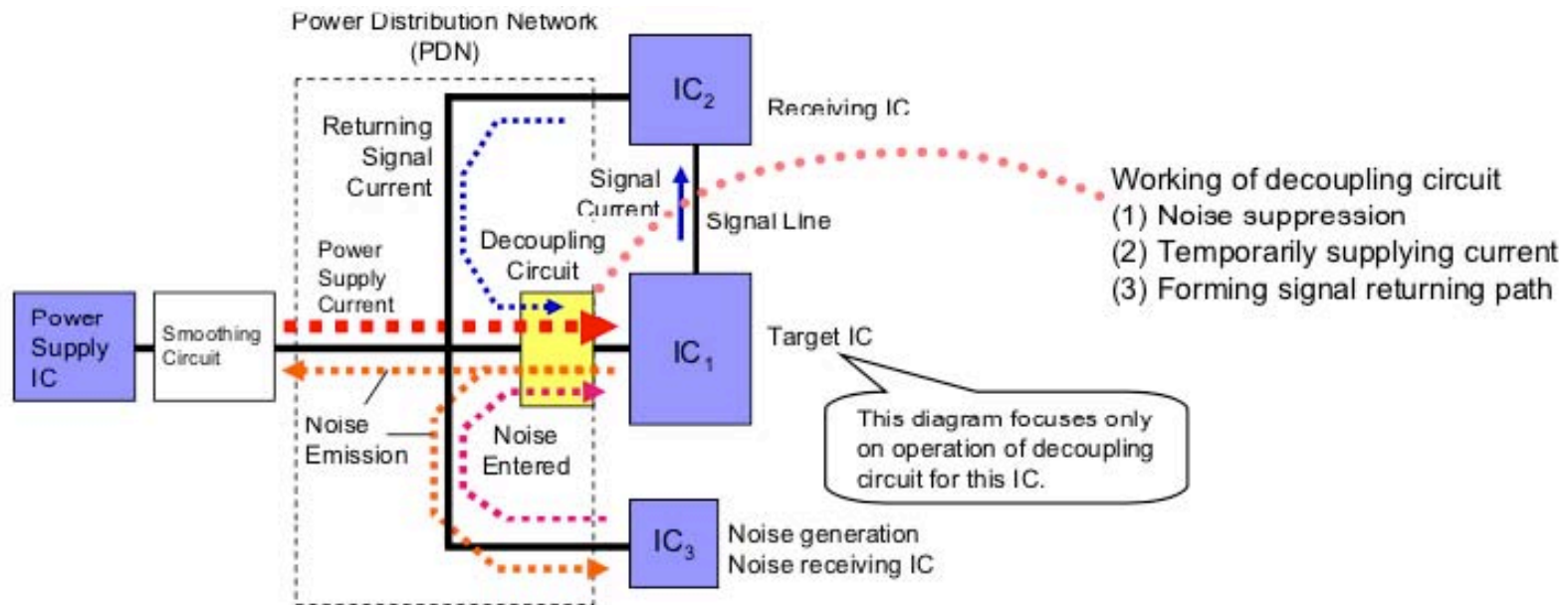


Filtrado del ruido inyectado por los C.I. en las líneas de alimentación DC.

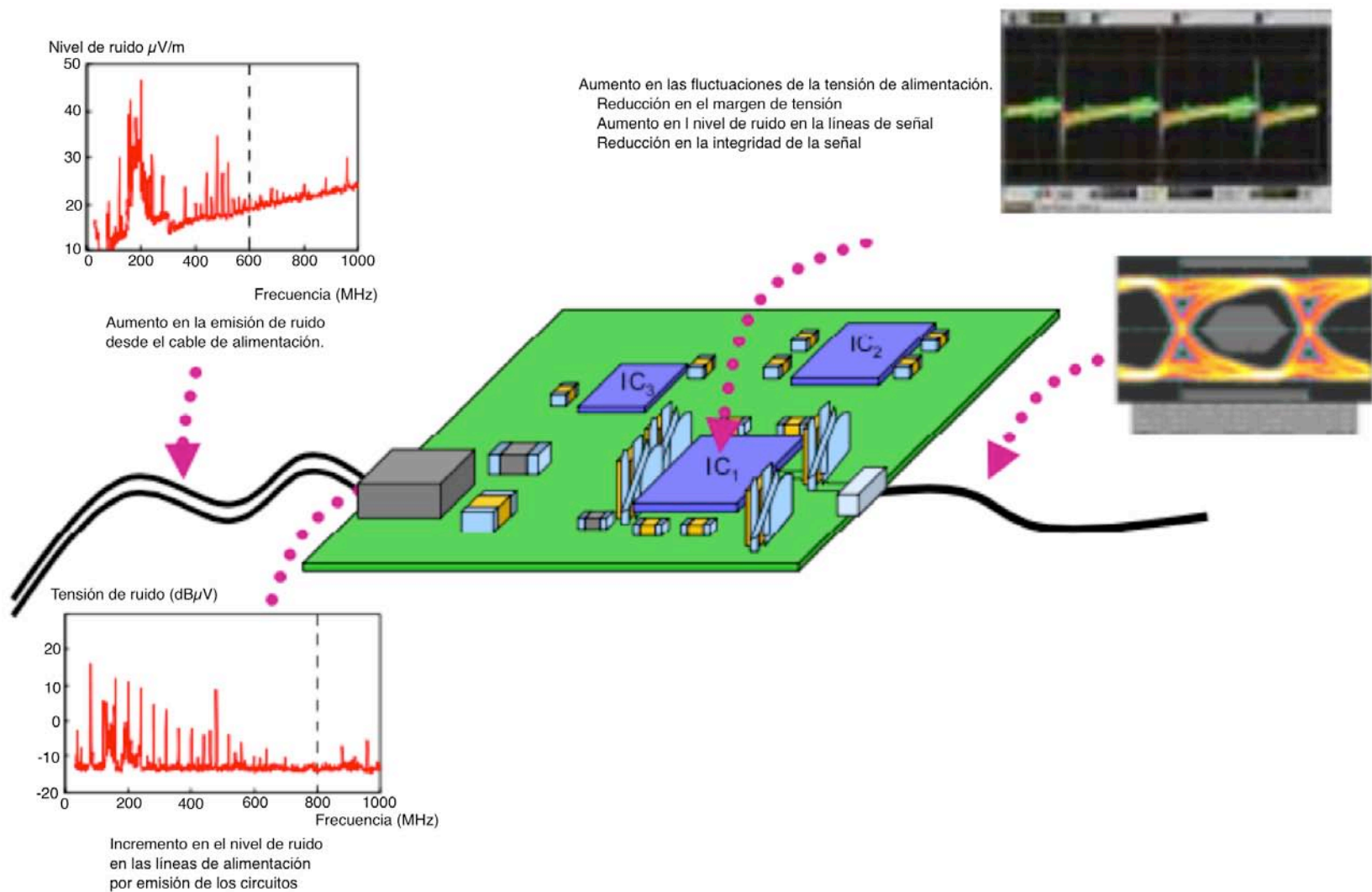
Salvo cuando el diseñador haya decidido asignarle una alimentación independiente a cada C.I. mediante un regulador tipo LDO dedicado, la situación normal es que cada fuente alimente a varios C.I., de forma que por lo menos una parte de las líneas de alimentación (V_{cc} y tierra) sean comunes a varios circuitos.

Si estos C.I. son circuitos digitales (o en general, circuitos que trabajan en conmutación, no en modo lineal), las conmutaciones inyectarán pulsos de alto di/dt en las líneas de alimentación, y este ruido se acoplará en la tensión de alimentación de todos los otros circuitos que compartan la misma fuente, interfiriendo con su operación normal.



Working of decoupling circuit	Main performance indicators	Target frequencies			Examples of noise problem and evaluation criteria
		1kHz	1MHz	1GHz	
(1) Noise suppression	Insertion loss (Permeability constant/attenuation)		█		Noise measurement (Terminal voltage, radiated electric field, near magnetic field distribution)
(2) Current supply	Impedance (reflection coefficient)	█			Voltage fluctuation, transient voltage response
(3) Signal path			█		

Situación en un circuito multichip de altas prestaciones (Cortesía muRata)



Efectos observables con el osciloscopio (cortesía muRata).

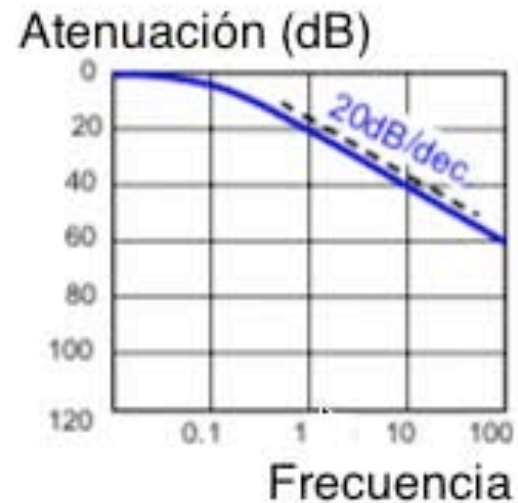
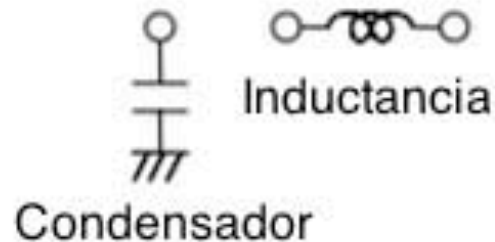
Por lo tanto, para reducir el efecto del ruido de conmutación inyectado (principalmente) por los circuitos digitales, es necesario proporcionar un desacople local a nivel de las conexiones de Vcc y tierra de cada C.I. que cumpla con dos funciones principales:

- 1.- Establecer un "almacén" local de energía eléctrica asociado con el C.I. por un camino de muy baja impedancia que proporcione los pulsos de corriente que este consume, confinando el rizado de corriente de alta frecuencia en el lazo C.I-almacén local de energía.
- 2.- Establecer una impedancia variable con la frecuencia que permita el paso de la corriente DC de alimentación, pero bloquee el tránsito de los componentes del rizado de corriente de alta frecuencia.

Por razones de costo y de uso óptimo del espacio disponible en los circuitos impresos, el nivel de desacople debe ajustarse a los requerimientos impuestos por cada tipo de C.I.

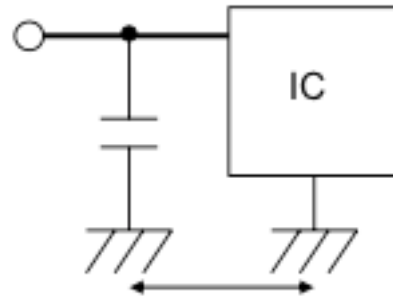
Básicamente existen tres niveles de protección.

I:- Filtro de un elemento.



Filtro de un elemento: Configuraciones posibles (izquierda) y curva de atenuación característica, pendiente 20dB/década (derecha).

1.-Desacople capacitivo.



Desacople con filtro capacitivo puro; para minimizar el componente de inductancia parásita, el condensador debe estar literalmente montado sobre los pines de Vcc y tierra del C.I.

