corriente " i " parte de la fuente de señal, circula por una pista en la capa 1 (figura 10), lleva la línea de transmisión hacia abajo y pasa por la vía pasante hacia la capa 4 y termina en la carga. El retorno de corriente " -i " es un espejo en el plano 2. Dado que el camino de retorno más cercano desde la fuente de señal hasta la carga es a través de la vía de masa, el retorno de corriente debe separarse del camino ideal.

La magnitud de la inductancia de la vía es una función de la longitud de la vía de transición desde la capa 1 de señales a la capa 2 de señales y la distancia entre la vía de señal y la vía de masa. La capacidad de la vía dependerá del diámetro de sus pads, la distancia entre los pads de la vía y la capa de referencia más cercana, la capacidad del cilindro de la via con respecto a los planos adyacentes que está atravesando y de la capacidad de la derivación. Estás observaciones hacen posible deducir dos diferentes formas de circuito equivalente.

La figura 11a muestra el circuito equivalente de una vía cuando la longitud de la derivación es cero y

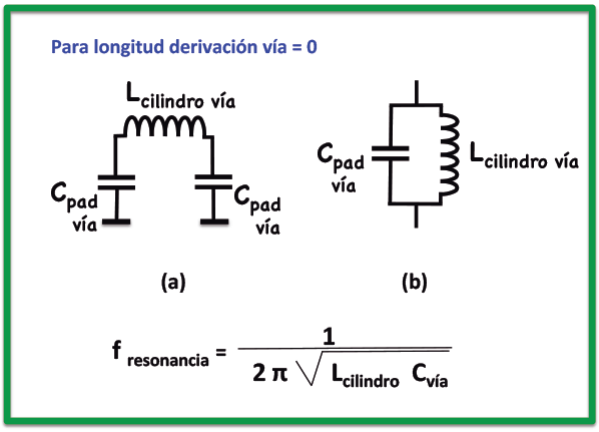


Figura 11 : Circuito equivalente de una vía: (a) modelo de vía sin derivación con planos de referencia separados. (b) Modelo de vía con planos de referencia muy cercanos. La fórmula de la frecuencia de resonancia es válida para ambas configuraciones

los planos de referencia 2 y 3 están muy separados. En este caso típico, casi siempre en TCI de cuatro capas, la capacidad de la vía está dominada por los pads y por ello se puede usar un simple modelo en π. La figura 11b muestra el circuito equivalente donde los planos de referencia 2 y 3 están muy cercanos y la derivación puede o no existir.

En este caso, las capacidades del cilindro y de la derivación no son despreciables y simplemente se combinan con la capacidad del pad. Independientemente de la configuración específica, la inductancia y la capacidad de la estructura de la vía forman un circuito que resonará a su frecuencia natural de resonancia, cuya fórmula se presenta en la misma figura.

En el caso de derivaciones largas, la frecuencia de resonancia puede ser bastante baja e influir significativamente en la forma de onda de la señal digital. Como demostración de cómo las vías se comportan a alta frecuencia, la figura 12 muestra las pérdidas de inserción simuladas de una vía pasante con una estructura similar a la figura 10 con diferentes longitudes en la derivación y sus frecuencias de resonancia.

Si la vía de masa se mueve más lejos de la vía de señal, la inductancia se incrementará. Esta aproximación de la frecuencia de resonancia usando un circuito tanque es extremadamente útil y bastante precisa para la mayoría de los casos.

Como se ve, las frecuencias de resonancia son bastante elevadas y por ello en la mayoría de los casos, de más baja frecuencia, la existencia de las derivaciones en las vías no es un problema grave. En el caso de circuitos de muy alta frecuencia se deberá tener en cuenta en el diseño la reducción de la longitud de las derivaciones.

