

# Avkoppling

[<<< 1](#) **[2]** [3 4 5](#) | [All Pages >>>](#)

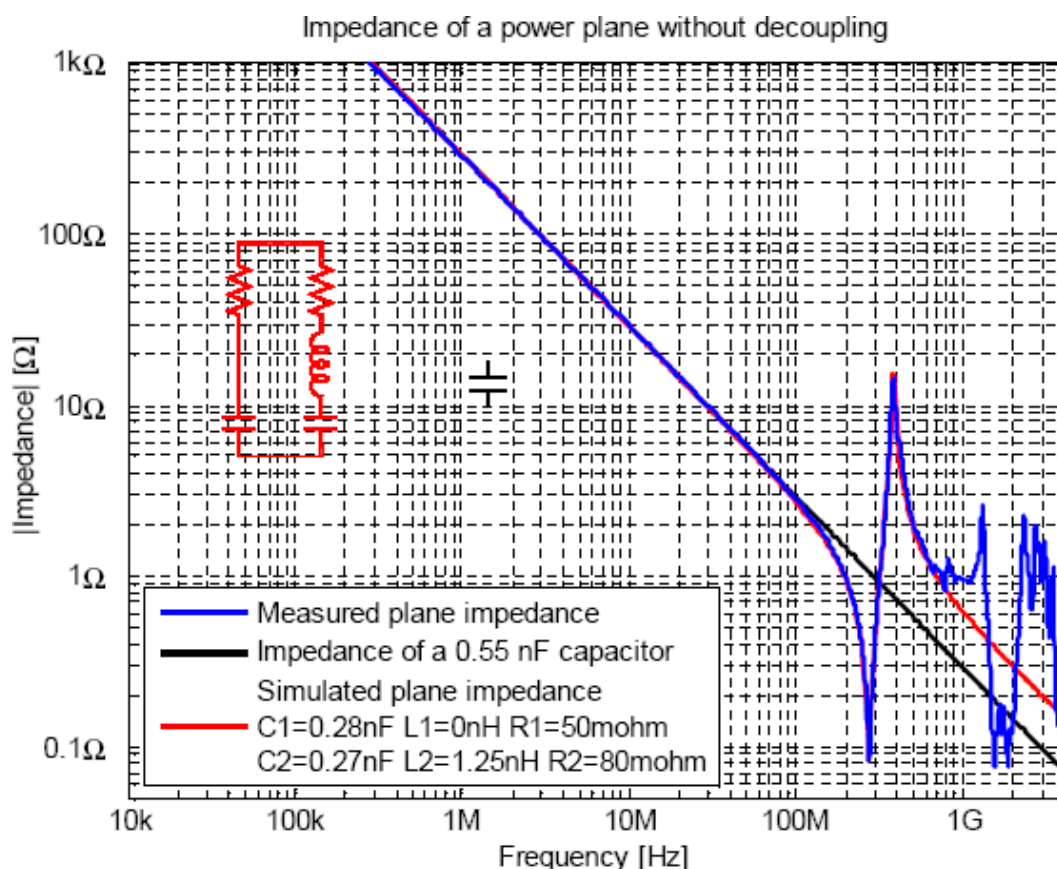
2. Spänningsplan

## Avkoppling del 2 - Spänningsplan

Som nämnts tidigare så distribuerar man normalt matningsspänningar på ett modernt kretskort via spännings- och jordplan. I denna del i vår artikelserie om avkoppling studerar vi impedansen genom mätning med nätverksanalysator på ett spänningsplan i ett verkligt kretskort bestyckat med olika avkoppling.

Man inser lätt att det bildas en kapacitans mellan spännings- och jordplanen i ett mönsterkort och denna kapacitans visar sig vara helt dominerande när det gäller att hålla nere impedansen hos matningen vid frekvenser i storleksordningen 1 GHz och däröver. Kapacitansen mellan planen är proportionell mot planens gemensamma area samt omvänt proportionell mot avståndet mellan dem. Av denna anledning förbättras högfrekvensegenskaperna hos avkopplingen om man bygger upp sitt mönsterkort så att jord- och spänningsplan ligger så nära varandra som möjligt.

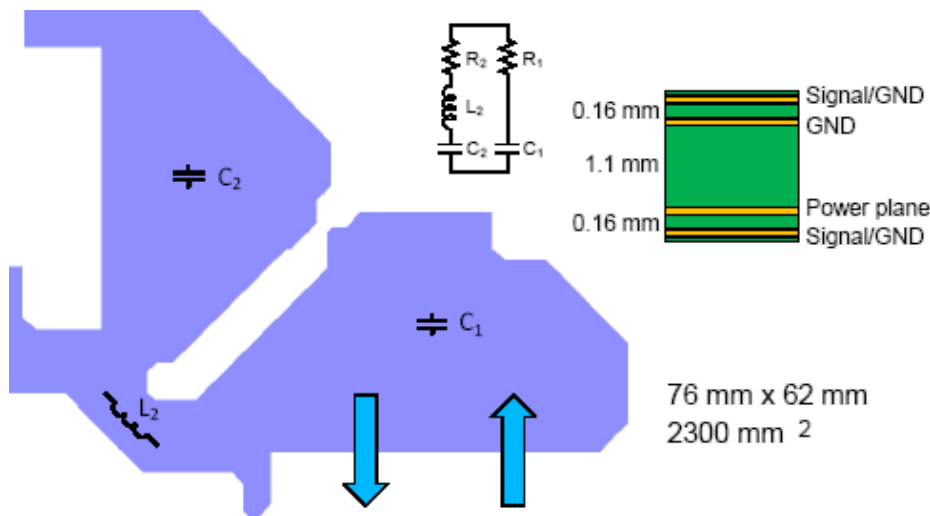
Figur 6 visar uppmätt och simulerad impedans hos ett litet spänningsplan utan avkoppling på ett 4-lagerskort. Den lågfrekventa delen av kurvan är identisk med kurvan för en kondensator på 550 pF, men sedan uppstår ett par resonanser. Dessa kan modelleras i simuleringen genom att man delar upp planets kapacitans på två delar med en liten induktans emellan (och ett par små resistanser i serie med kapacitanserna). Över 800 MHz är impedanskurvan komplicerad och vi har inte brytt oss om att försöka modellera den.