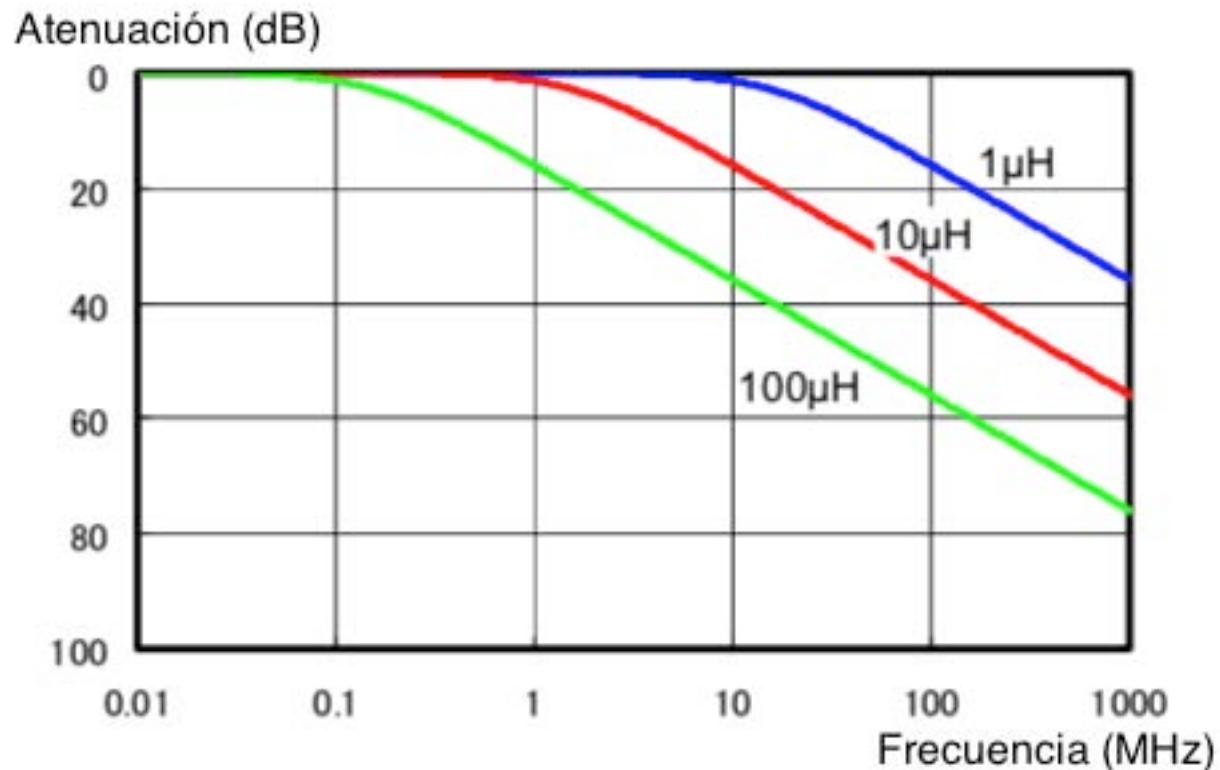
Fue el primero en usarse, y resulta adecuado para los C.I. de nivel de integración SSI (Small Scale integration) y MSI (Medium Scale Integration).

El filtro se diseña bajo la hipótesis de que todo el pulso de corriente de conmutación del C.I. es proporcionado

por el condensador y que en esas condiciones el cambio de tensión en el condensador debe ser menor que el máximo valor de rizado en la tensión de alimentación indicado por el fabricante.

En general se acepta que el valor estándar del condensador para este tipo de circuitos es $0,1\mu\text{F}$; el condensador debe tener el menor valor posible de ESR y ESL; este desacople funciona sobre impresos de una o dos caras, con condensadores convencionales, no es necesario usar condensadores de montaje superficial.

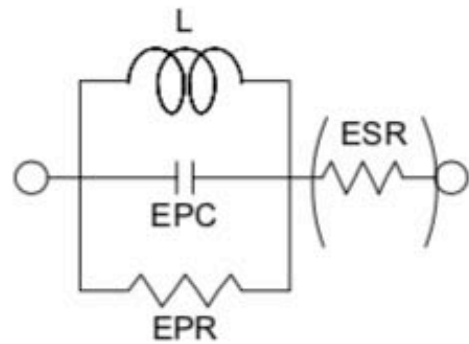
2.- Desacople con filtro inductivo.



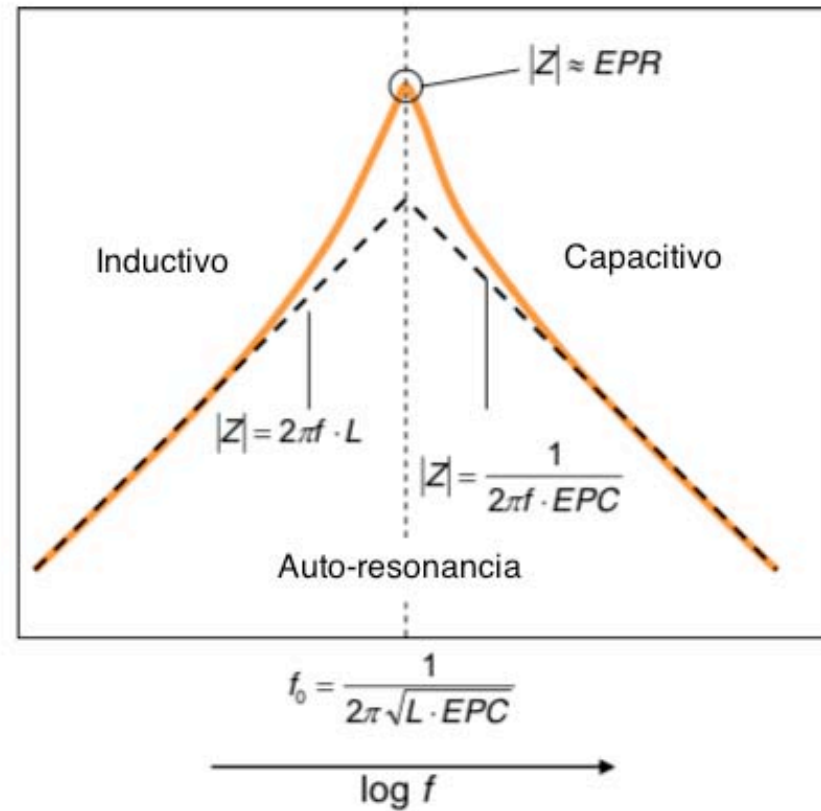
Gráfica de atenuación vs. frecuencia, filtro inductivo puro, con 50Ω de impedancia resistiva de fuente y con 50Ω de carga resistiva.

No existe un inductor ideal. El modelo real del inductor presenta resistencia parásita en serie (ESR) y en paralelo (EPR) y capacitancia parásita en paralelo (EPC); los tres componentes paralelos producen una auto-resonancia tipo paralelo a una determinada frecuencia de auto-resonancia, f_{sr} , lo que cambia significativamente la respuesta real respecto a la idea. La respuesta real queda dividida en dos regiones:

- 1.- Para frecuencias inferiores a f_o , la impedancia del inductor real es inductiva, aunque su valor va desviándose progresivamente del valor nominal L .
- 2.- A frecuencias mayores que f_o , la impedancia del inductor es efectivamente capacitiva, no inductiva, y el valor de la impedancia efectiva es asintótico al de la capacidad parásita EPC.



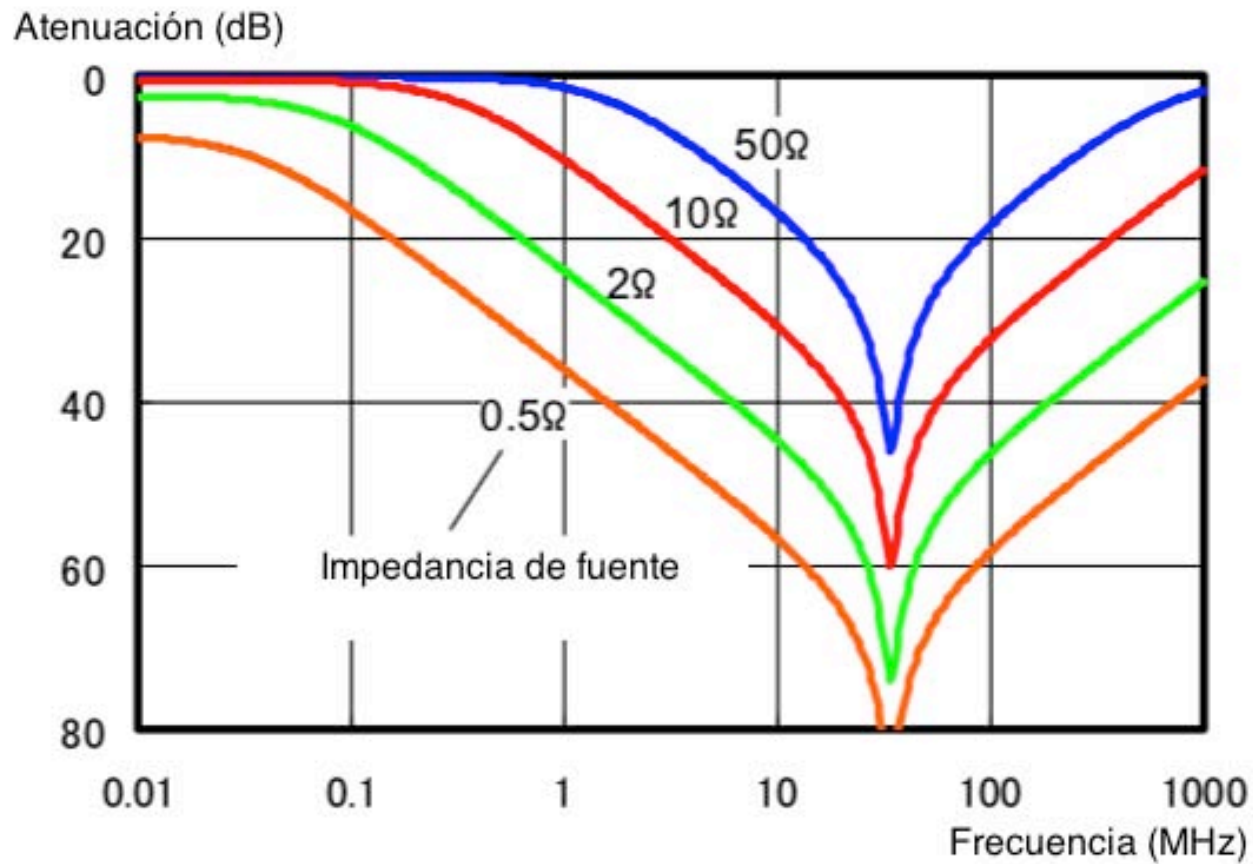
$\log|Z|$



Modelo equivalente de un inductor real (izquierda) y gráfica de su impedancia vs. frecuencia (derecha).

Dada esta característica, para obtener un inductor que efectivamente se comporte inductivamente a altas frecuencias, es preciso emplear una estructura que minimice el valor de la EPC.

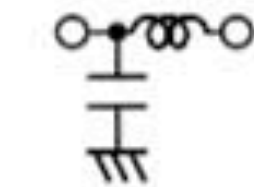
La atenuación efectiva del filtro depende también de la impedancia de del circuito asociado; para que el filtro inductivo sea mas eficaz es preciso que la impedancia de la fuente sea lo mas baja posible.



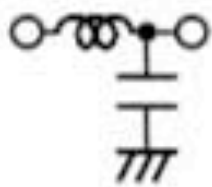
Curva de atenuación vs. frecuencia, filtro inductivo variando la impedancia de fuente.

En general, dado que las impedancias características en un PCB son del orden de 50W, es necesario que el filtro se inicie conectando un condensador en paralelo con el C.I., para minimizar la impedancia de fuente.

