



# **Criteris de Disseny. Cap. IV**



# Placement of components

# Component Placement Rules

- Els criteris per col·locar els components en una PCB
  - En un circuit d'alta sensibilitat, els components crítics es col·loquen primer, de tal manera que requereixi la mínima longitud de pista per unir els components crítics
  - La circuiteria menys crítica es col·loca en l'ordre del flux del senyal. Això minimitzarà la mida de les línies conductores de senyal.
  - En un circuit on uns pocs components tenen un nombre considerable de punts de connexió, aquests components seran col·locats primer, distribuint la resta al voltant d'ells

# Component Placement Rules

- Com a regla general, col·loquem primers els components que queden fixats per la seva importància en el circuit, els connectors i interconnexions. Posteriorment es col·loquen la resta de components que es connecten a aquests components primers.
- En quant a la distribució en mida, es col·loquen primer els components més grans, omplint l'espai restant amb els components més petits.
- Els components s'han de col·locar de tal forma que sigui senzilla la seva localització a la placa

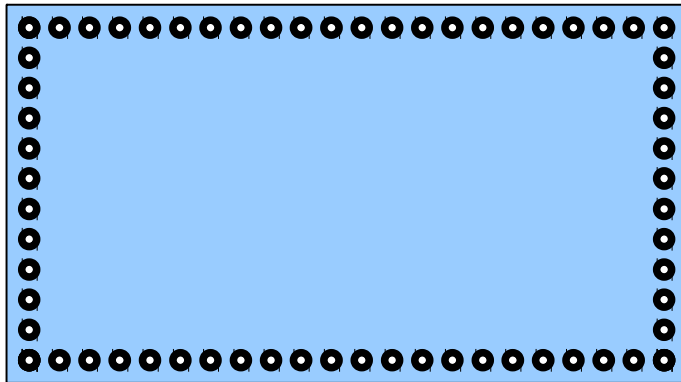


# **Apantallant circuits sensibles**

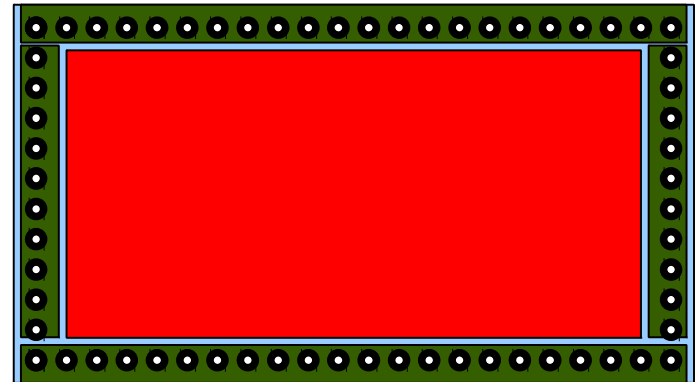
# Soroll i Regles de Disseny

Gàbia de Faraday

La distància entre vies dependrà de la freq. a la que volem tallar



Pla de masses



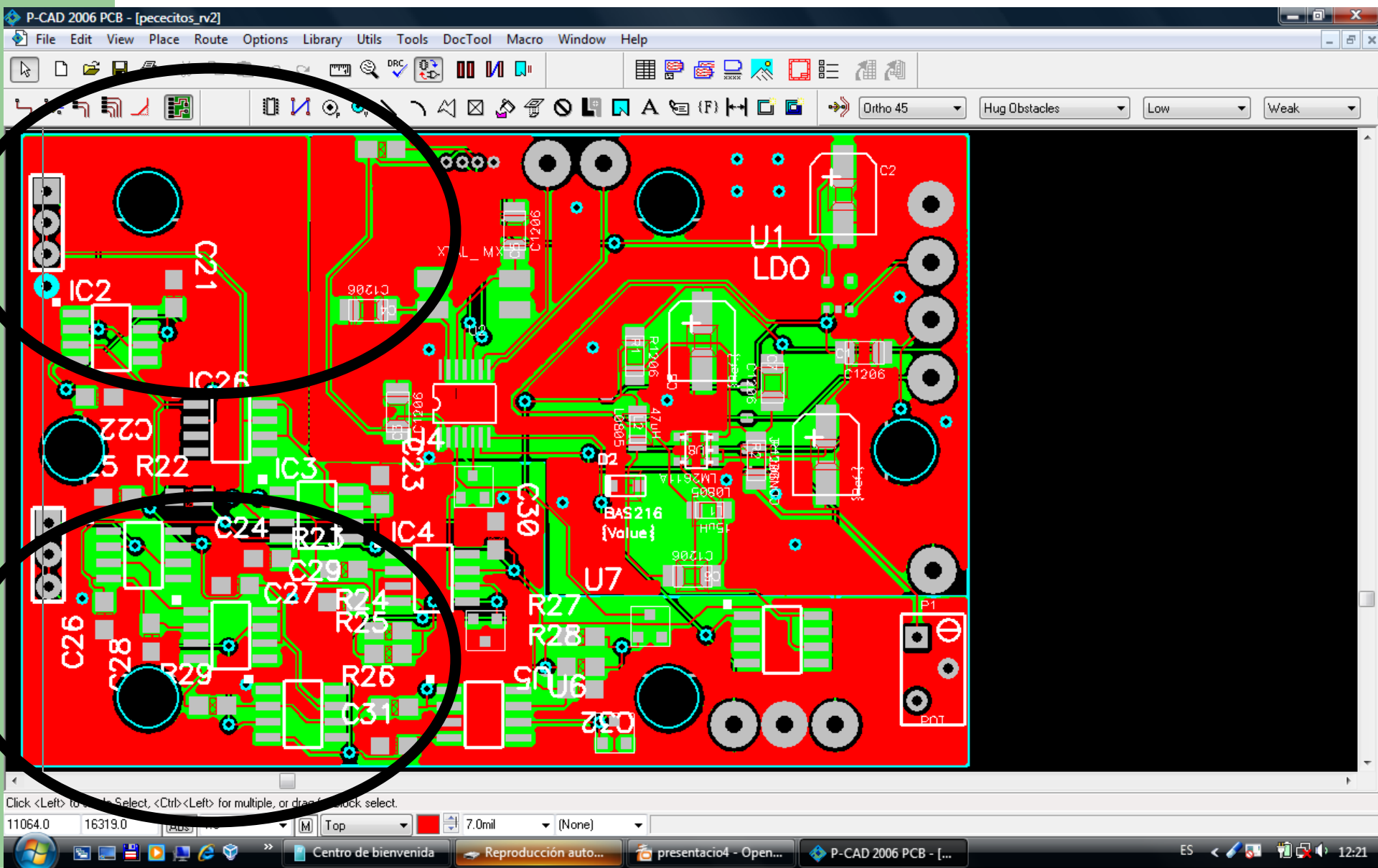
Resta de plans

Encapsulat metàl·lic extern?

En segons quins casos és aconsellable

# Soroll i Regles de Disseny

- La “Gàbia de Faraday” permet contenir las EMI en els perímetres on es poden generar senyals d'altra freqüència
- No està permesa senyals d'entrada / sortida excepte aquelles senyals de comunicació amb l'exterior, i tot i així, degudament filtrades
- Evitar les masses flotants: Les masses flotants o stuffs són penínsules de coure que pengen d'un punt d'unió de masses