**Figur 6. Uppmätt och simulerad impedans hos ett spänningsplan.**

Det är inte så underligt att just detta plan går bra att modellera upp till ganska höga frekvenser som en kondensator parallellt med en LC-krets om man tittar på planets lite udda geometri, vilken

visas i Figur 7. Anledningen till planets underliga form är att flera andra spänningsplan måste samsas på samma kopparlager i detta kort och då kan man tvingas till den här typen av kompromisser. Pilarna anger var nätverksanalysatorns portar anslöts via SMA-kontakter inlödda på obestyckade lödtytor för avkopplingskondensatorer på kortets undersida. Planet består alltså av två separata ytor förbundna med en smal sektion. Det är den smala delen som modelleras med en induktans och de två ytorna som modelleras med varsin kondensator. Mätningen som gjordes var en S21-mätning där resultatet räknades om till shuntande impedans. 20 dB dämpare användes vid ingångskontakten på kortet för att förbättra noggrannheten i mätningen, något som är nödvändigt med de instrument som användes.



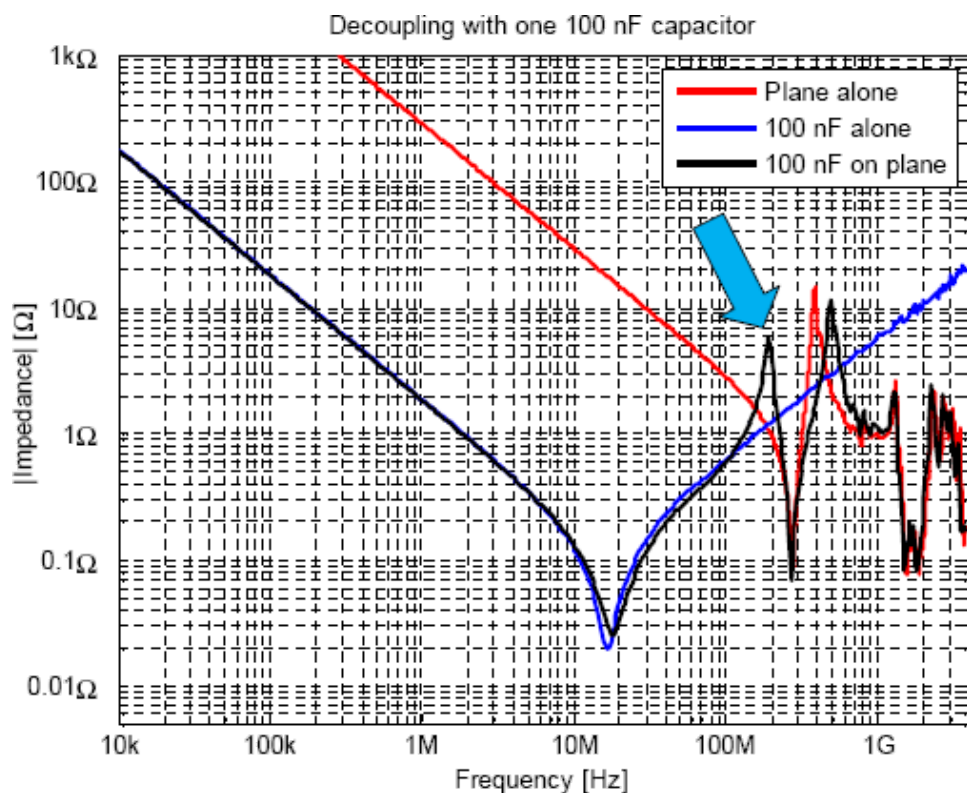
**Figur 7. Spänningsplanets geometri, ungefärliga mätpunkter (blå pilar), ekvivalent krets och kortets uppbyggnad i genomskärning.**

Av kortuppbyggnaden framgår att huvuddelen av kapacitansen inte finns mellan spänningsplan och det egentliga jordplanet inuti kortet, utan mellan spänningsplanet och det jordplan som fyller ut utrymmet mellan ledare och komponenter på bottenlagret. Om man t.ex. av kostnadsskäl bara har tillgång till fyra lager och mittersta isolationslagret måste vara relativt tjockt så kan det vara en utmärkt idé att fylla ut med jordplan på ytterlagret utanför spänningsplanet för att öka plankapacitansen till mer verkningsfulla nivåer. För att få någon nytta vid höga frekvenser av denna kapacitans måste det yttre jordplanet vara väl förbundet med hjälp av många vior till kortets andra jordplan och/eller direkt till de komponentben som ska avkopplas.

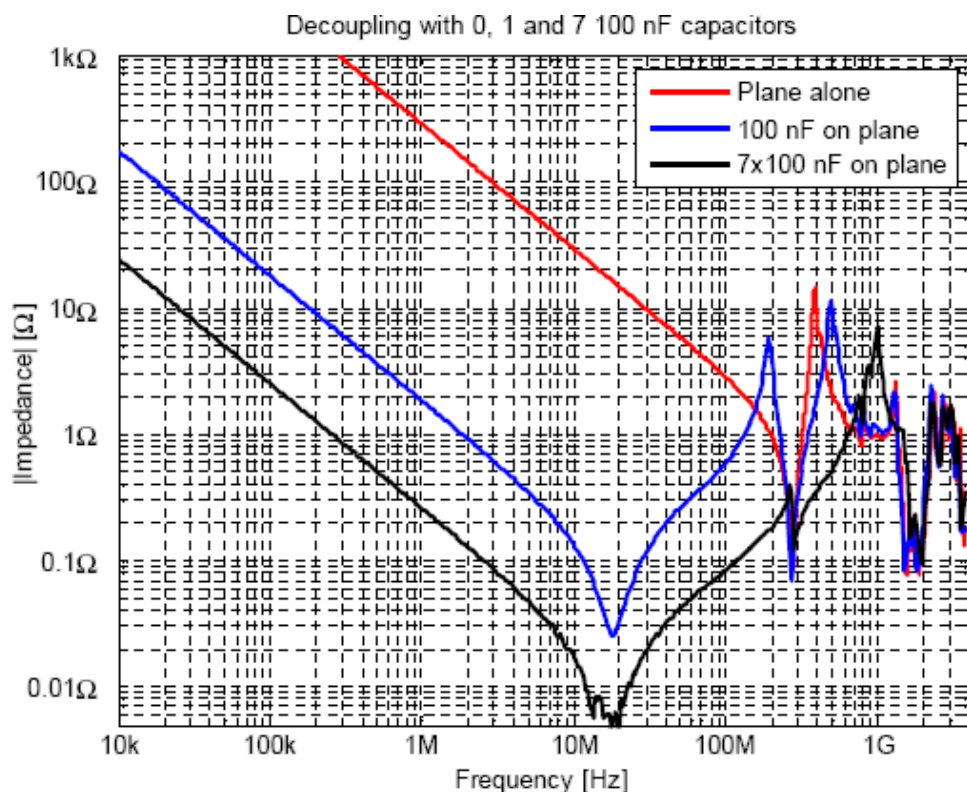
Vi börjar nu ansluta avkopplingskondensatorer för att se hur det påverkar impedansen. Vid alla mätningar placerar vi kondensatorer enbart på den närmsta delen av planet (ytan märkt  $C_1$  i Figur 7), förutom de stora kondensatorerna (47  $\mu$ F och uppåt) som placeras till vänster om den smala sektionen.