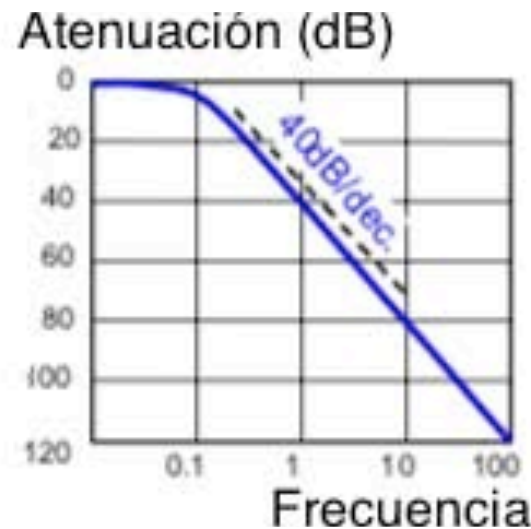
II.- Filtros de dos elementos



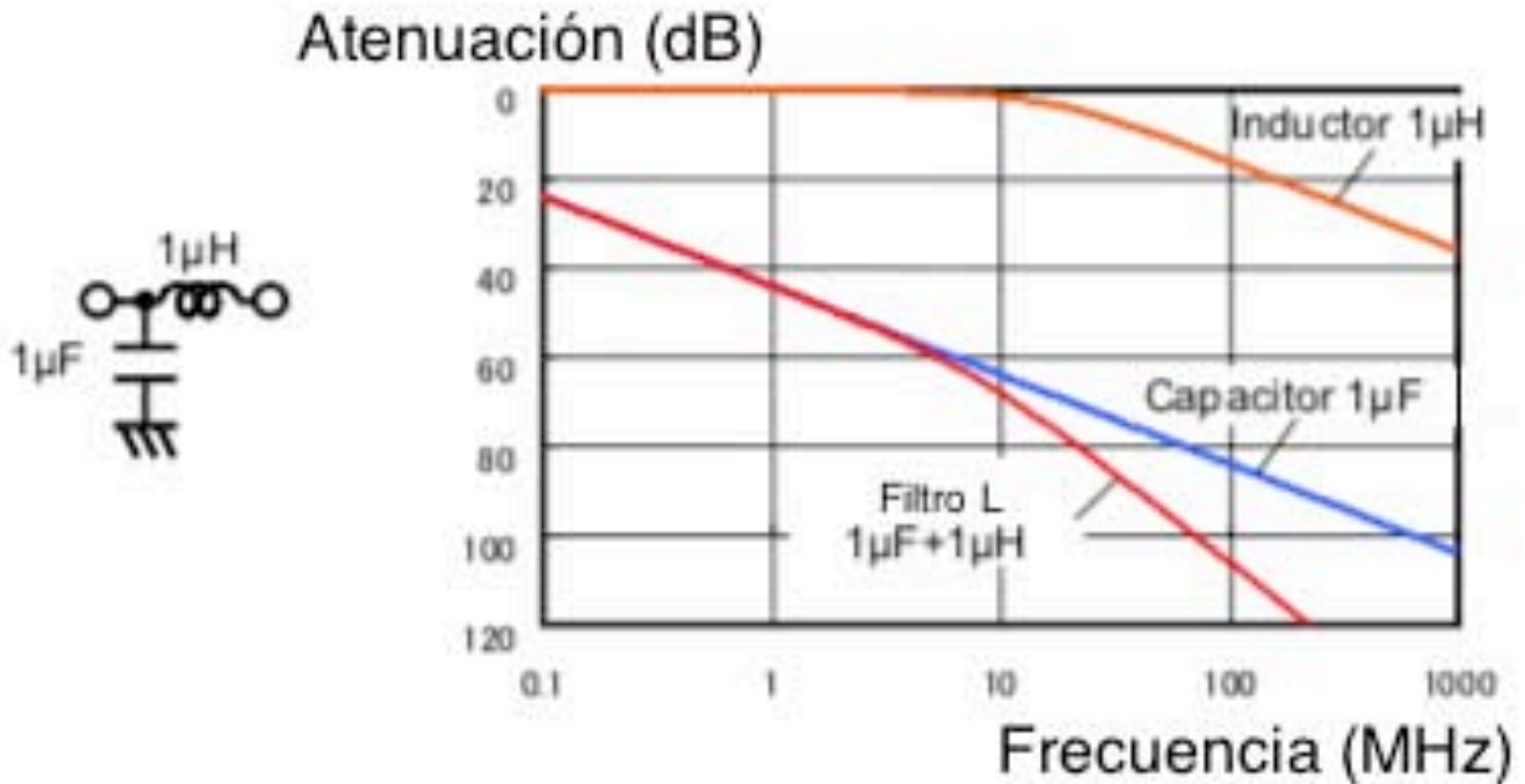
Tipo L,
entrada
capacitiva



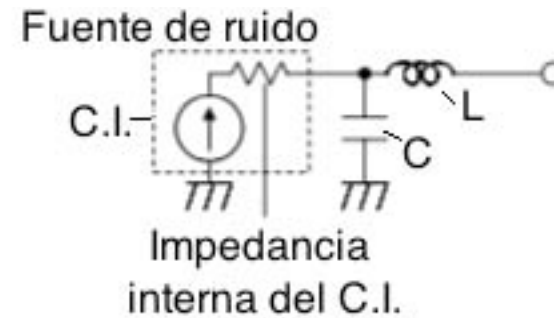
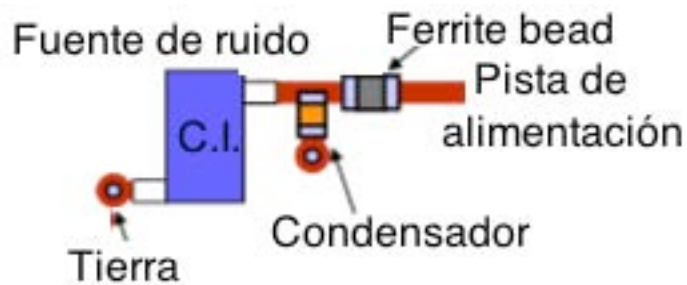
Tipo L,
entrada
inductiva



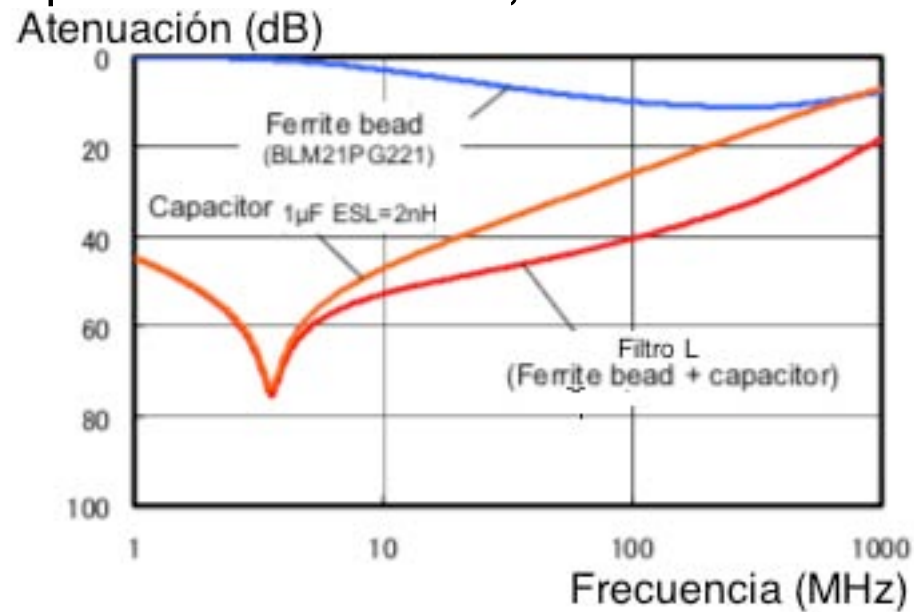
Configuraciones posibles (izquierda) y curva de atenuación característica, pendiente 40dB/década (derecha).



Efecto combinado del condensador y la inductancia en el filtro tipo "L".

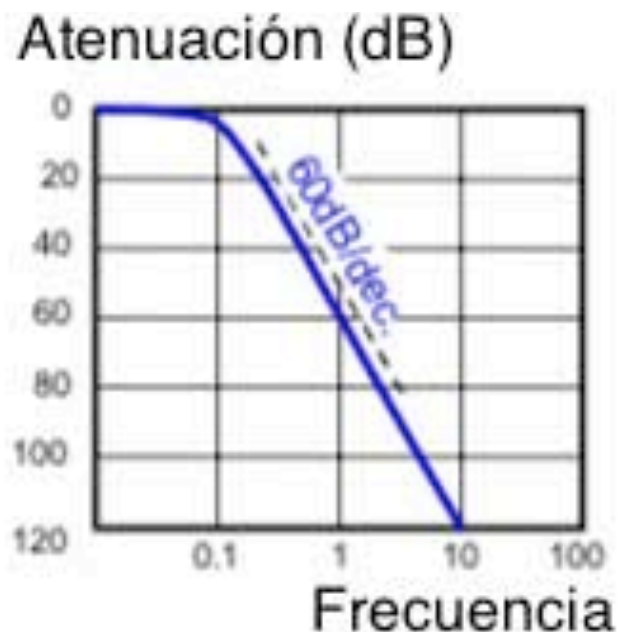
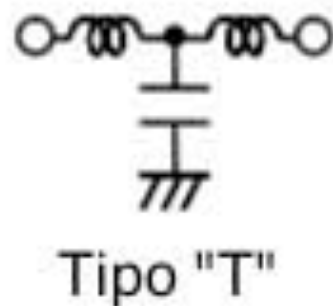
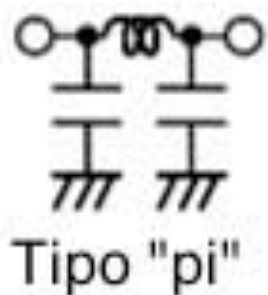


Filtro L para suprimir ruido de conmutación del C.I.
 Izquierda: implementación circuital; derecha: circuito equivalente.



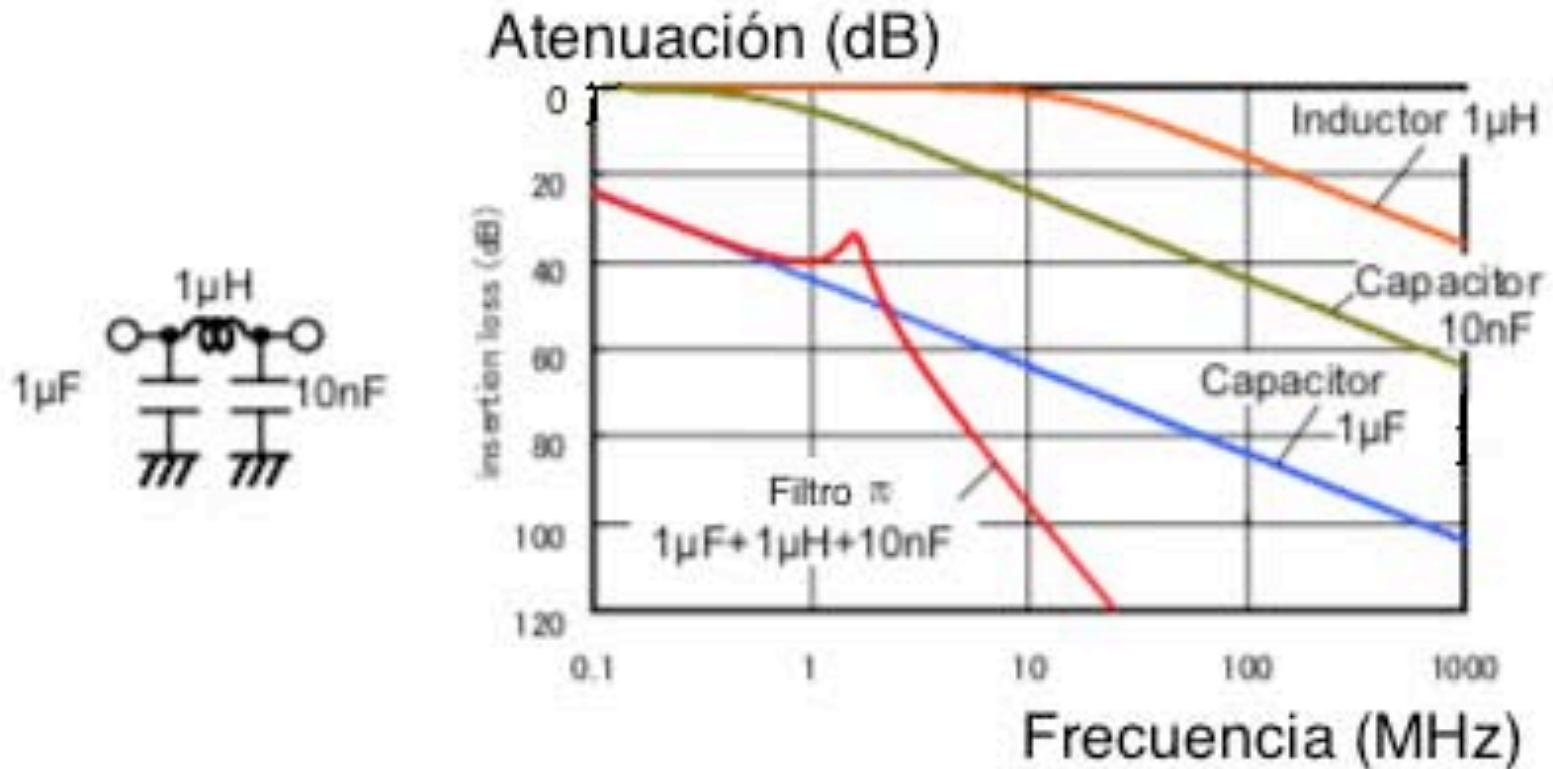
Efecto combinado condensador y "ferrite bean" en el filtro tipo "L".