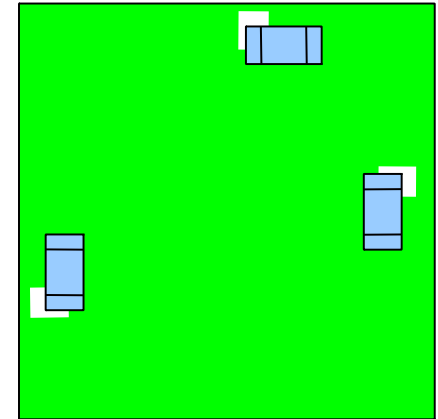
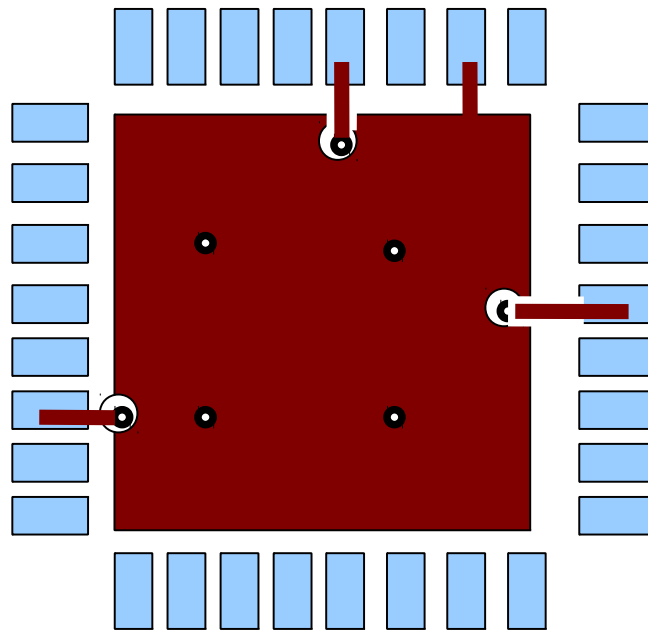




# **Desacoblament de circuits**

# Soroll i Regles de Disseny

**Planol de massa sota components crítics.**

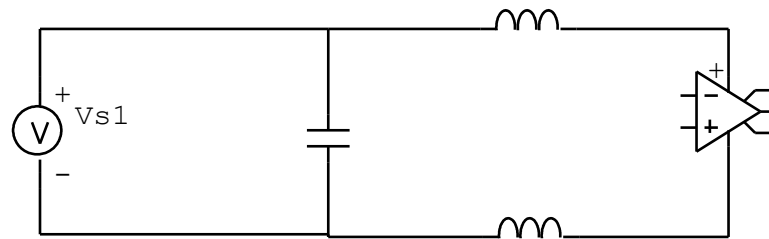


# Power Supply Decoupling

- El desacoblament de de la font d'alimentació vol dir la disassociació del circuit d'alimentació del bus que dona servei al circuit. Els efectes avantatjosos que presenten són:
  - Redueix l'efecte d'un circuit integrat (IC) sobre un altre (Inter-IC-coupling)
  - Proporciona una baixa impedància entre  $V_{cc}$  i GND. El IC opera tal i com especifica el fabricant i els enginyers. (Intra-IC-coupling)

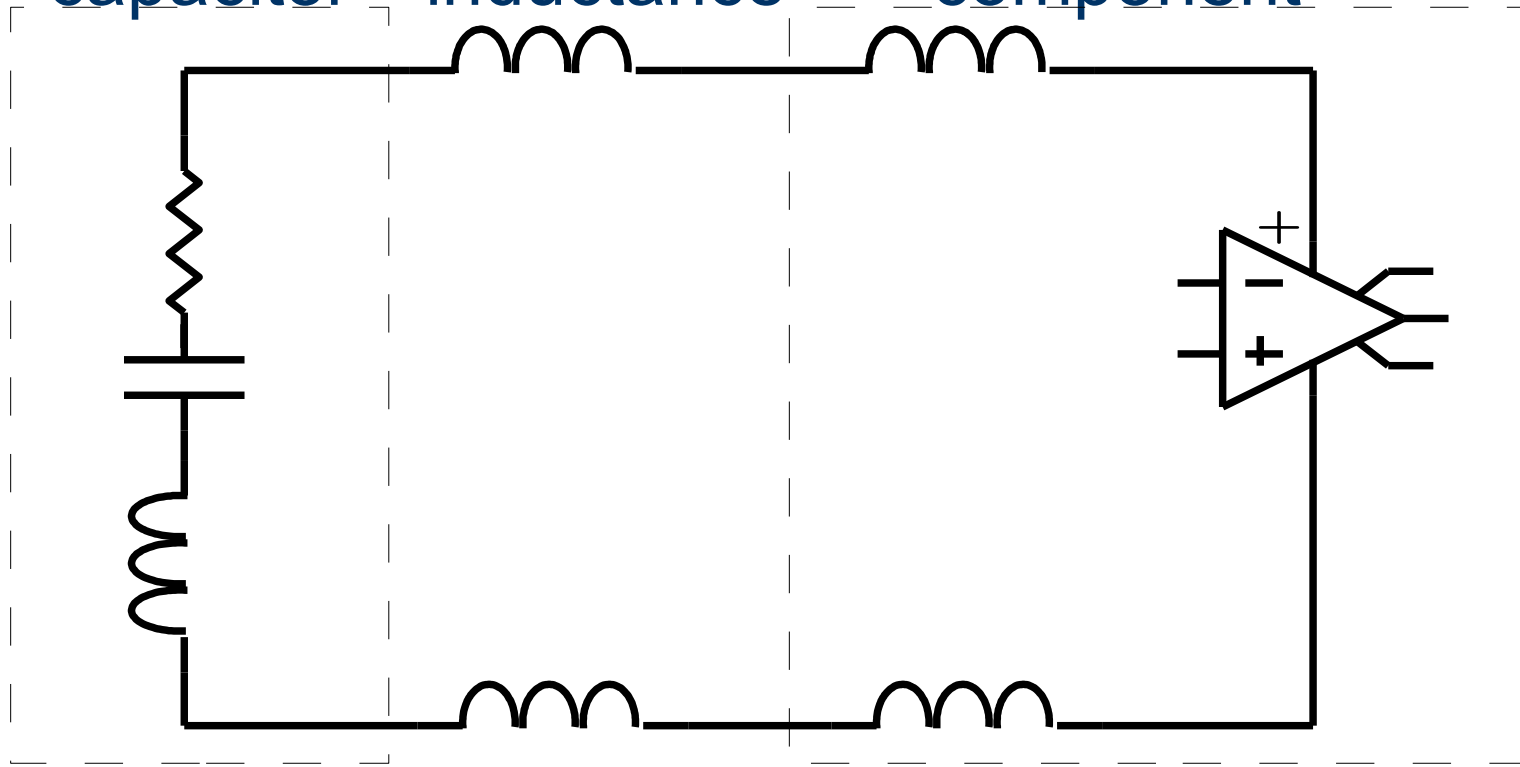
# Power Supply Decoupling

- La inductància té tres fonts:
  - El condensador en si mateix
  - Les línies de connexió
  - La inductància associada al component