Figur 8 visar vad som händer om man kopplar in en 100-nF 0603-kondensator till planet. Det mesta blir bättre, dvs. impedansen sjunker, men vid ca 200 MHz, strax under planets serieresonans, uppstår en parallellresonans mellan avkopplingskondensatorn och planets kapacitans. Denna resonans orsakar en impedanstopp på 6  $\Omega$ , vilket är betydligt högre än impedansen för planet själv som var ca 1,2  $\Omega$  vid denna frekvens. Över 800 MHz är impedansen i princip identisk med planets impedans utan kondensator.

Oftast har man ju inte bara en enda avkopplingskondensator. Låt oss se vad som händer om man kopplar in sju stycken av samma sort. Effekten illustreras i Figur 9.



**Figur 8. Plan med en avkopplingskondensator. En ny resonanstopp har dykt upp.**

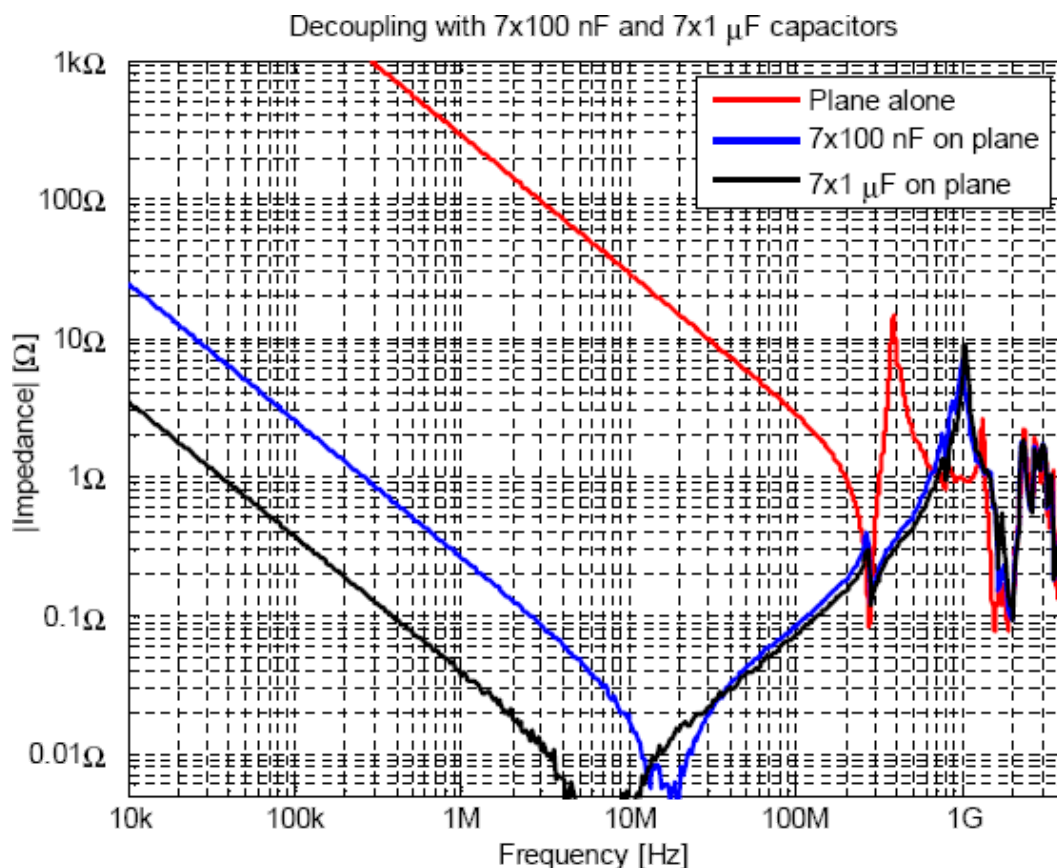


**Figur 9. Jämförelse mellan avkoppling med noll, en respektive 7 st 100-nF-kondensatorer.**

Förutom att impedansen som väntat sjunker vid låga frekvenser (där kondensatorernas kapacitans dominerar) och medelhöga frekvenser (där kondensatorernas induktans dominerar) så ser vi ytterligare ett intressant och positivt fenomen, nämligen att resonanstoppet som dök upp vid 200 MHz när man hade bara en avkopplingskondensator blir mindre utpräglad när man lägger till fler kondensatorer. Dessutom flyttas en annan resonanstopp upp till lite högre frekvenser. Nu har vi

lyckats sänka impedansen för i princip alla frekvenser upp till 600 MHz, medan impedansen är i stort sett oförändrad över 1 GHz. Om kortet har kretsar som drar mycket ström med en frekvens på ca 1 GHz så är dock inte just denna design så lyckad. Ännu fler kondensatorer med låg ESL skulle förmodligen dämpa toppen som nu ligger vid 1 GHz, eftersom den uppenbarligen redan sjunkit en del (och flyttat sig upp i frekvens) i samband med att kondensatorer lagts till.