III.- Desacople con filtro de tres elementos (filtro Π).

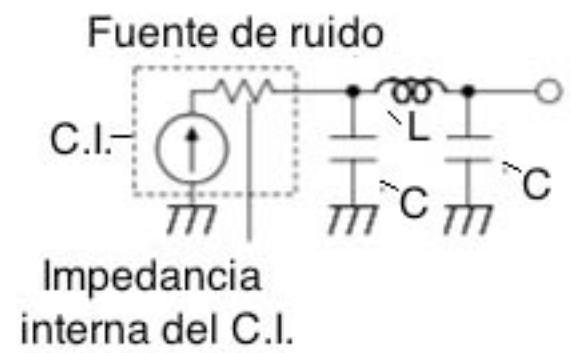
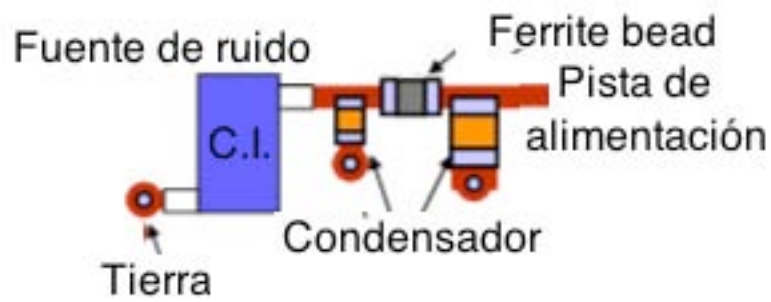


Filtro de tres elementos. Configuraciones posibles: Tipo (Π) y tipo "T" (izquierda) y curva de atenuación característica, pendiente 60dB/década (derecha).

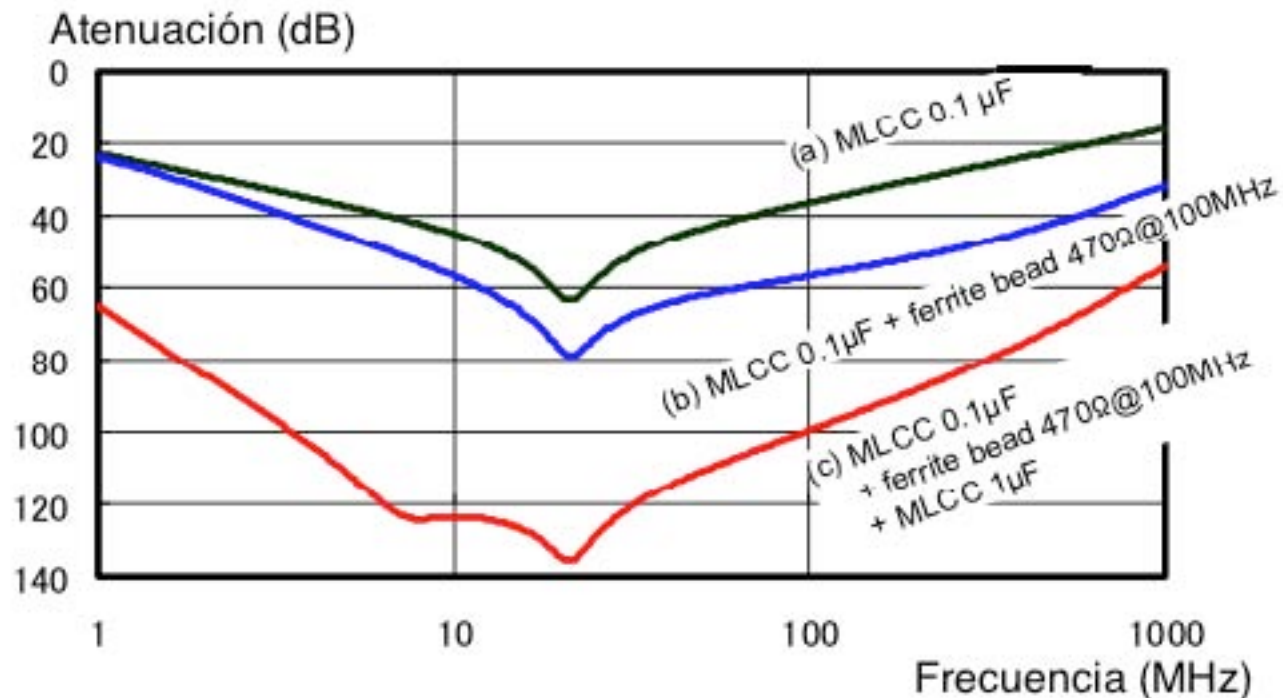
Esta configuración es adecuada para circuitos que están expuestos a altos niveles de ruido.



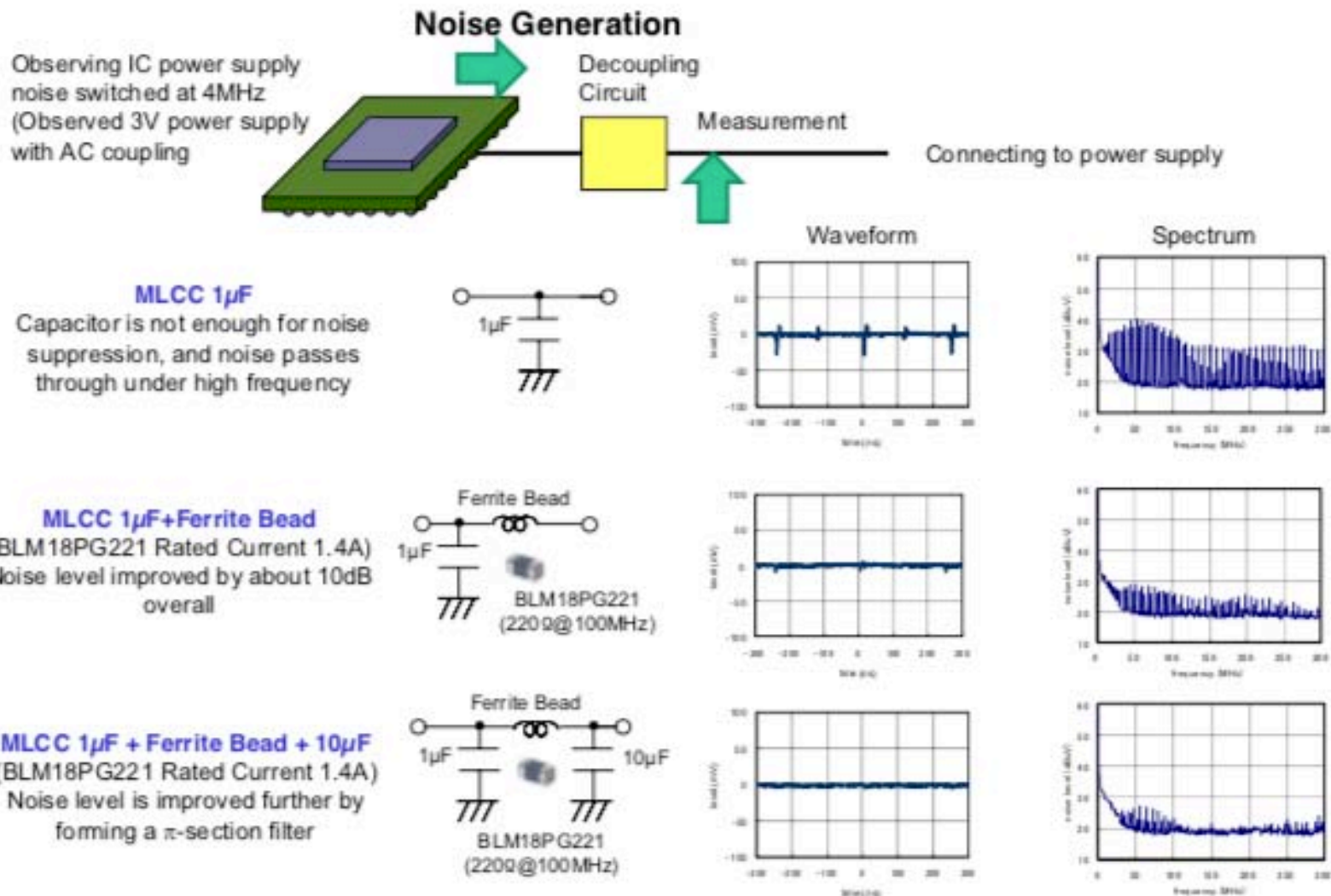
Efecto combinado de los tres elementos en el filtro tipo "Π".



Filtro P para suprimir ruido de conmutación del C.I.
 Izquierda: implementación circuital; derecha: circuito equivalente.



Niveles crecientes de desacople posibles al pasar del condensador único de $0,1\mu\text{F}$, al arreglo LC con el condensador de $0,1\mu\text{F}$ y un anillo de ferrita de $470\Omega @100\text{MHz}$, y al arreglo π con el condensador de $0,1\mu\text{F}$, el anillo de ferrita de $470\Omega @100\text{MHz}$ y el condensador de entrada de $1\mu\text{F}$.



Ejemplo del efecto de los tres tipos de desacople aplicados al mismo problema de inyección de ruido (cortesía muRata).

Conjunto superior de oscilogramas: Desacople con un condensador de $1\mu\text{F}$ nominal, valor cercano al requerido para el desacople, pero no ideal.

Conjunto medio de oscilogramas: Desacople mediante filtro L, agregando un "ferrite bean" al condensador de $1\mu\text{F}$. la atenuación es del orden del doble de la lograda con solo el condensador.

Conjunto inferior de oscilogramas: Desacople mediante filtro Π , formando agregando un condensador de $10\mu\text{F}$ al filtro L. El resultado es básicamente la eliminación total del ruido inyectado por el C.I.

Cálculo del condensador.

En el ejemplo anterior el valor del condensador contiguo al C.I. se mantuvo constante en el valor "estándar" de $1\mu\text{F}$ con fines de comparación para demostrar los aumentos que se logran al incluir la inductancia y el condensador de entrada.

Sin embargo, para lograr el mejor efecto, el valor del condensador interno debe ser recalculado cuando se incluye la inductancia, cumpliendo con la siguiente desigualdad:

$$C \geq \frac{L}{Z_r^2}$$

Donde C es el valor del condensador en F, L es el valor de la inductancia en H y Z_T es el valor en Ω deseado para la impedancia de fuente vista por el C.I.

El valor Z_T se calcula a su vez como:

$$Z_T = \frac{\Delta V}{\Delta I}$$

Donde ΔV es el rango de variación de la tensión de entrada soportado por el C.I. y ΔI es el cambio instantáneo de la corriente de alimentación posible en el C.I.

Como ejemplo se puede considerar que se usa una ferrita de $1\mu\text{H}$ (aproximadamente $600\Omega@100\text{MHz}$), con un C.I. que puede producir una variación de corriente de 0,1A y

tolera una variación de voltaje de alimentación de 200mV.