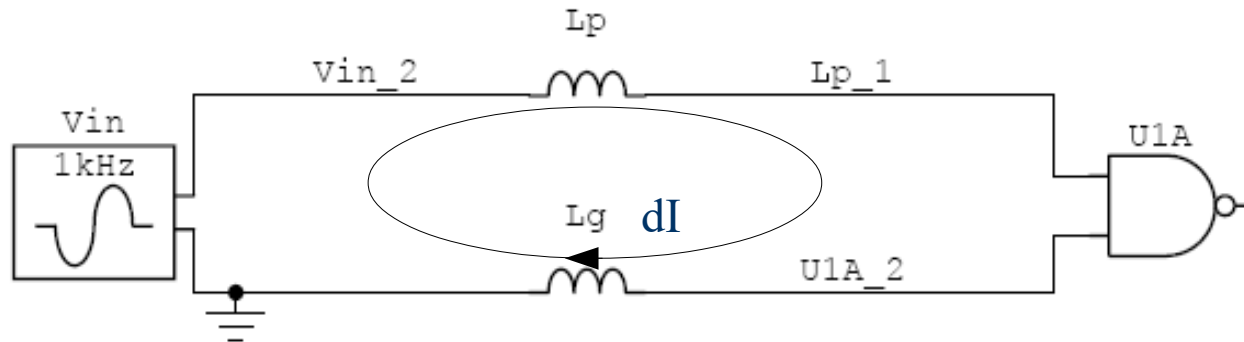


# Power Supply Decoupling

Decoupling capacitor      net inductance      IC component



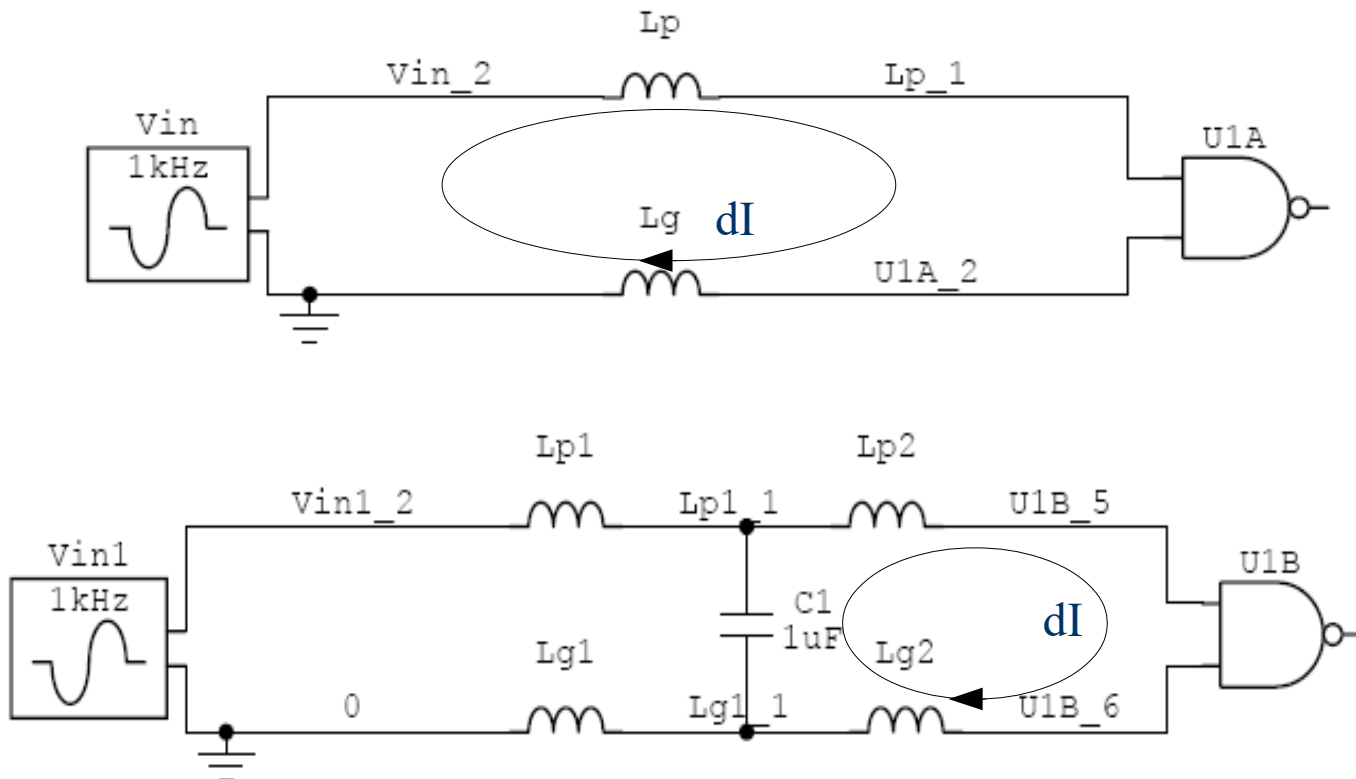
# Power Supply Decoupling



Quan més gran és el bucle més eficient és l'antena

$$E = 131.6 \times 10^{-16} \times (f^2 A I) \left( \frac{1}{r} \right) \sin \phi$$

# Power Supply Decoupling



El transitori de corrent flueix entre la pista de Vcc cap a la de GND

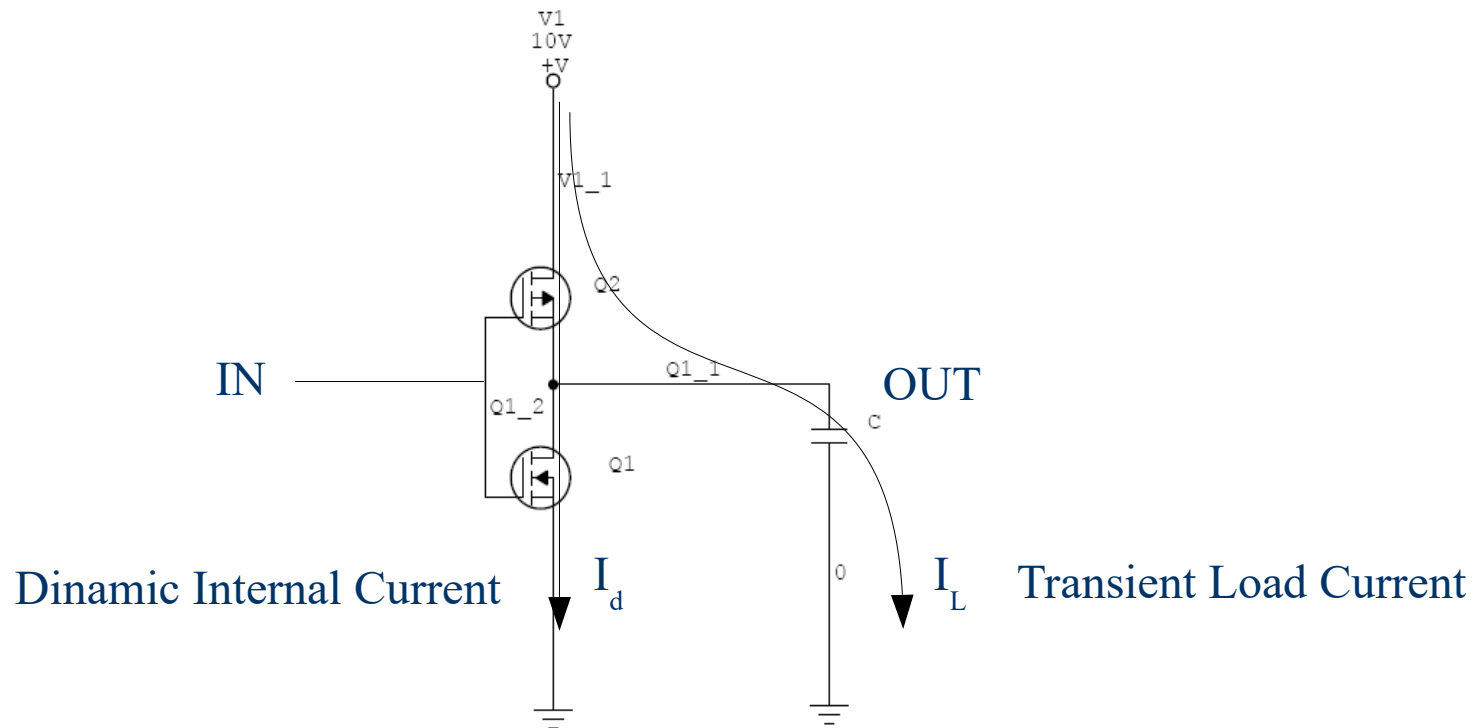
# Power Supply Decoupling

- El condensador de desacoblament té dos propòsits:
  - Proporciona una font de càrrega propera al IC, per tant quan l'IC commuta, el condensador suministra el corrent necessari pel transitori per un camí de baixa impedància
  - Proporciona una baixa impedància en AC entre  $V_{cc}$  i GND, minimitzant el soroll injectat en el sistema  $V_{cc}/GND$  per l' IC.



# Power Supply Decoupling

- Transient power supply currents



# Power Supply Decoupling

- Transient Load Current

Aquest fenòmen el trobem associat a la capacitat que tenim a l'entrada de molts ICs

- Per exemple, una porta CMOS té una capacitat d'entrada de 7 a 12 pF

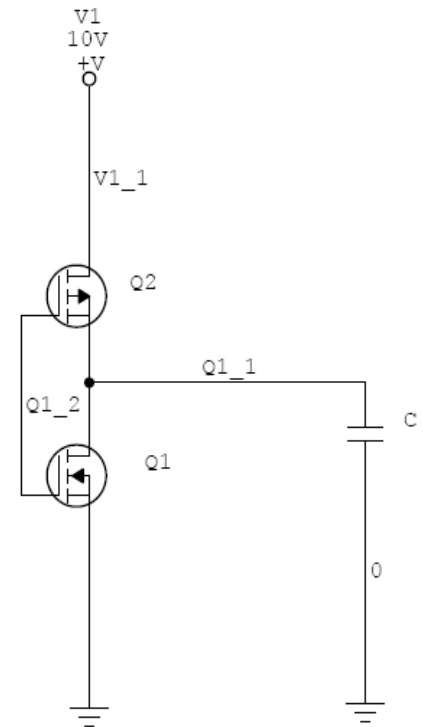
El corrent que s'ha de suministrar serà:

$$I_L = \frac{n C_L V_{CC}}{t_r}$$

- P.e. Un IC operant a 5V amb  $t_r = 1\text{ns}$  té a la sortida 10 CMOS amb 10 pF, Quan val  $I_L$ ?