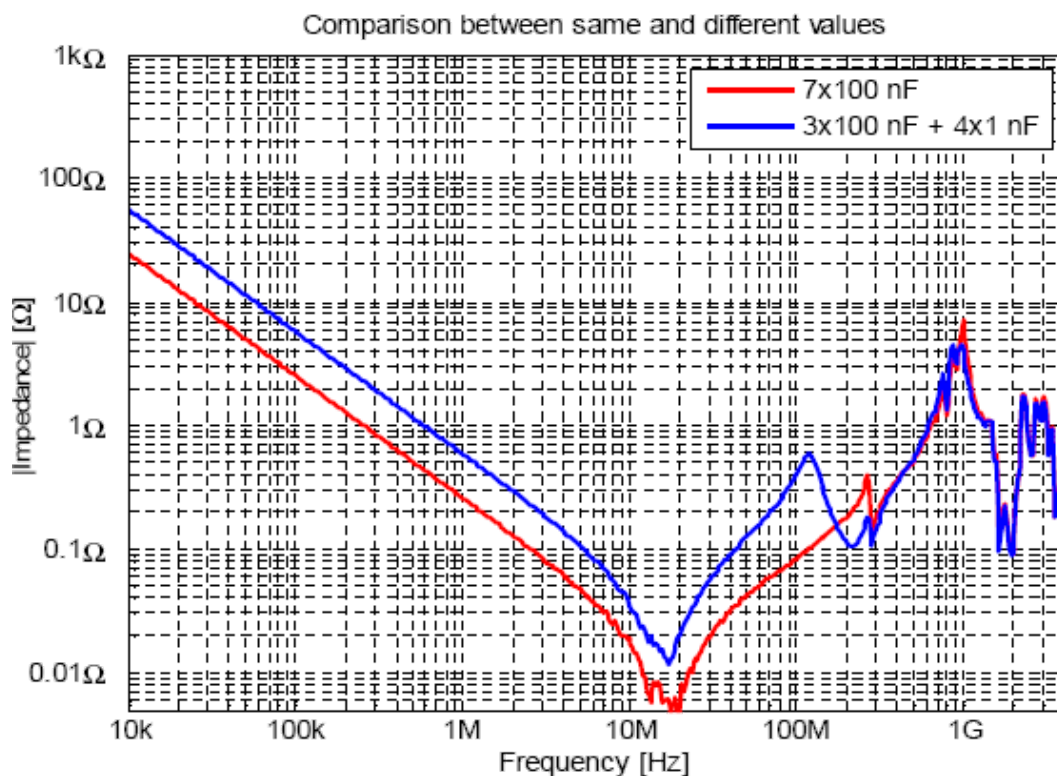
Som nämntes tidigare i artikelserien så finns det en envis myt som säger att kondensatorer med lägre kapacitansvärden är bättre vid högre frekvenser. Låt oss testa om det stämmer på vårt spänningsplan. I Figur 10 jämförs uppmätt impedans när planet avkopplas med 7 st 100-nF-kondensatorer respektive när det avkopplas med 7 st 1- $\mu$ F-kondensatorer. Som väntat är impedansen betydligt lägre vid låga frekvenser (om än inte riktigt 10 gånger lägre eftersom den verkliga kapacitansen inte riktigt är 1  $\mu$ F hos de större kondensatorerna). Vid 40-1000 MHz är 1  $\mu$ F aningen bättre än 100 nF och endast i ett litet område runt 100-nF-kondensatorernas resonansfrekvens är dessa bättre. Detta tyder på att det inte ligger så mycket i myten att lägre kapacitans på något magiskt sätt skulle vara bättre vid höga frekvenser när parasiterna som beror på kapseln och layouten hålls lika.



**Figur 10. Jämförelse mellan avkoppling med 100 nF och 1  $\mu$ F.**

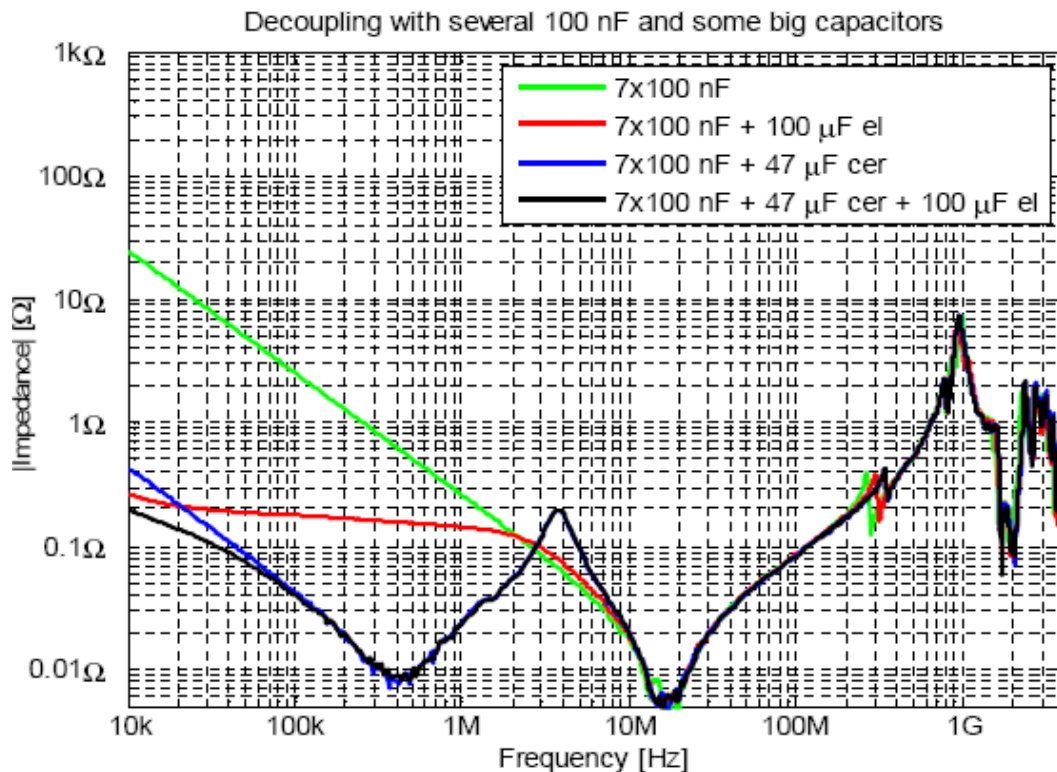
Men kanske är ändå riktigt låga kondensatorvärden som 1 nF bättre än 100 nF vid höga frekvenser? Ett nytt experiment borde kunna ge svar. Figur 11 visar en jämförelse mellan impedansen när 7 st 100 nF har monterats samt när fyra av dessa har ersatts med 1 nF i samma kapsel. Vid låga frekvenser är naturligtvis den högre kapacitansen bättre. Vid 100 MHz uppstår en oönskad parallellresonansstopp mellan 1 nF och 100 nF och i ett område runt 200 MHz där 1-nF-kondensatorerna är serieresonanta (jämför Figur 3) råkar kombinationen med olika värden få något lägre impedans än när bara 100 nF används. Över 300 MHz spelar bara serieinduktansen hos kondensatorerna roll och där blir alternativen så gott som identiska.

Uppenbarligen fanns det inte heller i detta fall någon fördel med att byta vissa kondensatorer till lägre värden. Förutom nackdelen med högre impedans vid låga frekvenser uppstår det alltid en oönskad parallellresonans när man blandar två kondensatortyper med serieresonansfrekvenser som ligger långt från varandra. Om möjligt är det alltså bättre att hålla sig till ett värde. Mer om detta i teoriavsnittet.