En esas condiciones se tiene:

$$Z_T = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{0,2V}{0,1A} = 2\Omega$$

De donde:

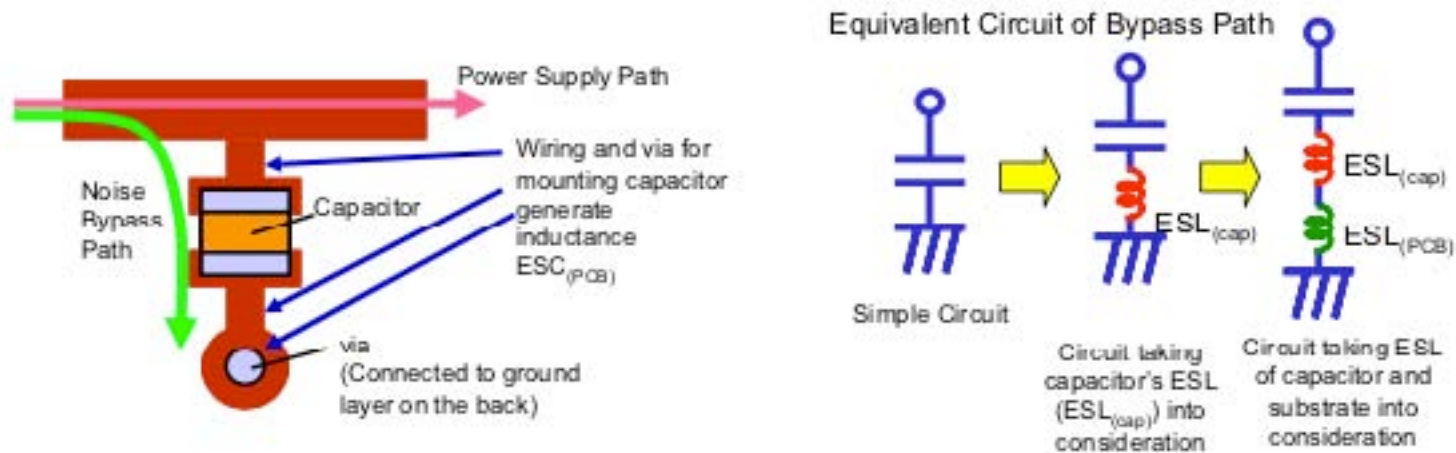
$$C \geq \frac{1\mu H}{(2\Omega)^2} = 0,25\mu F$$

El condensador debe ser de mas de $0,25\mu F$.

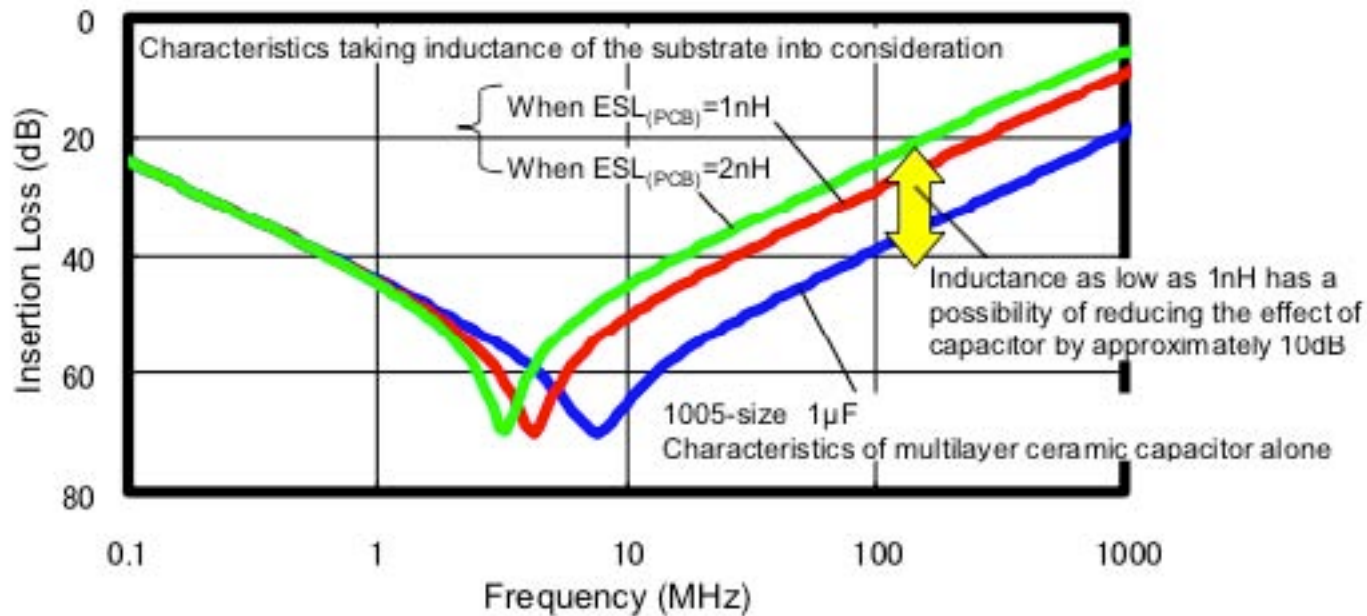
Consideraciones prácticas sobre el uso de condensadores de desacople.

Cuando se trabaja con circuitos donde circulan pulsos de corriente de muy alta velocidad, caso usual con C.I. digitales de muy alto nivel de integración, la influencia de las inductancias parásitas es fundamental, su efecto debe ser considerado y cuantificado y, por supuesto, se debe de tratar de minimizar.

El elevado número de terminales de los C.I. de alto rendimiento (VLSI-ULSI: "Very Large - Ultra Large Scale Integration) obliga a que se usen exclusivamente componentes de montaje superficial (no con patas de conexión) en impresos multicapas, esto minimiza las inductancias parásitas, pero no las elimina.



La figura muestra la forma como se coloca un condensador de montaje superficial en el impreso (izquierda); y el desarrollo del circuito equivalente desde el mas simple (el condensador como elemento ideal), el condensador como arreglo C-L con su inductancia interna, y el circuito completo, incluyendo la inductancia parásita residual de la pista de conductor del circuito impreso (cortesía muRata).

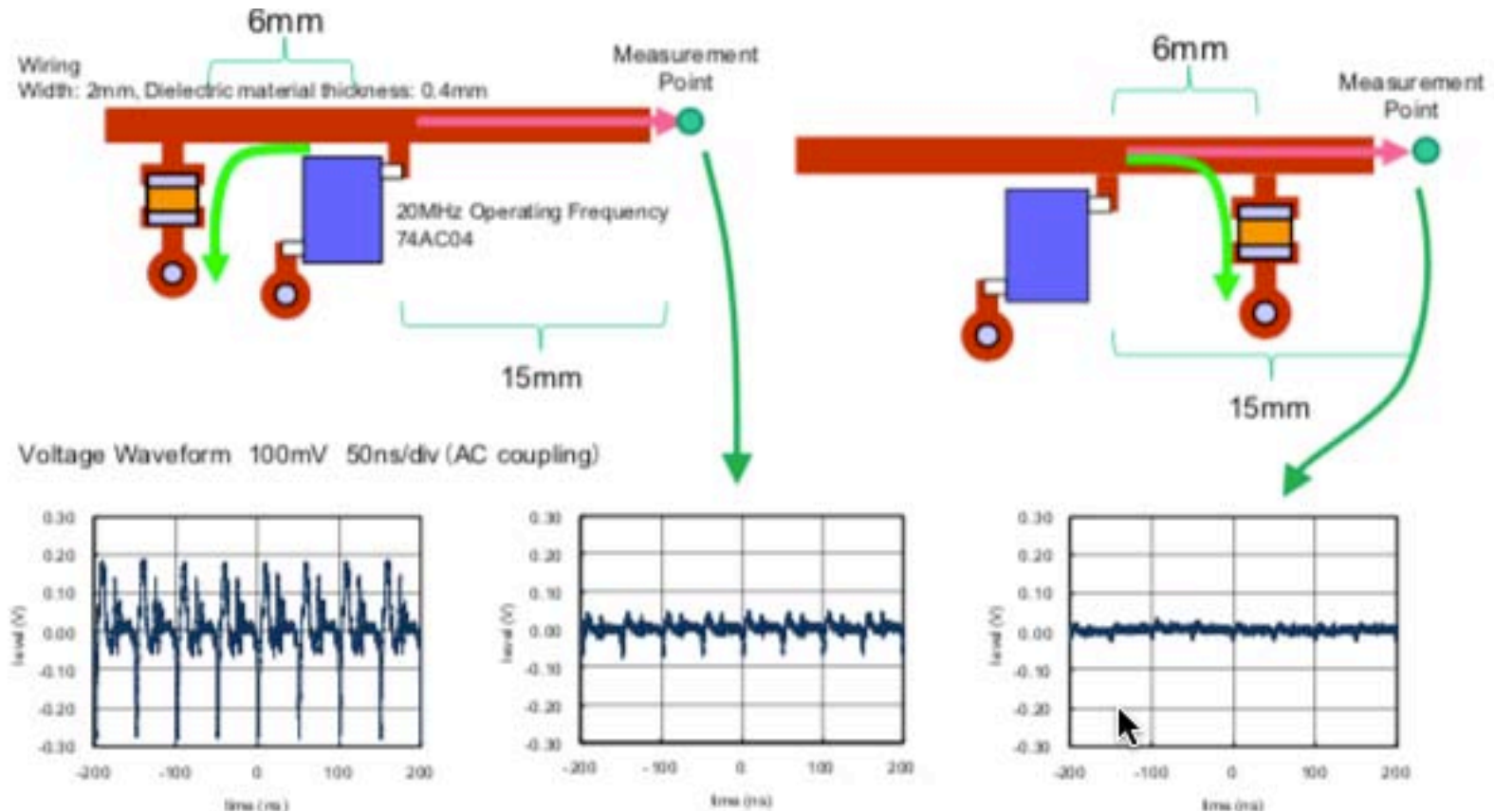


La figura muestra la curva impedancia/frecuencia de un condensador de $1\mu F$ (trazo azul) y el efecto de conectarlo en un circuito impreso considerando una inductancia parásita de 1nH (trazo rojo) o 2nH (trazo verde) (cortesía muRata).

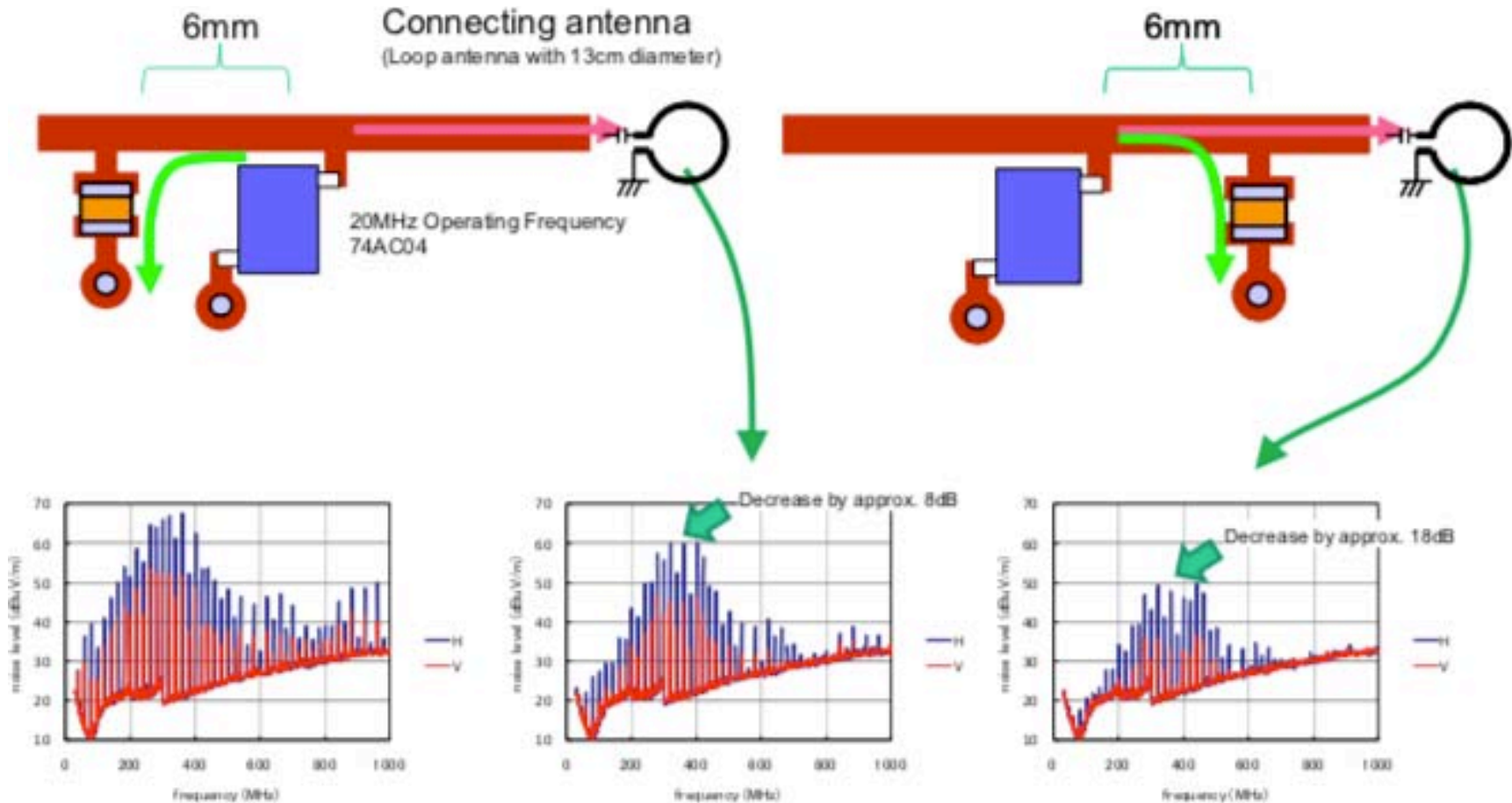
El efecto de los condensadores de desacople también depende de la posición relativa entre el condensador de desacople y la dirección de la corriente en el conductor que conecta el condensador con el C.I.