# Power Supply Decoupling

- Dinamic Internal Current
- Quan un circuit com el de la figura commuta, hi ha un instant en el que els dos transistors estan parcialment conduint, produint una baixa impedància entre  $V_{cc}$  i GND



# Power Supply Decoupling

- El pic de corrent es pot calcular de dos formes en funció de les specs. del datasheet
  - Si ens proporcionen la Capacitat de dissipació de potència,  $C_{pd}$  equivalent a la capacitat interna de l' IC
  - En d'altres IC datasheets indiquen el corrent dinàmic d'alimentació  $I_{CCD}$  amb unitats A/MHz

$$I_d = I_{CCD} f_0$$

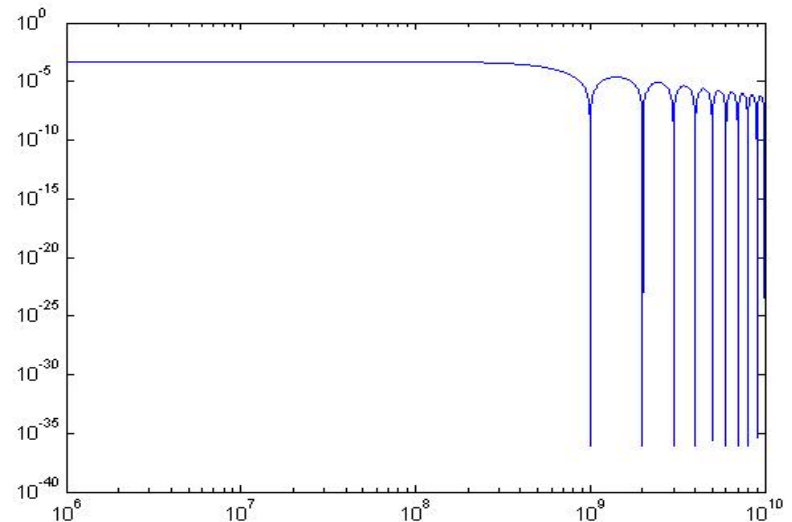
o

$$I_d = \frac{n C_{pd} V_{CC}}{t_r}$$

# Power Supply Decoupling

- Espectre de Fourier del transitori de corrent
- Considerant l'aproximació que l'ona de corrent s'aproxima a un triangle isòsceles, l'amplitud del corrent pels diferents harmònics ve donada per:

$$I_n = \frac{2 I t_r}{T} \left( \frac{\sin\left(\frac{n \pi t_r}{T}\right)}{\frac{n \pi t_r}{T}} \right)^2$$



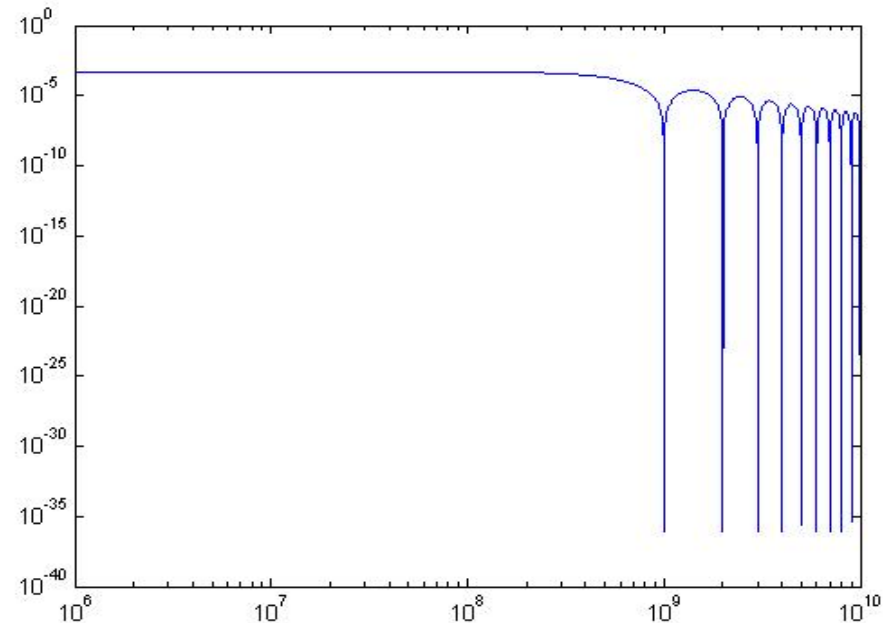
- L'envolent dels harmònics per una relació  $t_r/T$  de 0.001 és

# Power Supply Decoupling

- Per sobre d'una freqüència  $1/\text{PI tr}$  (freqüència de tall), els harmònics decauen uns 40 dB/dec

La freq. de tall ocurrirà a una freqüència igual a  $k$  vegades la freq. fonamental  
 $k$  no té per que ser un enter

$$k = \left( \frac{1}{\pi} \right) \left( \frac{T}{t_r} \right)$$



# Power Supply Decoupling

- *“It is important to note that decoupling is not the process of placing a capacitor adjacent to an IC to supply the transient switching current. Is the process of placing an L-C network adjacent to an IC to supply the transient current”*

**Henry W. Ott. Electromagnetic Compatibility Engineering**

# Power Supply Decoupling

- La inductància interna d'una capacitat SMD és aproximadament de 1 – 2 nH
- La inductància d'una pista de coure oscil·la entre 5 – 20 nH (o més) depenent de les característiques de la pista. Aquestes són les úniques sobre les que tenim cert control!!
- La inductància interna de un IC té un valor que oscil·la entre 3 – 15 nH
- La freqüència de resonància d'un circuit LC sèrie és 
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

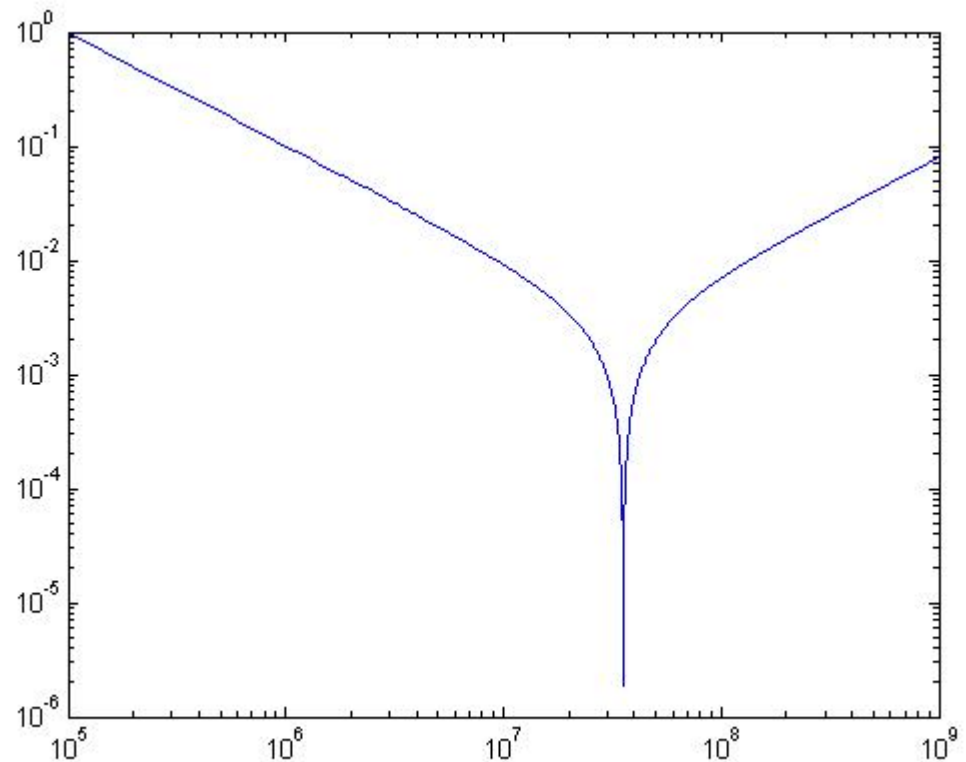


# Power Supply Decoupling

```
w = [100000:100000:10000000000]
R = 50;
format long
L = 2*10^-9;
C = 10*10^-9;
wl = 2*pi*w*L;
wc = 2*pi*w*C;
format long
length(w)
for x=1:length(w)
    Z_r(x) = 0;%R;
    Z_i(x) = (wl(x) -1/wc(x));
    x
end
Z = Z_r + Z_i *i;
Zmax = max(abs(Z));

loglog( w,abs(Z)/Zmax);
```