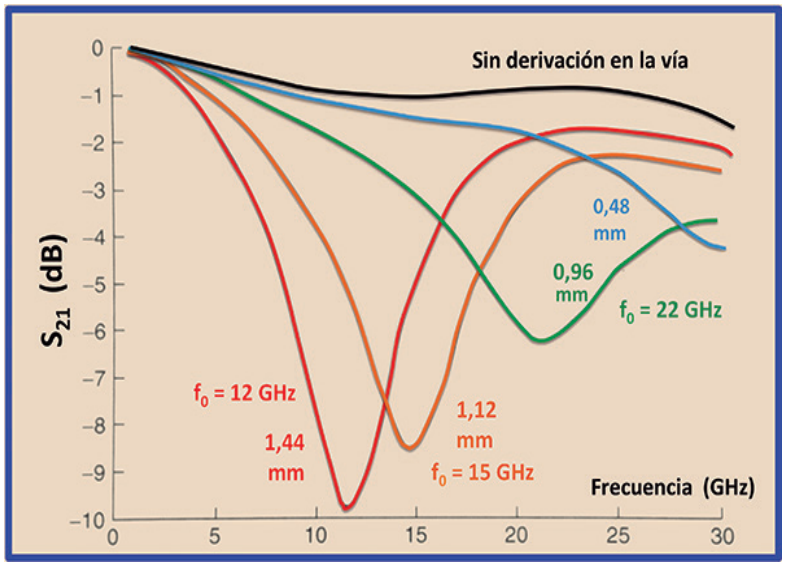


Figura 12 : resonancia de una vía en función de la longitud de la derivación para la sección de la figura 12. S21: coeficiente de transmisión directa o ganancia de tensión directa.

Conclusiones

El buen diseño en la disposición de las vías en las pistas con señales de alta frecuencia ayuda a no degradar la integridad de las señales, reducir las reflexiones y reducir las emisiones radiadas de las tarjetas de circuito impreso. Cuanto más pequeñas son las vías, menor es su capacidad parásita, pero mayor es su inductancia y su resistencia. En circuitos digitales de alta velocidad es conveniente usar vías de baja capacidad (menor diámetro), pero cuando se deben conectar condensadores de desacoplo o pistas de potencia, es más importante tener una baja inductancia y baja resistencia, usando vías más grandes con pads de mayor diámetro.

Como resumen final, para la disposición de las vías y pistas respecto a los planos de referencia, podemos plantear varias propuestas en orden de mayor a menor efectividad:

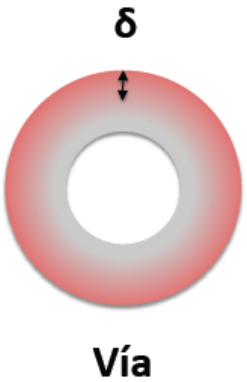
1. Diseñar la TCI de forma que las corrientes de alta velocidad nunca tengan que saltar entre capas. Para hacer esto debemos restringir que cada pista permanezca en la capa donde empieza.
2. Se debe evitar trazar pistas con sus vías que atraviesen más de dos capas de la TCI y las pistas deben permanecer en las dos capas más cercanas al plano de masa adyacente (figura 6).
3. Disponer vías de masa cercanas a cada señal con la idea de dar un camino de retorno en los saltos de capa.
4. Distribuir suficientes vías de masa en toda la superficie de la TCI para así asegurar que los retornos de señal no tienen bucles demasiado grandes en aquellos puntos donde hay vías de señal que saltan de capa.
5. Trazar la pista entre dos capas que sean adyacentes a dos planos separados del mismo tipo (masa o alimentación VCC) y conectar los planos adyacentes con una vía de conexión de plano a plano, cercana a la vía de la pista de señal que cambie de capa ("stripline").
6. Trazar la pista en dos capas adyacentes a dos planos separados de distinto tipo (masa y alimentación VCC) y conectar los planos adyacentes con condensadores cercanos a la vía (figura 8).

REFERENCIAS

- *Joan Pere López Veraguas, "Compatibilidad Electromagnética y Seguridad Funcional en Sistemas Electrónicos", Marcombo, 2010*
- *Henry W. Ott, Electromagnetic Compatibility engineering, John Wiley & Sons, 2009*
- *Howard Johnson & Martin Graham, "High Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic", Prentice Hall Modern Semiconductor Design, 1993*
- *Keith Armstrong, EMC for Printed Circuit Boards, Armstrong/Nutwood UK publication, 2010*
- *Stephen H. Hall y Howard L. Heck , "Advanced Signal Integrity for High-Speed Digital Designs", 2009*
- *Charles Pfeil & Happy Holden, "HDI Layer Stackups for Large Dense PCBs", Mentor Graphics*
- *Taras Kushta & seven more, "Characterization of Via Structures in Multilayer Printed Circuit Boards", NEC coporation, Japan*

FE DE ERRATAS

Las corrientes de alta frecuencia sólo circulan cerca de la superficie del metal



Profundidad efecto pelicular δ :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

FRECUENCIA	PROFUNDIDAD
10 kHz	0,66 mm
100 kHz	0,21 mm
1 MHz	0,066 mm
10 MHz	0,021 mm
100 MHz	0,0066 mm
1 GHz	0,0021 mm

f = frecuencia,
μ = permeabilidad magnética = $\mu_0\mu_r$,
μ_r = permeabilidad magnética relativa,
$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m, y
σ = conductividad eléctrica en $\Omega^{-1}m^{-1}$.

Figura 4 : Profundidad del efecto pelicular.