Como muestra la figura la supresión de ruido es mayor cuando el condensador se conecta "después" del punto de conexión del C.I. a la línea de alimentación.

El mismo efecto se comprueba sobre la cantidad de ruido irradiado cuando el circuito se termina intencionalmente con un segmento de cable actuando como antena:



Prueba del efecto de la posición relativa de los puntos de conexión. Ruido sin desacople (izquierda); ruido atenuado con condensador de desacople antes del C.I. (centro), ruido con condensador de desacople conectado después del C.I. (derecha) (Cortesía muRata).

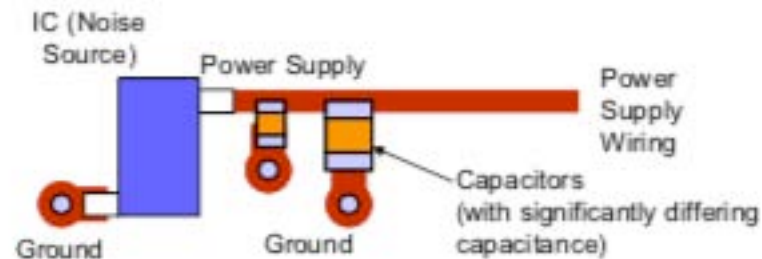


Efecto de la posición sobre el ruido irradiado. Sin desacople (izquierda); con el condensador antes del C.I. (centro), condensador de desacople después del C.I. (derecha) (Cortesía muRata).

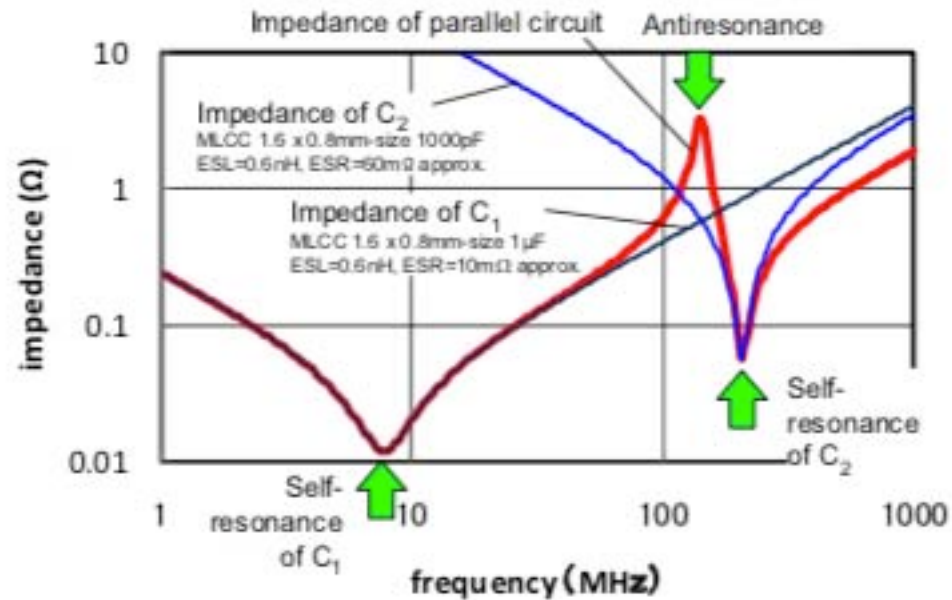
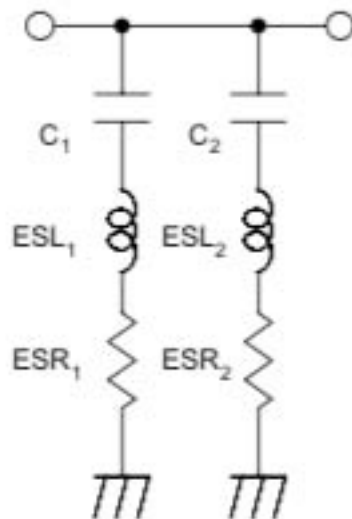
Interferencia entre condensadores de desacople: el fenómeno de la "anti-resonancia".

Todo condensador tiene un componente serie de inductancia parásita, al que se le agrega la inductancia parásita de las conexiones de montaje, lo que trae como consecuencia que la impedancia del arreglo presente un comportamiento del tipo resonancia serie en el cual, a frecuencias menores a las de resonancia, el arreglo presenta características de impedancia capacitiva y la atenuación proporcionada crece al aumentar la frecuencia, pero a frecuencias superiores a las de resonancia el arreglo pasa a presentar características cada vez más inductivas y la atenuación decrece al aumentar la frecuencia.

Si para obtener el valor de capacitancia requerido para lograr el nivel de atenuación de desacople deseado se combinan dos condensadores de valores significativamente diferentes en un arreglo paralelo, sus frecuencias de resonancia serán diferentes, y la interacción de las dos características de atenuación en la zona de frecuencias entre las dos frecuencias de resonancia puede producir una atenuación menor que la esperada; fenómeno conocido como "anti-resonancia".



Arreglo de dos condensadores de diferente valor que puede producir anti-resonancia (cortesía muRata).

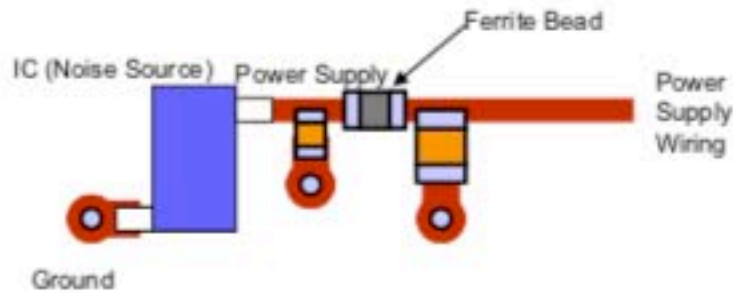


Anti-resonancia: circuito equivalente de los dos condensadores de diferente valor conectados en paralelo (izquierda).
 Gráfico impedancia/frecuencia del arreglo (derecha):
 Curva negra: gráfico de impedancia del condensador C_1 .
 Curva azul: gráfico de impedancia del condensador C_2 .
 Curva roja: gráfico de impedancia del arreglo, mostrando el pico de anti-resonancia (cortesía muRata).

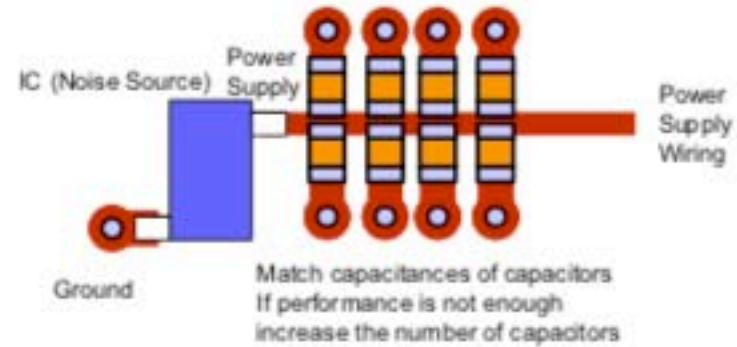
Lo mismo ocurre si se conectan dos condensadores del mismo valor, pero a distancias "significativamente" distintas del C.I. que deben desacoplar. Al ser una de las distancias "significativamente" mayor que la otra, la inductancia asociada con ese condensador también será "significativamente" mayor, generando una diferencia entre las frecuencias de resonancia que producirá el fenómeno de anti-resonancia.

Por supuesto, el valor de la distancia que resulta "significativa" depende del valor de los condensadores y de las impedancias el entorno.

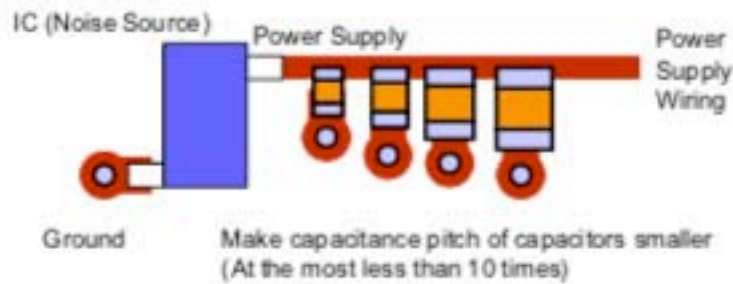
En principio existen cuatro alternativas para tratar de evitar, o por lo menos minimizar, el problema de la anti-resonancia, además de la obvia: usar un condensador del valor exacto deseado.



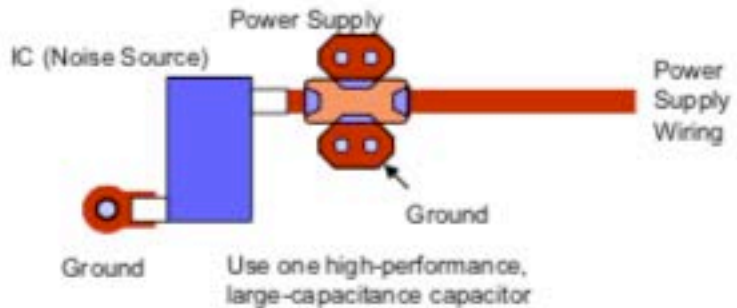
(a) Insert a ferrite bead between capacitors



(b) Match capacitances of capacitors



(c) Make capacitance pitch of capacitors smaller



(d) Use one high-performance capacitor

Metodos alternativos para minimizar el problema de la anti-resonancia (cortesía de muRata).

Métodos alternativos para minimizar el problema de la anti-resonancia

- a.-Insertar un anillo de ferrita en la línea de alimentación entre el condensador mas pequeño y el mas grande, convirtiendo el arreglo en uno tipo Π . Esto elimina la anti-resonancia, pero la atenuación también se reduce respecto a la ideal que debería haber producido el condensador cuyo valor se trató de alcanzar con el arreglo paralelo de los dos condensadores (opción (a) en la figura).
- b.-Emplear un arreglo de condensadores del mismo valor, agrupados lo mas cerca posible unos de otros para lograr que todas la características de resonancia sean iguales y que los picos de resonancia se superpongan en la misma frecuencia (opción (b) en la figura).

c.-Emplear condensadores cuyos valores se diferencian en menos de un orden de magnitud, para que las frecuencias resonantes resulten "cercanas" y el pico de anti-resonancia no sea significativo (opción (c) en la figura).

d.-Los tres métodos anteriores son, por supuesto, aplicables en principio con condensadores de montaje superficial estándar (o genéricos); el cuarto método propuesto por la compañía MuRata se base en el uso de un condensador de tres terminales, tipo especial de condensadores producido por esa compañía (opción (d) en la figura).

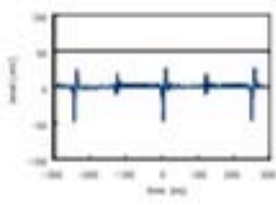
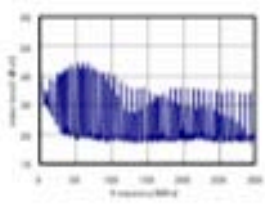
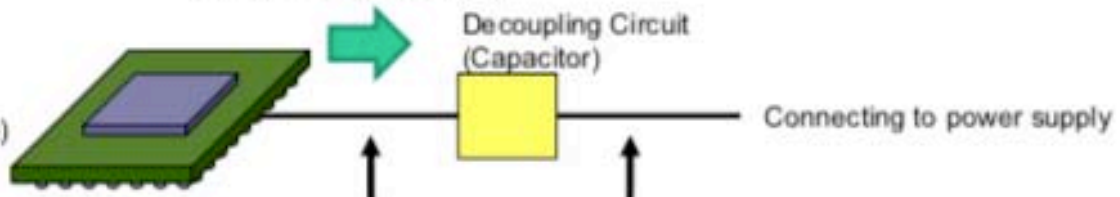
Desacople con condensadores: Comparación de resultados.