Impedància (Ohms)



Freqüència (Hz)

# Power Supply Decoupling

- La col·locació d'una capacitat adjacent a un IC és relativament útil per baixes freqüències (per sota dels 50 Mhz)
- En la figura anterior, tenim una capacitat de 10 nF amb una impedància sèrie de 2nH. Veiem que la resonància està cap als 40 Mhz.
- Per sobre d'aquest valor, el comportament és inductiu.

# Power Supply Decoupling

- Tècniques eficients de desacoblament
  - Disminuir el Rise Time
  - Disminuir el transitori de corrent
  - Disminuir la inductància sèrie de les capacitats
  - Fer servir múltiples capacitats
- Les dues primeres van contra l'avenç de la tecnologia!! Es poden aplicar en segons quins casos

# Power Supply Decoupling

- “Disminuir la inductància en sèrie amb C”
- Disminuir la inductància en sèrie sempre és recomanable en un Circuit integrat, tot i això, en aquest cas no solventa el problema de desacoblament per altes freqüències. Si disminuïm  $L$  fins a  $1 \text{ nH}$ , per una capacitat de  $10 \text{ nF}$  trobem de nou la freqüència de resonància de  $50 \text{ MHz}$

# Power Supply Decoupling

Capacitat (uF)	5 nH	10 nH	15 nH	20 nH	30 nH
1	2,3	1,6	1,3	1	0,9
0,1	7,1	5	4,1	3,6	3
0,01	22,5	16	13	11	9
0,001	71,2	50	41	36	30

Freqüència ressonància (Mhz) en funció de C i la seva capacitat paràsit

- Per tant no es pot moure la freq. De ressonància de un sol condensador de desacoblament per sobre del centenar de MHz fent servir una capacitat real.

# Power Supply Decoupling

- Desacoblament amb múltiples capacitats
  - Múltiples capacitats del mateix valor en paral·lel
  - Múltiples capacitats amb dos valors diferents en paral·lel
  - Múltiples capacitats amb molts valors, en paral·lel normalment espaiats una dècada. Per exemple 1uF, 0.1 uF, 0.01 uF, 0.001 uF, 100 pF, etc.

# Power Supply Decoupling

Múltiples capacitats del mateix valor en paral·lel

- La capacitat total per n C's del mateix valor és

$$C_t = nC$$

- La inductància serà

$$L_t = L/n$$

- Aquesta equació serà correcta si i només si la inductància mútua dels circuits individuals és negligible comparada amb la pròpia inductància. Per tant, les xarxes L-C han d'estar separades físicament per tal de disminuir M.

# Power Supply Decoupling

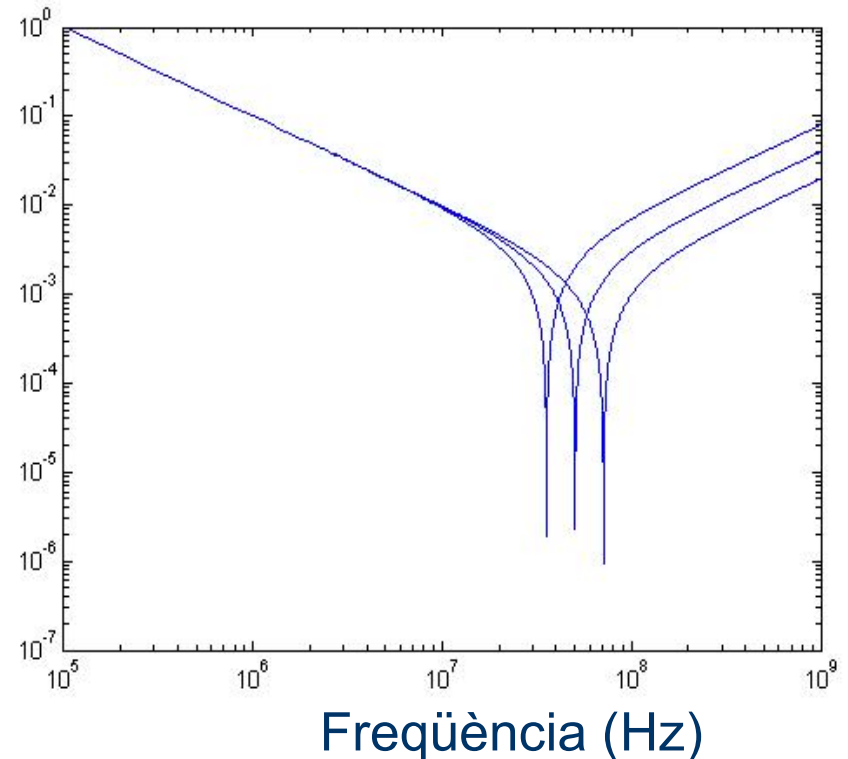
```
w = [100000:100000:10000000000]
R = 50;
format long
L = 2*10^-9;
C = 10*10^-9;
C1 = 5*10^-9;
C2 = 2.5*10^-9;

Z = Z_r + Z_i *i;
Z1 = Z_r + Z_i1 *i;
Z2 = Z_r + Z_i2 *i;
Zmax = max(abs(Z));
Zmax1 = max(abs(Z1));
Zmax2 = max(abs(Z2));

loglog( w,abs(Z)/Zmax);

w1 = 2*pi*w*L;
wc = 2*pi*w*C;
w11 = 2*pi*w*L/2;
w12 = 2*pi*w*L/4;
wc1 = 4*pi*w*C1;
wc2 = 8*pi*w*C2;
format long
length(w)
for x=1:length(w)
    Z_r(x) = 0;%R;
    Z_i(x) = (w1(x) -1/wc(x));
    Z_i1(x) = (w11(x) -1/wc1(x));
    Z_i2(x) = (w12(x) -1/wc2(x));
x
end
```

Impedància (Ohms)





# Power Supply Decoupling

Múltiples capacitats amb dos valors diferents  
En algunes circumstàncies es recomana fer servir dos valors de capacitats basant-se en la teoria de que el condensador gran proporcionarà un efectiu desacoblament a baixes freqüències i el petit el proporcionarà a altes freqüències.