**Figur 11. Jämförelse mellan avkoppling med enbart 100 nF och där några kondensatorer ersatts av 1 nF.**

I stort sett alltid har man även en eller flera större kondensatorer på kortet för att ta hand om låga frekvenser och stabilisera spänningsregulatorn. Figur 12 visar vad som händer om man kopplar in olika typer av större kondensatorer tillsammans med 7 st 100-nF-kondensatorer. Över 7 MHz är inverkan minimal, men vid lägre frekvenser sjunker impedansen som väntat, förutom att en keram på 47  $\mu\text{F}$  med sin låga ESR ger en liten resonanstopp (parallellresonans mellan 47  $\mu\text{F}$  och 7 st 100 nF). Elektrolyten med sin relativt höga ESR ger ingen resonanstopp, men dess ESR begränsar också hur långt ned impedansen kan sjunka som lägst i det område där elektrolytens impedans (eller snarare admittans) dominerar.



**Figur 12. Jämförelse mellan olika stora kondensatorers inverkan på avkopplingen.**



# Avkoppling

[<<< 1 2 \[3\] 4 5 | All Pages >>>](#)

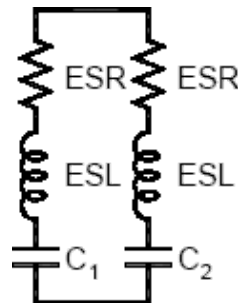
3. Beräkning av resonanser ▾

## Avkoppling del 3 - Beräkning av resonanser

I föregående avsnitt presenterades ett antal mätningar på olika avkopplingskonfigurationer. I detta avsnitt ska vi försöka skaffa oss lite mer teoretisk insikt genom att räkna på kretsarna.

Men först ett par ord om serie- respektive parallellresonans som redan nämnts några gånger utan närmare förklaring. Med serieresonans menas att de seriekopplade reaktiva elementen i en serie- LCR-krets som i Figur 1 vid någon frekvens får lika belopp men motsatt tecken på sina reaktanser och därmed tar ut varandra. Detta orsakar ett impedansminimum lika med det resistiva elementets resistans. Med parallellresonans menas att de reaktiva elementen i parallellkopplade grenar (som i Figur 13) hamnar i resonans med varandra, vilket orsakar ett minimum i admittansen, dvs. ett maximum i impedansen. Man kan visa att serie- och parallellresonanstoppar alltid kommer omväxlande i kretsar som består av parallellkopplade LCR-länkar. Det ligger alltså alltid en parallellresonanstopp mellan två serieresonanstoppar och vice versa.

Ett fenomen som vi kunde observera i ett par mätningar var att det uppstod parallellresonanstoppar när kondensatorer med olika serieresonansfrekvenser parallellkopplades. Låt oss se om vi kan förutsäga detta med hjälp av lite kretsteori samt försöka dra några slutsatser av resultaten. Beräkningarna är delvis hämtade från [6]. Vi studerar parallellkopplingen av två kondensatorer, med ekvivalent krets enligt Figur 13. För att få rimligt enkla beräkningar som ger någon insikt så har vi satt ESR och ESL lika medan kapacitanserna skiljer sig åt. Som vi tidigare sett kan i verkligheten ESR vara ganska olika om kapacitanserna är olika, men låt oss för tillfället bortse från det för att komma till okomplicerade resultat som ger någon designinsikt.



**Figur 13. Ekvivalent krets för två parallellkopplade kondensatorer.**

Parallellresonansfrekvensen blir:

Ekv 3

$$\omega_{p-res} = \frac{1}{\sqrt{C_1 // C_2 \cdot (ESL + ESL)}} = \frac{1}{\sqrt{2C_{eq}ESL}}$$

Där  $C_1 // C_2 = C_{eq}$  betecknar  $C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ . Om ESR är lika för kondensatorerna gäller vid parallellresonansen att reaktanserna (X) hos de två kondensatorerna är identiska men har olika tecken:

Ekv 4

$$Z_1 = ESR + j \cdot X_1$$

$$Z_2 = ESR + j \cdot X_2$$

$$X_1 = \omega ESL - \frac{1}{\omega C_1}$$

$$X_{1p-res} = -X_{2p-res}$$

En mindre räkneinsats ger att totala impedansen vid parallellresonans är:

Ekv 5

$$Z_{p-res} = \frac{ESR}{2} + \frac{X_{p-res}^2}{2ESR} \approx \frac{X_{p-res}^2}{2ESR}$$

Om ESR är liten kan impedansen vid parallellresonans alltså bli obehagligt stor. Alltför låg ESR är alltså dåligt om man vill undvika höga parallellresonansstopp. Alltför stor ESR är naturligtvis också olämpligt eftersom det gör att första termen - som försummas vid approximationen i slutet av Ekv 5 - blir stor. Man kan lätt visa att optimum är att ESR är lika med  $X_{p-res}$ , dvs. ESR ska vara lika stor som reaktansen hos den enskilda kondensatorn vid resonansfrekvensen. För keramiska kondensatorer är ESR alltid lägre än optimum och för vanliga elektrolyter är den alltid högre.

Ytterligare lite räknande ger:

Ekv 6

$$X_{p-res}^2 = \frac{ESL(C_1 - C_2)^2}{2C_1C_2(C_1 + C_2)}$$

Ekv 7

$$Z_{p-res} = \frac{ESR}{2} + \frac{ESL(C_1 - C_2)^2}{4C_1C_2(C_1 + C_2)ESR} \approx \frac{ESL(C_1 - C_2)^2}{4C_1C_2(C_1 + C_2)ESR}$$

Som sagt finns det ett optimum för ESR, nämligen  $X_{p-res}$ , och detta optimum blir enligt Ekv 6 lägre (dvs. hamnar närmare det mycket låga ESR som verkliga keramiska kondensatorer har) om:

- ESL är liten,
- $C_1 \approx C_2$  samt
- $C_1$  och  $C_2$  är stora.

För att minimera impedansen vid resonansfrekvensen ( $Z_{p-res}$ ) bör man alltså enligt Ekv 7 hålla ESL låg,  $C_1 \approx C_2$  samt  $C_1$  och  $C_2$  stora. För vanliga keramiska kondensatorer hamnar man dock alltid en bit ifrån optimum och det skulle löna sig att öka ESR (!) om man kunde. Att lägga till ett seriemotstånd kan minska parallellresonansstopparna, men är på det hela taget troligen kontraproduktivt eftersom det kraftigt ökar induktansen och därmed impedansen för alla andra höga frekvenser. Att en relativt hög ESR ger lägre impedans vid parallellresonans beror på att högre ESR sänker Q-värdet på resonanskretsen. Att  $C_1 \approx C_2$  ger låg resonansstopp är återigen en anledning till att det är olämpligt att blanda in kondensatorer med onödigt låga värden när man avkopplar.