El circuito es el mismo en todas las pruebas, se trabaja sobre la alimentación de 3V de un C.I. que está conmutando a 3MHz, se usa acoplamiento AC en las puntas del osciloscopio.

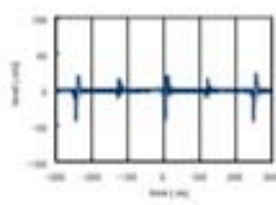
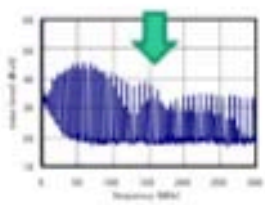
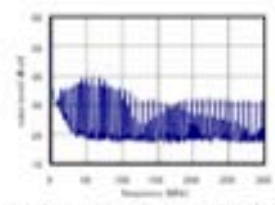
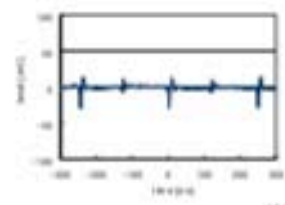
Los oscilogramas de la izquierda se toman directamente sobre el punto de conexión del C.I., los de la derecha sobre la línea de alimentación después del punto de conexión del desacople.

Observing IC power supply noise
Switching at 4MHz
(Observing 3V power supply with AC coupling)

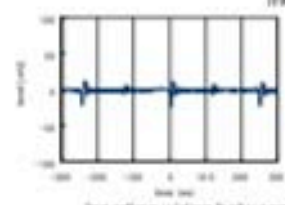
Noise Generation



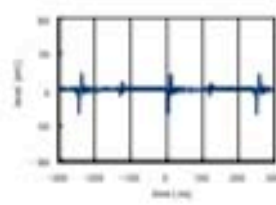
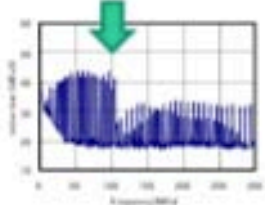
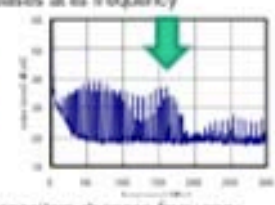
(Reference)
One MLCC 1 μ F
Without antiresonance



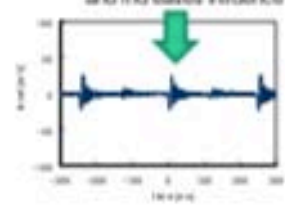
Two MLCCs
1 μ F+1000pF
(1mm apart)



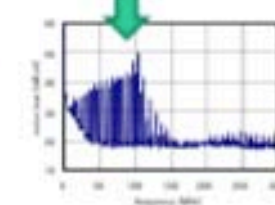
When antiresonance is present, noise increases at its frequency



Two MLCCs
1 μ F+Wiring+1000pF
(6mm apart)



Inserting wiring between capacitors changes frequency and increases influence



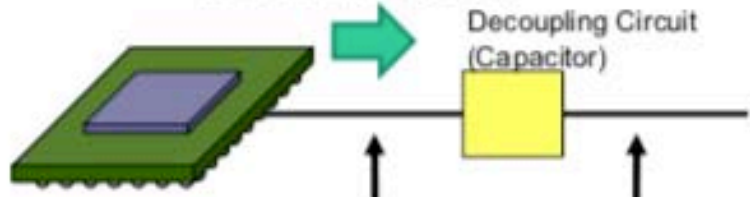
Primer ejemplo: par de condensadores de valores distintos con anti-resonancia (cortesía de muRata).

Conjunto superior: Situación de referencia, desacople con un condensador de $1\mu\text{F}$ nominal, valor cercano al requerido para el desacople, pero no ideal.

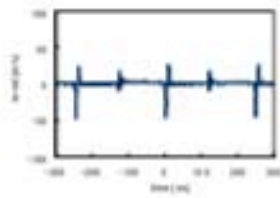
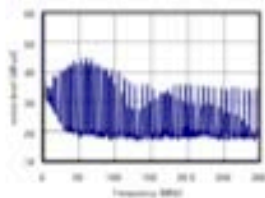
Conjunto medio: Desacople con dos condensadores de valores distintos, uno de $1\mu\text{F}$ y otro de 1000pF nominales, colocados a corta distancia (1mm), se produce atenuación imperfecta, limitada por anti-resonancia.

Conjunto inferior: Desacople con dos condensadores de valores distintos, uno de $1\mu\text{F}$ y otro de 1000pF nominales, colocados a larga distancia (6mm), la inductancia adicional hace que la atenuación sea menor que la observada con los condensadores juntos.

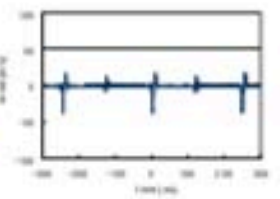
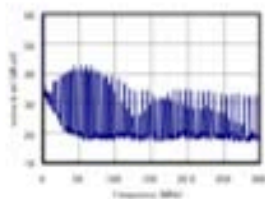
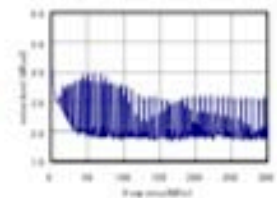
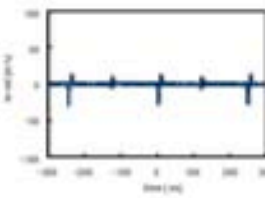
Noise Generation



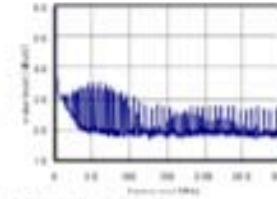
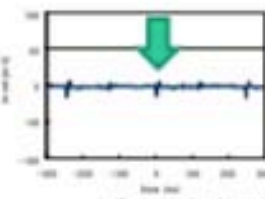
Connecting to power supply



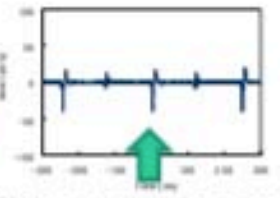
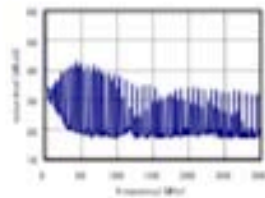
(Reference)
One MLCC 1 μ F
Without antiresonance



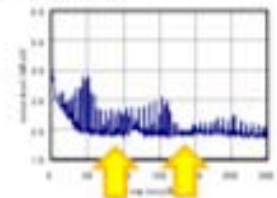
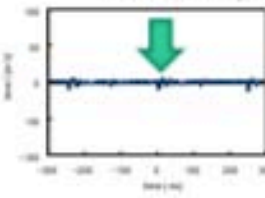
Two MLCCs
0.47 μ F+0.47 μ F
(1mm apart)



Output ripple voltage decreases as the number of capacitors increases



Four MLCCs
1 μ F+0.1 μ F+
0.01 μ F+1000pF (1mm apart)



Frequency characteristics show unevenness due to differing resonance frequencies of capacitors

Ripple suppression effect is observed on IC power supply terminal side also.
(Effect is insignificant due to the influence of wiring between capacitors)

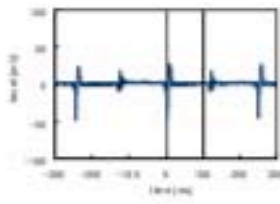
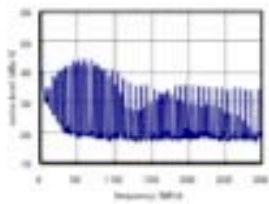
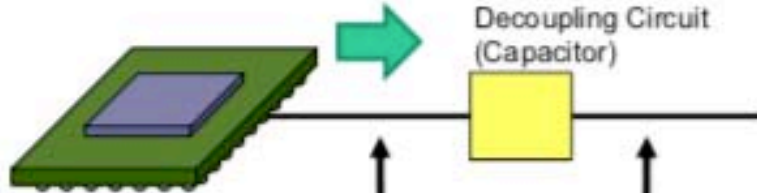
Segundo ejemplo (cortesía de muRata).

Conjunto superior: Situación de referencia, desacople con un condensador de $1\mu\text{F}$ nominal, valor cercano al requerido para el desacople, pero no ideal.

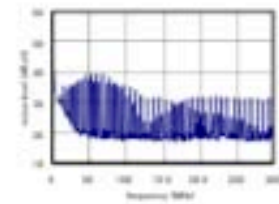
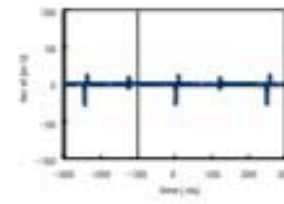
Conjunto medio: Desacople con dos condensadores del mismo valor nominal, $0,47\mu\text{F}$ separados por 1mm.
Atenuación significativa, pero no ideal.

Conjunto inferior: Desacople con un arreglo de cuatro condensadores de $1\mu\text{F}$, $0,1\mu\text{F}$, $0,01\mu\text{F}$ y 1000pF nominales colocados a 1mm de distancia. La atenuación es mayor, pero el diagrama de frecuencias muestra que no es uniforme, debido a las distintas frecuencias de resonancia.

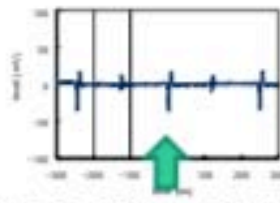
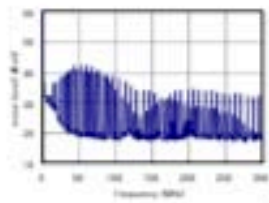
Noise Generation



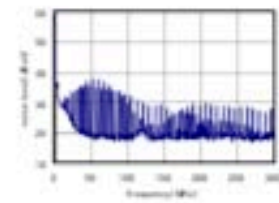
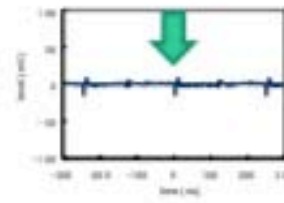
(Reference)
One MLCC 1μF
Without antiresonance



Low-ESL capacitor
LW reverse LLL type
1μF



3-terminal capacitor
NFM type 1μF



Low-ESL capacitor has a relatively large ripple suppression effect on the IC power supply side

With 3-terminal capacitor, noise and ripple on the output side decrease significantly

Tercer ejemplo (cortesía de muRata).

Conjunto superior : Situación de referencia, desacople con un condensador de $1\mu\text{F}$ nominal, valor cercano al requerido para el desacople, pero no ideal.

Conjunto medio: Desacople con condensador especial de baja ESL y $1\mu\text{F}$ de valor nominal. Atenuación equivalente a la lograda por los arreglos mostrados en el segundo ejemplo, pero con la ventaja de usar un solo componente.

Conjunto inferior: Desacople con condensador de tres terminales tipo NFm de $1\mu\text{F}$ nominal fabricado por muRata. Atenuación óptima en toda la banda de frecuencias considerada, pero requiere del uso de un componente especial, posiblemente producido por un solo fabricante.

Desacople con arreglos L-C: comparación de resultados

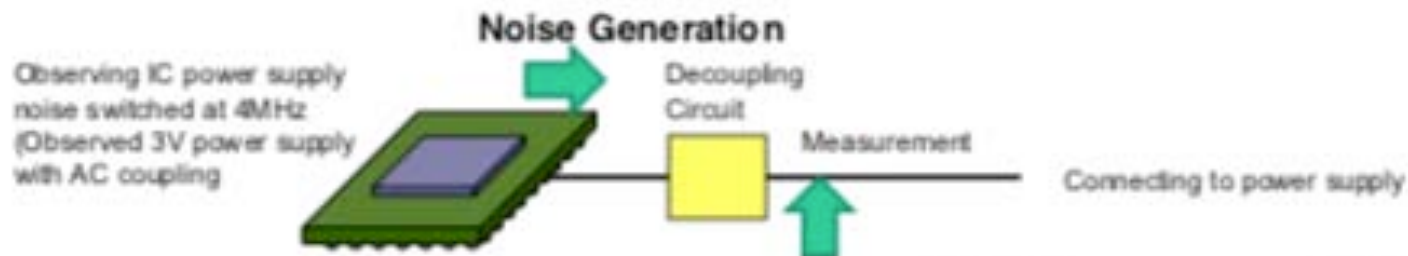
A.- Con "ferrite beans": el filtro tipo L y el filtro tipo "Π", ambos con una "ferrite bean".