# Power Supply Decoupling

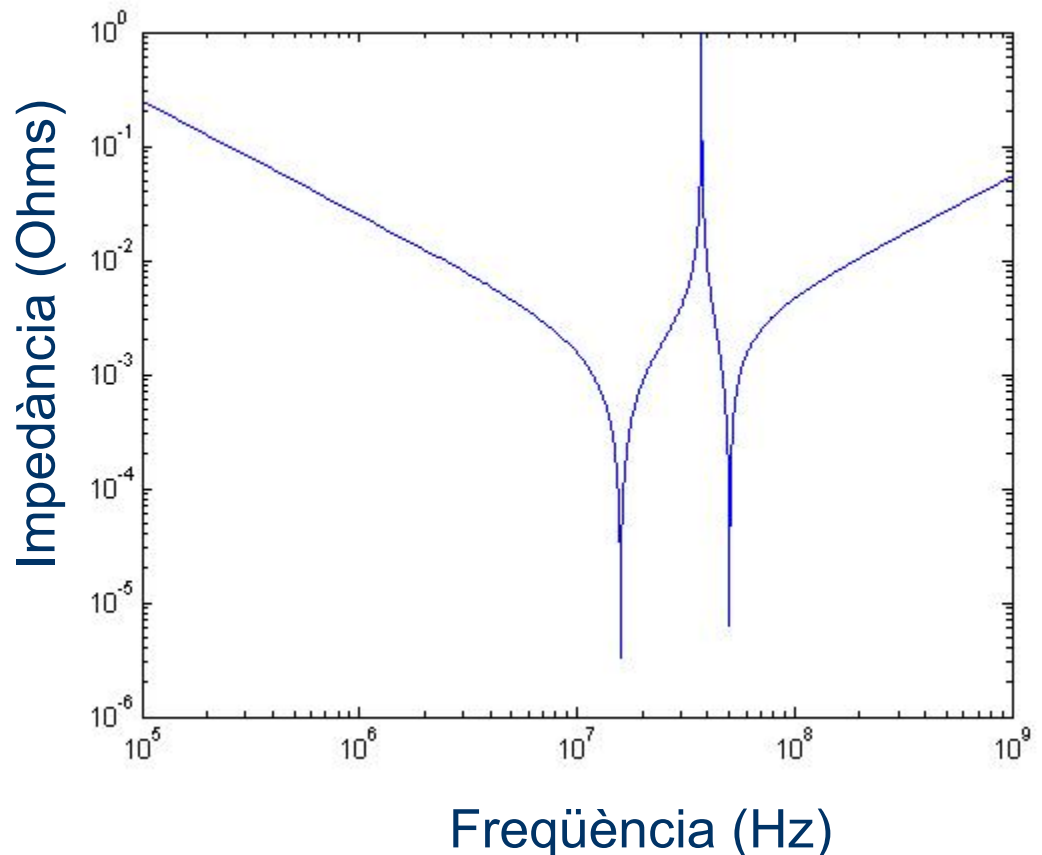
- Tenim un problema potencial amb la antiresonància que tenim entre les dues xarxes
- La antiresonància es dona entre les dues freqüències de ressonància de les dues subxarxes.
- La xarxa associada al condensador més petit no té efectes en el desacoblament per freqüències per sota de la freqüència de ressonància del condensador gran

# Power Supply Decoupling

```
w = [100000:100000:10000000000]
R = 50;
format long
L = 10*10^-9;
C = 10*10^-9;
C1 = 10^-9;
wl = 2*pi*w*L;
wc = 2*pi*w*C;
wl1 = 2*pi*w*L;
wc1 = 2*pi*w*C1;
format long
length(w)
for x=1:length(w)
    Z_r(x) = 0;%R;
    Z_i(x) = (wl(x) -1/wc(x));
    Z_i1(x) = (wl1(x) -1/wc1(x));
    x
end
Z1 = Z_r + Z_i1*i;
Z = Z_r + Z_i *i;

Zf = (Z.* Z1) ./ (Z+Z1);

Zmax = max(abs(Zf));
loglog( w,abs(Zf)/Zmax);
```



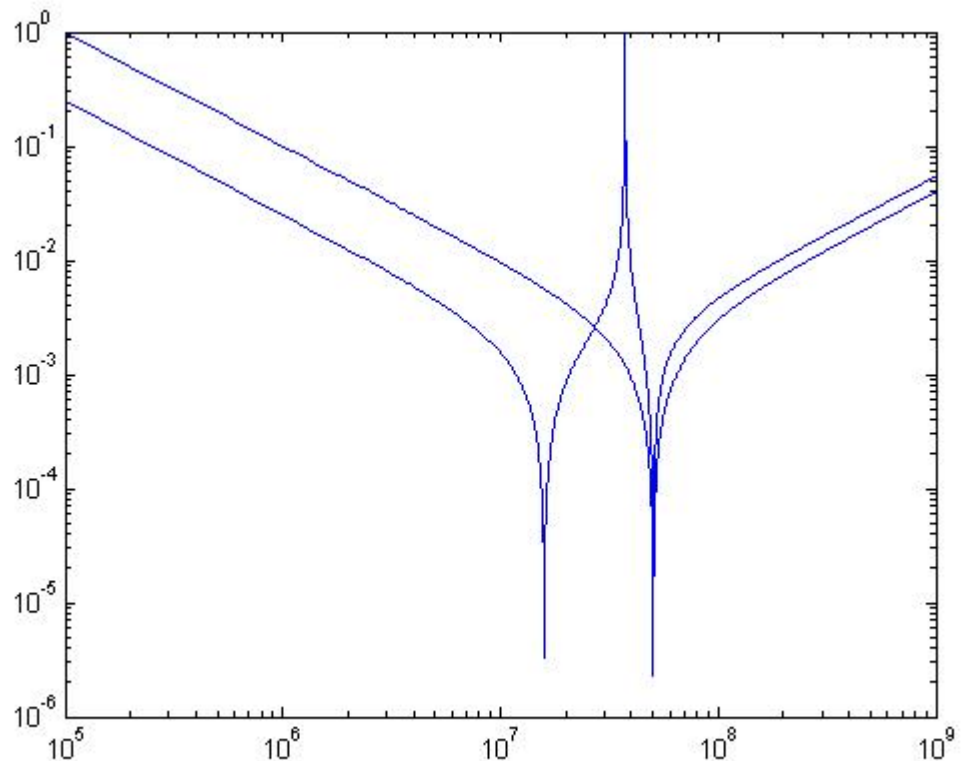
# Power Supply Decoupling

- Es millora el desacoblament a freqüències per sobre de la freqüència de ressonància del condensador més petit, ja que la inductància decreix
- El desacoblament serà pitjor a les freqüències intermitjes entre les dues freqüències de ressonància
- Si les dues capacitats tenen una relació 2:1 l'amplitud del pic antiressonat assoleix valors “acceptables”

# Power Supply Decoupling

```
w = [100000:100000:10000000000]
R = 50;
format long
L = 10*10^-9;
C1 = 10*10^-9;
C = 10^-9;
wl = 2*pi*w*L;
wc = 2*pi*w*C;
wl1 = 2*pi*w*L;
wc1 = 2*pi*w*C1;
format long
length(w)
for x=1:length(w)
    Z_r(x) = 0;%R;
    Z_i(x) = (wl(x) -1/wc(x));
    Z_il(x) = (wl1(x) -1/wc1(x));
    x
end
Z1 = Z_r + Z_i*i;
Z = Z_r + Z_i *i;

Zf = (Z.* Z1)./(Z+Z1);
Zf2 = (Z.*Z)./(2*Z);
Zmax = max(abs(Zf));
loglog( w,abs(Zf)/Zmax);
hold on
Zmax2 = max(abs(Zf2));
loglog( w,abs(Zf2)/Zmax2);
```