## Två helt olika kondensatorer

Låt oss titta på några specialfall. Vi börjar med två kondensatorer med helt olika värden, dvs. . Om detta sätts in i Ekv 7 får man:

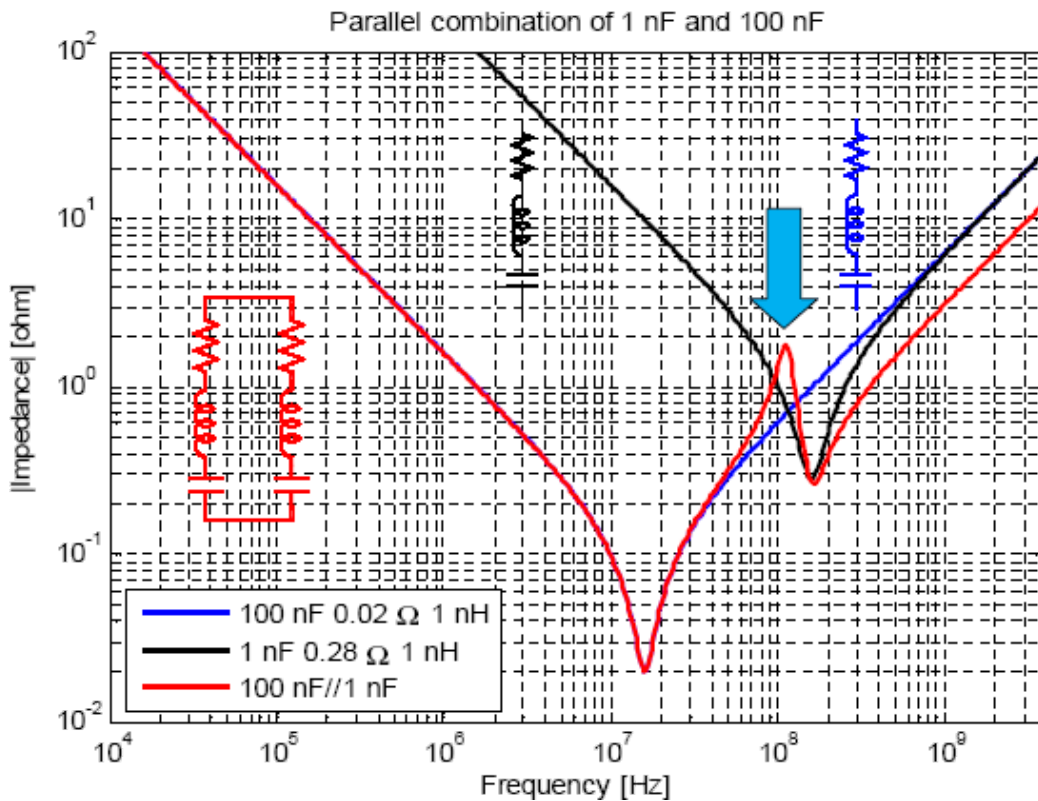
Ekv 8

$$Z_{p-res} \approx \frac{ESL(C_1 - C_2)^2}{4C_1C_2(C_1 + C_2)ESR} \approx \frac{ESL \cdot C_1^2}{4C_1C_2C_1ESR} = \frac{ESL}{4C_2ESR}$$

Ekv 8 säger att om man har kondensatorer av liknande typ men med väldigt olika värden parallellkopplade med varandra så ska man minimera ESL, hålla ESR hög och den minsta kondensatorn så stor som möjligt för att inte få en onödigt hög resonansstopp. ESL kan man alltid försöka minimera med en god layout, medan övriga faktorer kan vara svårare att påverka beroende på andra bivillkor. Bäst är förstås att undvika parallellkoppling av kondensatorer med helt olika värden om man inte är tvungen.

Om man parallellkopplar 100 nF 0603 (1 nH, 0,02  $\Omega$ ) med 1 nF 0603 (1 nH, 0,28  $\Omega$ ) så är visserligen inte resistanserna lika, men vi kan prova att använda Ekv 8 ändå genom att sätta in medelvärdet av ESR. Formeln förutsäger en resonansstopp på knappt 2  $\Omega$  och det stämmer väl med resultatet av en mer detaljerad simulering som visas i Figur 14.





**Figur 14. Parallellkoppling av 1 nF och 100 nF ger en önskad resonanstopp vid 110 MHz. Figuren visar impedansen för kondensatorerna var för sig samt den totala impedansen när de parallellkopplas.**