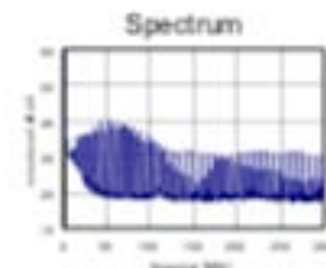
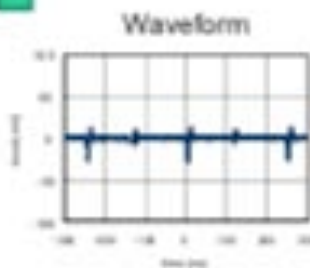
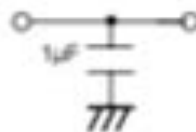
Desacople con filtro "L": implementación en el impreso (izquierda) y circuito equivalente (derecha) (cortesía de muRata).



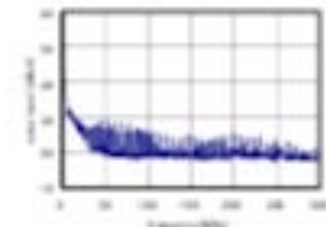
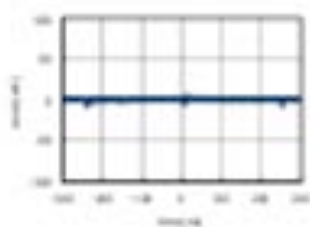
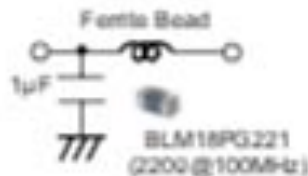
Desacople con filtro "Π": implementación en el impreso (izquierda) y circuito equivalente (derecha) (cortesía de muRata).



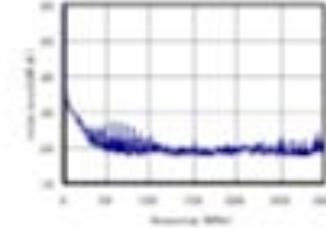
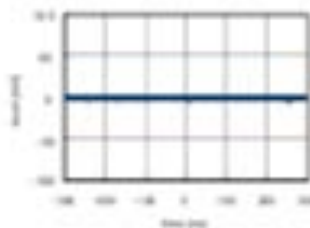
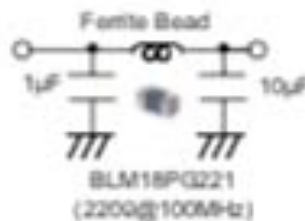
MLCC 1 μ F
Capacitor is not enough for noise suppression, and noise passes through under high frequency



MLCC 1 μ F + Ferrite Bead
(BLM18PG221 Rated Current 1.4A)
Noise level improved by about 10dB overall



MLCC 1 μ F + Ferrite Bead + 10 μ F
(BLM18PG221 Rated Current 1.4A)
Noise level is improved further by forming a π -section filter



Ejemplos de desacople con arreglos LC (cortesía de muRata).

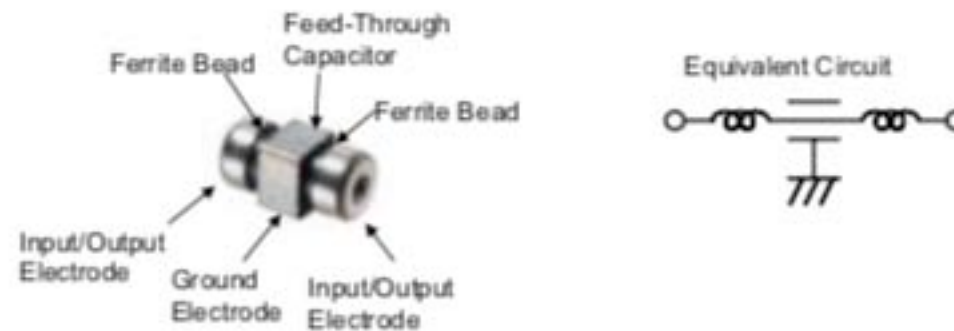
Conjunto superior: Situación de referencia, desacople con un condensador de $1\mu\text{F}$ nominal, valor cercano al requerido para el desacople, pero no ideal.

Conjunto medio: Desacople con filtro L creado al conectar un "ferrite bean" al condensador de $1\mu\text{F}$ de valor nominal. Atenuación equivalente a la mejor lograda con arreglos de condensadores.

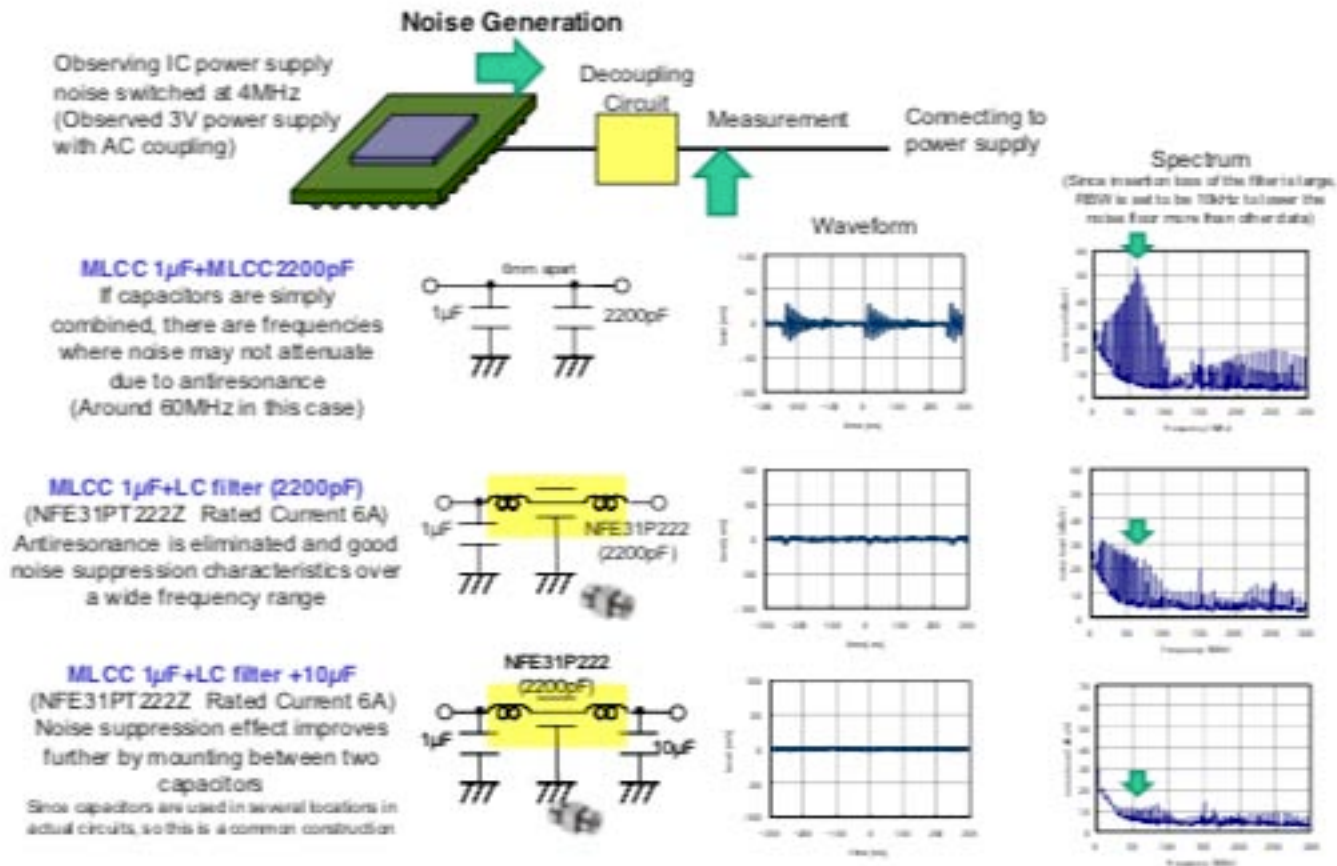
Conjunto inferior : Desacople con filtro tipo " Π ". Atenuación óptima en toda la banda de frecuencias considerada.

B.- Con un flitro "T" integrado.

El filtro "T" integrado esta formado por un arreglo con dos "ferrite beans" y un condensdor tipo "feed-through".



Filtro LC tipo "T" integrado. Filtro "T" integrado (izquierda", circuiio equivalente (derecha").



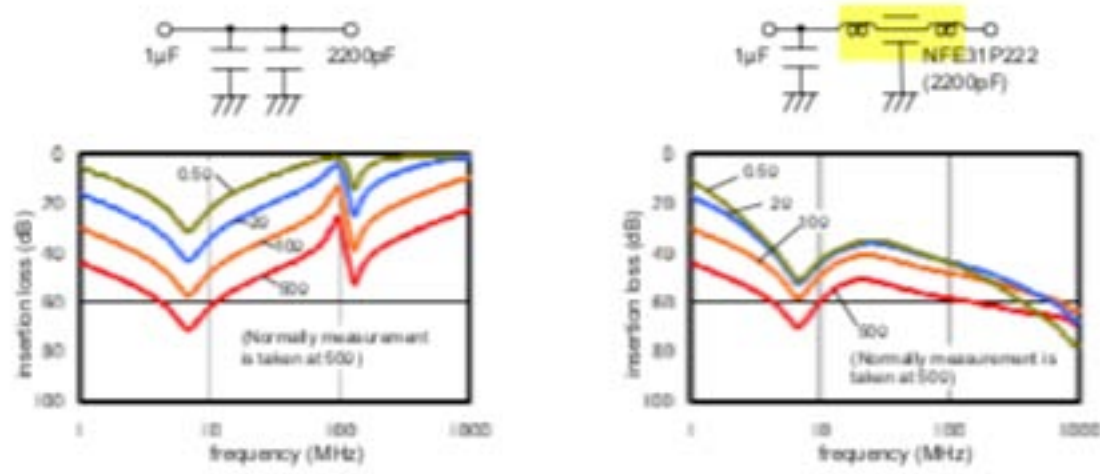
1

Ejemplos de desacople con arreglos de condensadores y filtros "T" integrados.

Conjunto superior: Situación de referencia, desacople con dos condensadores, uno de $1\mu\text{F}$ nominal y otro de 2200pF , valores cercanos al requerido para el desacople, pero no ideal.

Conjunto medio : Desacople con filtro LC creado al conectar un filtro "T" integrado al condensador de $1\mu\text{F}$ de valor nominal. Atenuación equivalente a la mejor lograda con arreglos de condensadores.

Conjunto inferior: Desacople con filtro tipo LC implementado con un condensador de $1\mu\text{F}$, un filtro "T" integrado y un condensador de $10\mu\text{F}$. Atenuación óptima en toda la banda de frecuencias considerada.



Comparación entre la atenuación producida por un arreglo paralelo de dos condensadores (izquierda) y la producida por la combinación de un condensador y un filtro "T" integrado (derecha) (cortesía de muRata).

Por supuesto la colocación de un componente inductivo en serie en la línea de alimentación también incluye el componente resistivo parásito (ESR) incluido en el inductor, lo que necesariamente incluye un elemento de rizado de voltaje, ΔV_{cc} , dado por:

$$\Delta V_{cc} = ESR * \Delta I_{cc}$$

Donde ΔI_{cc} , es el rizado de corriente producido en la línea de alimentación.

Por ejemplo, un rizado de corriente de 1A en una inductancia de con una ESR de 100m Ω produce un rizado de voltaje de 100mV; este valor puede ser despreciable si los márgenes de ruido del circuito son elevados (voltios), pero es inaceptable si los márgenes son del orden de los centenares de mV.