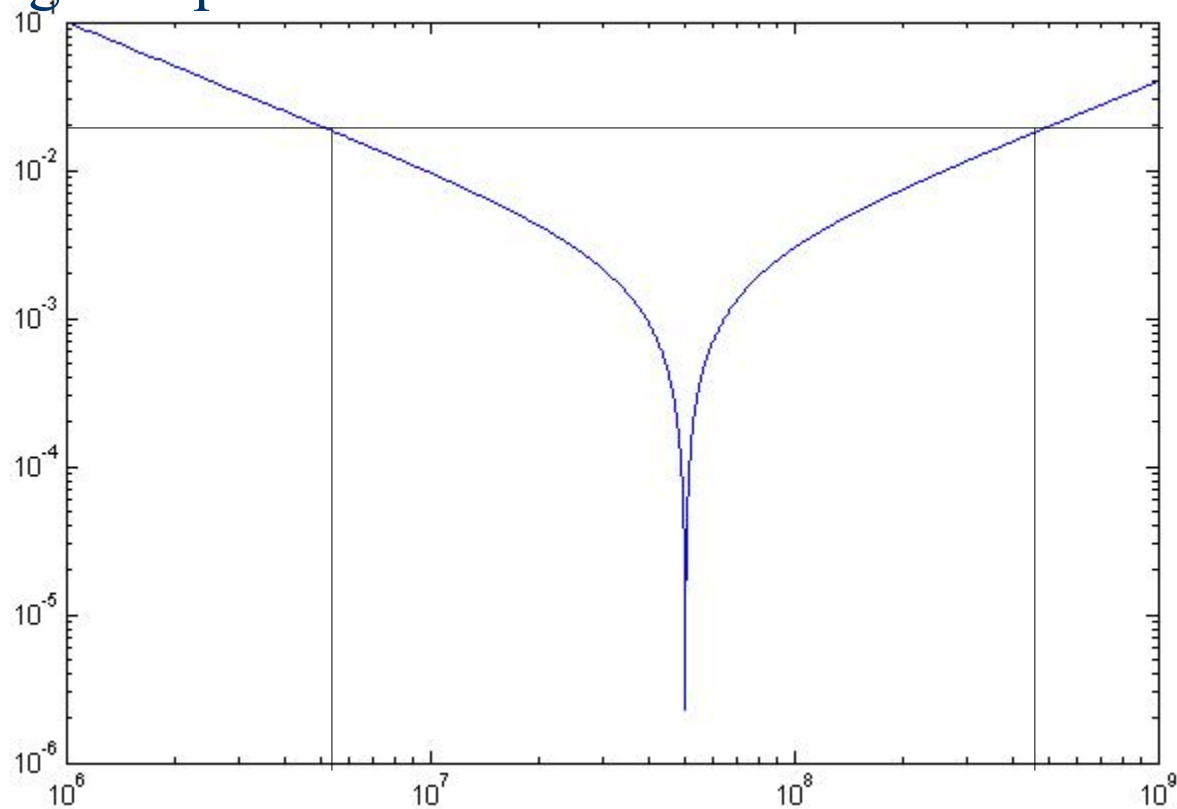
# Power Supply Decoupling

## Impedància target

- Per aconseguir una xarxa de desacoblament efectiva, necessitem que la impedància estigui per sota del target pel rang de freqüències d'interès
- Si la impedància target és de  $200\text{ m}\Omega$ , amb una configuració de 2 capacitats en paral·lel tindrem:

# Power Supply Decoupling

Target Impedance



# Power Supply Decoupling

- De l'estudi dels transitoris de corrent en els components sabem que per sobre d'una freq

$$f = \frac{1}{\pi t_r}$$

l'amplitud dels harmònics decauen 40dB/dec.

- Per tant la impedància target pot créixer per sobre d'aquesta freqüència sense incrementar el nivell de soroll
- Amb aquesta aproximació podem estimar el nombre de capacitats necessàries per proporcionar un desacoblament efectiu a alta freqüència



# Power Supply Decoupling

- El mínim nombre de capacitats és

$$n = \frac{2L}{Z_t t_r}$$

$L$  és la inductància de cada capacitat

$Z_t$  és la impedància objectiu a baixa freq.

$t_r$  és el temps de commutació de la lògica

El valor de  $Z_t$  se sol determinar considerant la magnitud del transitori de corrent total i la variació de tensió que permetem per aquest transitori

$$Z_t = \frac{k dV}{dI} \quad k = \left( \frac{1}{\pi} \right) \left( \frac{T}{t_r} \right)$$

# Power Supply Decoupling

- Un cop coneguda la impedància objectiu, coneguda la freqüència més baixa d'interès tindrem

$$|Z_t| = \frac{1}{2\pi f C}$$

El valor de la capacitat obtinguda haurà de satisfer el criteri de transitori de corrent

$$C \geq \frac{dI / dt}{dV}$$

# Power Supply Decoupling

$$C = \epsilon \frac{A_e}{d}$$

## Embedded PCB Capacitance

- Si incrementem el nombre de capacitats, en el límit, es pot concloure que la configuració ideal de desacoblament és un nombre infinit de capacitats infinitesimals.
- Per ser efectiva la utilització dels plans de Vcc i GND com capacitats hauria de tenir un valor de uns 1000 pF/in<sup>2</sup>
- L'espaiat entre capes estàndard es de 0,005 – 0,01 inches, cosa que proporciona una capacitat (FR4) de 1/5 – 1/10 del valor ideal.

# Power Supply Decoupling

- 1.- La quantitat de corrent necessària per commutar una sortida de 0 a 1. El nombre de sortides a commutar (N), el temps requerit pel condensador per suministrar corrent ( $\Delta T$  depen de la freqüència de commutació), i la caiguda de tensió que el sistema pot tolerar  $\Delta V$ .

$$C = \frac{I \times N \times \Delta T}{\Delta V}$$

# Power Supply Decoupling

El 18F252A consta de tres ports d'I/O. Dos entades de VCC  
L'alimentació necessària són 200mA si commuten tots els  
pins alhora.  $\Delta V = 0.5V$  i el temps de commutació està al voltant  
de 5 nsec.

$$C = \frac{I \times N \times \Delta T}{\Delta V} = \frac{200 \times 20 \times 10 \times 10^{-9}}{0.5} = 40 \text{ nF}$$

# Power Supply Decoupling

I/O Bank 0															
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	
	PIO0	PIO0	PIO0	PIO0	PIO0	GBIN0/ PIO0	GBIN1/ PIO0	VCCIO_0	GND	PIO0	PIO0	PIO0	VPP_ FAST	VPP_ 2V5	A
B	PIO3/ DP00A													PIO1	B
C	PIO3/ DP00B		PIO3/ DP01A	PIO0	PIO0	PIO0	PIO0	PIO0	PIO0	PIO0	PIO0	PIO0		PIO1	C
D	PIO3/ DP03A		PIO3/ DP01B	PIO3/ DP02A	PIO0	PIO0	PIO0	PIO0	PIO0	PIO0	PIO0	PIO1		PIO1	D
E	PIO3/ DP03B		VCCIO_3	PIO3/ DP02B							PIO1	PIO1		PIO1	E
F	GND		PIO3/ DP04B	PIO3/ DP04A		VCCIO_0	GND	VCC	VCCIO_1		PIO1	PIO1		GBIN3/ PIO1	F
G	GBIN7/ DP05B		PIO3/ DP05A	PIO3/ DP11B		VCC	GND	GND	GND		PIO1	PIO1		GBIN2/ PIO1	G
H	GBIN6/ DP06A		PIO3/ DP06B	PIO3/ DP11A		GND	GND	GND	VCC		PIO1	PIO1		VCCIO_1	H
J	PIO3/ DP07B		PIO3/ DP07A	VCC		VCCIO_3	VCC	GND	VCCIO_2		PIO1	PIO1		GND	J
K	VCCIO_3		PIO3/ DP08A	PIO3/ DP08B							PIO1	PIO1		PIO1	K
L	PIO3/ DP09A		GND	PIO2	PIO2	PIO2	PIO2	PIO2	PIO2	PIO2/ CBSEL0	CRESET_0	SPL VCC	TCK	PIO1	L
M	PIO3/ DP09B		PIO2	PIO2	VCCIO_2	PIO2	PIO2	PIO2	PIO2	CDONE	PIO3/ SPL_S0	PIO3/ SPL_S0	TDI	TRST_B	M
N	PIO3/ DP10A													TDO	N
P	PIO3/ DP10B	PIO2	PIO2	PIO2	PIO2	GND	GBIN5/ PIO2	GBIN4/ PIO2	PIO2	PIO2/ CBSEL1	PIO2/ CBSEL1	PIO3/ SPL_SI	PIO3/ SPL_SCK	PIO3/ SPL_SS_E	TMS
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	
I/O Bank 2															

# Power Supply Decoupling

Table 2-1: Required PCB Capacitor Quantities per Device<sup>(1)</sup> (Continued)<sup>(3)</sup>