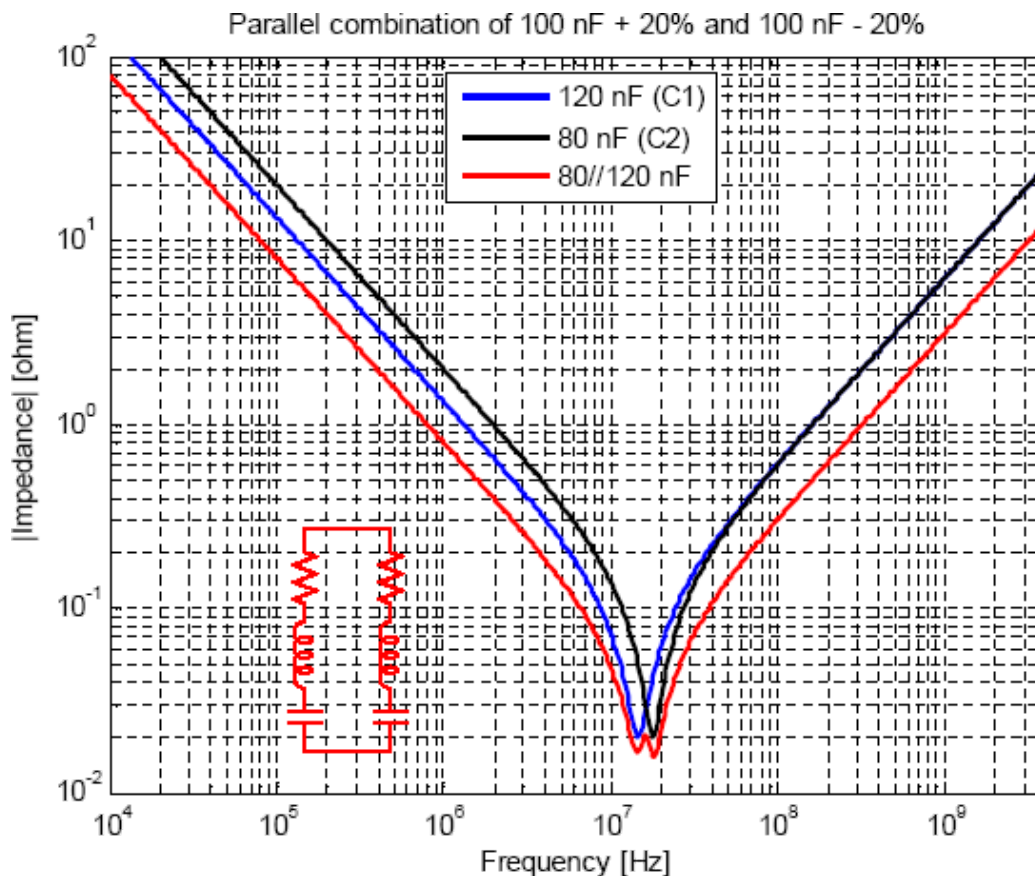
### Två snarlika kondensatorer

Om vi istället parallellkopplar två kondensatorer med närliggande värden blir situationen en annan. Låt den ena kondensatorn ha kapacitansen  $C_1 = (1+\epsilon)C$  och  $C_2 = (1-\epsilon)C$ . Detta insatt i Ekv 7 ger:

$$\text{Ekv 9} \quad Z_{p-res} = \frac{ESR}{2} + \frac{ESL(C_1 - C_2)^2}{4C_1C_2(C_1 + C_2)ESR} \approx \frac{ESR}{2} + \frac{ESL \cdot 4\epsilon^2 C^2}{4C^2 2C \cdot ESR} = \frac{ESR}{2} + \frac{ESL \cdot \epsilon^2}{2C \cdot ESR}$$

Ekv 9 säger att om man har kondensatorer med närliggande värden parallellkopplade så är parallellresonanstopps höjd över  $ESR/2$  proportionell mot kvadraten på avvikelser från medelvärdet, dvs. den blir väldigt liten om avvikelserna är liten. Det är som vanligt bra att minimera ESL (och öka ESR så länge inte termen  $ESR/2$  börjar dominera) medan stor kapacitans också bidrar till låg resonanstopp.  $\epsilon^2$ -termen gör att toppen förmodligen är väldigt låg redan från början och därför kan det vara relevant att inte försumma termen  $ESR/2$  i Ekv 9.

Ett realistiskt exempel är två st 100 nF 0603 där den ena har maxtolerans och den andra mintolerans, dvs. den ena har värdet 120 nF och den andra 80 nF. Vidare räknar vi med 1 nH ESL och 0,02  $\Omega$  ESR. Här blir resonanstoppet endast 0,02  $\Omega$ , dvs. nästan 100 gånger bättre än när 100 nF parallellkopplades med 1 nF. Kurvorna från en simulering visas i Figur 15. Det är alltså inte farligt att parallellkoppla kondensatorer med aningen olika värden, i alla fall inte om parasiterna är snarlika vilket vi förutsatte i härledningen.



**Figur 15. Endast en mikroskopisk resonanstopp uppstår om kondensatorer med närliggande värden parallellkopplas.**

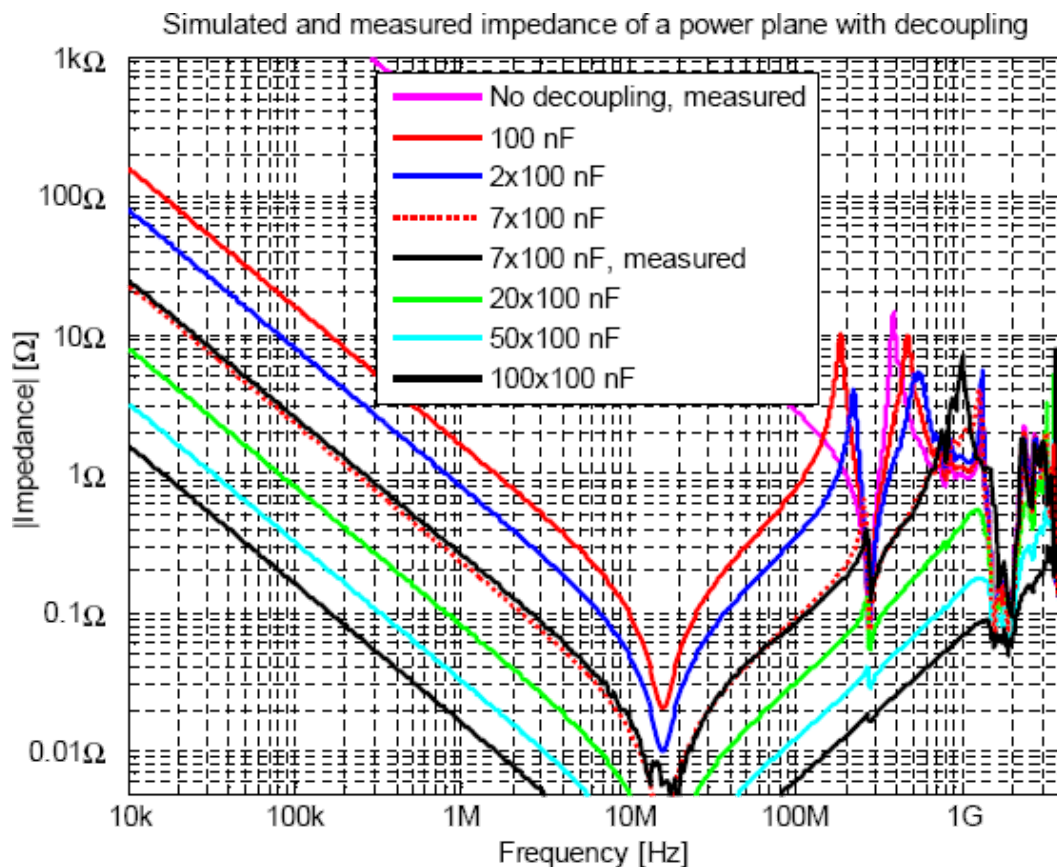
### Många kondensatorer med samma värde

Oftast har man många avkopplingskondensatorer och man kan fråga sig hur det påverkar den totala impedansen efter att ha sett att två kondensatorer i vissa fall kan ge upphov till oönskade resonanstopp. Matematiken blir krånglig om man ska räkna på det för hand, men simulering är lätt och det är möjligt att göra mätningar.