Package	Device (XC6S)	V <sub>CCINT</sub> in $\mu$ F			V <sub>CCAUX</sub> in $\mu$ F			V <sub>CCO</sub> Bank 0 in $\mu$ F			V <sub>CCO</sub> Bank 1 in $\mu$ F			V <sub>CCO</sub> Bank 2 in $\mu$ F			V <sub>CCO</sub> Bank 3 in $\mu$ F			V <sub>CCO</sub> Bank 4 in $\mu$ F			V <sub>CCO</sub> Bank 5 in $\mu$ F			Total (2)
		100	4.7	0.47	100	4.7	0.47	100	4.7	0.47	100	4.7	0.47	100	4.7	0.47	100	4.7	0.47	100	4.7	0.47	100	4.7	0.47	
FG(G)484	LX75	1	2	3	1	2	4	1	1	2	1	1	3	1	1	4	1	1	3							33
FG(G)484	LX75T	1	2	3	1	2	4	1	1	2	1	1	3	1	1	3	1	1	3							32
FG(G)484	LX100	1	2	4	1	2	4	1	1	2	1	1	3	1	1	3	1	1	3							33
FG(G)484	LX100T	1	2	4	1	2	4	1	1	2	1	1	3	1	1	3	1	1	3							33
FG(G)484	LX150	2	3	6	1	2	4	1	1	2	1	1	3	1	1	3	1	1	3							37
FG(G)484	LX150T	2	3	6	1	2	4	1	1	2	1	1	3	1	1	3	1	1	3							37
FG(G)676	LX45	1	1	2	1	2	5	1	1	3	1	1	3	1	1	3	1	1	4							33
FG(G)676	LX75	1	2	3	2	3	6	1	1	3	1	1	3	1	1	3	1	1	3	1	1	2	1	1	2	45
FG(G)676	LX75T	1	2	3	1	2	5	1	1	3	1	1	2	1	1	3	1	1	2	1	1	2	1	1	2	40
FG(G)676	LX100	1	2	4	2	3	6	1	1	3	1	1	3	1	1	3	1	1	3	1	1	2	1	1	2	46
FG(G)676	LX100T	1	2	4	1	2	5	1	1	3	1	1	2	1	1	3	1	1	2	1	1	2	1	1	2	41
FG(G)676	LX150	2	3	6	2	3	6	1	1	3	1	1	3	1	1	3	1	1	3	1	1	2	1	1	2	50
FG(G)676	LX150T	2	3	6	1	2	5	1	1	3	1	1	2	1	1	3	1	1	2	1	1	2	1	1	2	45
FG(G)900	LX100T	1	2	4	2	3	6	1	1	3	1	1	3	1	1	3	1	1	4	1	1	2	1	1	2	47
FG(G)900	LX150	2	3	6	2	4	7	1	1	5	1	1	3	1	1	5	1	1	4	1	1	2	1	1	2	57
FG(G)900	LX150T	2	3	6	2	3	7	1	1	4	1	1	3	1	1	4	1	1	4	1	1	2	1	1	2	54

# Power Supply Decoupling

## Capacitor Specifications

The electrical characteristics of the capacitors in [Table 2-1](#) are described in this section. Characteristics of the PCB bulk and high-frequency capacitors are specified in [Table 2-2](#), followed by guidelines on acceptable substitutions. The equivalent series resistance (ESR) ranges specified for these capacitors can be over-ridden. However, this requires analysis of the resulting power distribution system impedance to ensure that no resonant impedance spikes result.

**Table 2-2: PCB Capacitor Specifications**

Ideal Value	Value Range <sup>(1)</sup>	Body Size <sup>(2)</sup>	Type	ESL Maximum	ESR Range <sup>(3)</sup>	Voltage Rating <sup>(4)</sup>	Suggested Part Number
100 $\mu$ F	$C > 100 \mu\text{F}$	1210	2-Terminal Ceramic X7R or X5R	5 nH	$10 \text{ m}\Omega < \text{ESR} < 60 \text{ m}\Omega$	6.3V	GRM32ER60J107ME20L
4.7 $\mu$ F	$C > 4.7 \mu\text{F}$	0805	2-Terminal Ceramic X7R or X5R	2 nH	$10 \text{ m}\Omega < \text{ESR} < 60 \text{ m}\Omega$	6.3V	
0.47 $\mu$ F	$C > 0.47 \mu\text{F}$	0204 or 0402	2-Terminal Ceramic X7R or X5R	1.5 nH	$10 \text{ m}\Omega < \text{ESR} < 60 \text{ m}\Omega$	6.3V	

### PCB Capacitor Substitution Rules:

1. Values can be larger than specified.
2. Body size can be smaller than specified.
3. ESR must be within the specified range.
4. Voltage rating can be higher than specified.

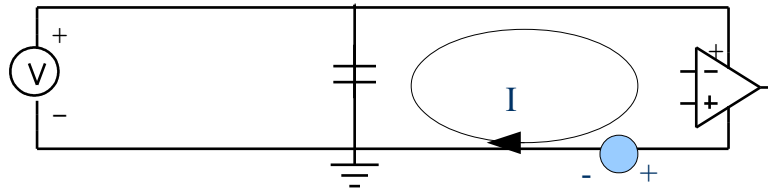


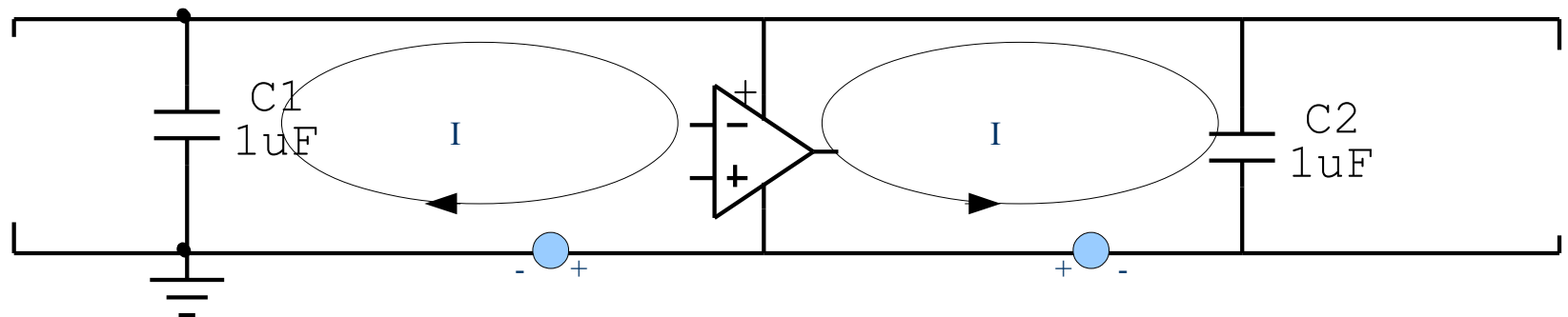
# Effect of Decoupling on Radiated Emissions

- Els transitoris de corrent en un IC poden produir emissions EM per tres mecanismes diferents:
  - El flux de corrent produït pel transitori entre el IC i el condensador de desacoblament
  - El flux de corrent produït pel transitori a través de la impedància de GND produirà un voltatge de soroll de GND que pot excitar cables connectats al sistema
  - Les tensions de soroll entre Vcc i GND acoblant-se a línies de senyal i interferint en altres IC

# Effect of Decoupling on Radiated Emissions

- Un efectiu desacoblament pot minimitzar aquests tres mecanismes de radiació





## Recomanacions:

- Feu servir un mínim de 2 capacitats en IC DIP
- Feu servir un mínim de 4 capacitats en IC quadrats (ex: QFP,...)
- Molts IC requereixen grans transitoris de corrent i per tant faran servir més capacitats. Analitzeu cada un d'aquests IC individualment

# Bulk Decoupling Capacitors

- Quan es produeix la commutació en un IC, el condensador de desacoblament proporciona part de la seva càrrega per tal que es produeixi la commutació
- El condensador de Bulk s'encarrega de recarregar els condensadors de desacoblament abans que es produeixi una nova commutació del IC.

# Bulk Decoupling Capacitors

- El condensador de desacoblament treballa a la mateixa velocitat que el IC
- El condensador de Bulk pot treballar a velocitats inferiors. Usualment es configura per treballar a dues vegades la freqüència de rellotge o menys.
- El valor d'aquest condensador no és crític, però hauria de ser superior a la suma de tots els valors dels condensadors de desacoblament que soporta.

# Bulk Decoupling Capacitors

- El primer condensador de Bulk es situa a prop de l'entrada d'alimentació de la placa
- La resta de condensadors de Bulk es coloca de forma estratègica per tal d'alimentar de la forma més ràpida possible als condensadors de desacoblament.