Figur 16 visar simulerad impedans hos ett plan där enbart 100-nF-kondensatorer kopplats in. Planet har modellerats med verkliga mätdata vid beräkningarna. Tre viktiga slutsatser kan dras av simuleringen:

1. Parallellresonanserna blir mindre utpräglade ju fler kondensatorer man använder.
2. Impedansen blir allt bättre (lägre) ju fler kondensatorer som används.
3. Över ca 1 GHz har avkopplingen mycket liten effekt och det är bara planets egen impedans som bidrar som spelar någon roll såvida man inte har extremt många kondensatorer.

Något som inte blir bättre av att man använder fler kondensatorer är kostnaden och möjligen tillförlitligheten, men elektriskt blir allt bättre.

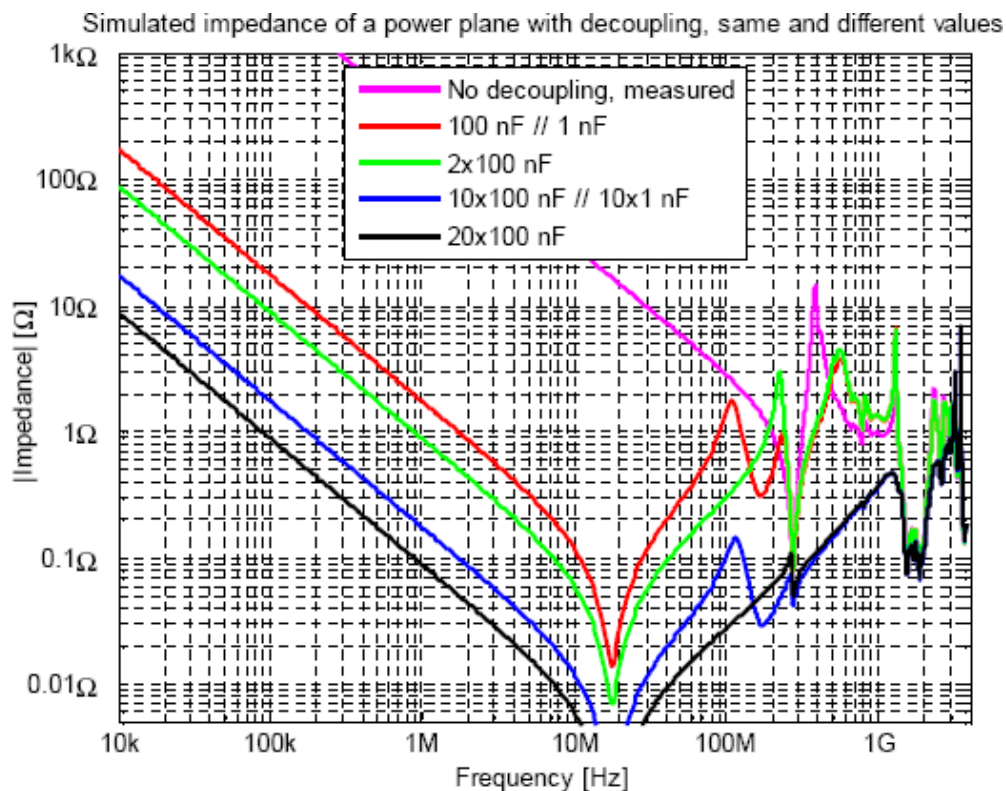


**Figur 16. Simulerad impedans hos ett plan med olika många avkopplingskondensatorer. Även ett par uppmätta kurvor finns med.**

### Många kondensatorer med olika värden

Vi kan också simulera skillnaden mellan att bara använda 100 nF samt att ersätta hälften av kondensatorerna med 1 nF. Figur 17 visar resultatet av ett par sådana simuleringar. I ett litet område nära 200 MHz finns en liten positiv effekt av att byta hälften mot 1 nF. Här råkar nämligen 1-nF-kondensatorernas serieresonans hamna nära parallellresonansen och därmed dela upp den på två resonanser med något lägre toppar. Vid i stort sett alla andra frekvenser så blir situationen bara sämre av att byta till lägre värden.

Om man t.ex. av utrymmesskäl är begränsad till ett fåtal kondensatorer skulle man möjligen kunna använda lägre värden för att skjuta prick på frekvenser där man är säker på att man behöver en extra låg impedans. Men för att detta ska vara en god idé måste man verkligen vara säker på sin sak och man måste också mäta upp impedansen hos planet med olika kondensatorvärden monterade för att kunna trimma in det värde som ger serieresonans på rätt frekvens. Utan verifierande mätning är risken stor att man råkar lägga den oundvikliga parallellresonansen som uppstår när olika värden blandas i närheten av den frekvens där man ville ha serieresonansen och då har man förvärrat situationen. I de allra flesta projekt är det i praktiken knappast realistiskt att specialdesigna avkopplingen för vissa frekvenser, utan det är bättre att rikta in sig på att åstadkomma så låg impedans som möjligt över så stora frekvensområden som möjligt samtidigt som man undviker parallellresonanser.



**Figur 17. Jämförelse vid avkoppling av ett plan mellan enbart 100 nF och 100 nF blandat med 1 nF.**

Under dessa förutsättningar är det alltså lämpligt att använda många avkopplingskondensatorer med samma värde i så liten kapsel som möjligt och välja ett så stort värde som man har råd med och kan få tag på i den valda kapseln. Detta är precis vad Howard Johnson förespråkar i [7], medan en del andra författare envist och felaktigt hävdar att det är bra att använda lägre kapacitansvärden än nödvändigt.

Exempel på denna missuppfattning finns i [6] och [8]. Författarna till dessa artiklar har inte insett att storleken på ESL hos olika kapslar är nästan lika stor för t.ex. 0402 som för 0603. Det syns tydligt på att författarna i sina teoretiska impedansplottar visar V-formade kurvor som ligger på samma höjd och bara är förskjutna i frekvensled för kondensatorer med väldigt olika värden. Detta implicerar att de antar att ESL är omvänt proportionell mot kapacitansen, men som vi har visat i bland annat Figur 3 och Tabell 1 är den snarast konstant och oberoende av kapacitansen.

Denna insikt tycks tyvärr inte heller ha nått ut till alla halvledartillverkare. Man kan i datablad ofta läsa rekommendationer i stil med: "Avkoppla Vref med 1  $\mu$ F parallellt med 100 pF för att få god avkoppling vid både höga och låga frekvenser." Om det nu verkligen behövs två komponenter för att hålla nere impedansen vid höga frekvenser (dvs. induktansen) hade det varit bättre att skriva: "Avkoppla Vref med två stycken 1- $\mu$ F-kondensatorer i storlek 0402 och minimera ledningslängden mellan kondensatorerna och kretsen." Med denna metod undviker man alltså den höga impedansen vid parallellresonansen mellan kondensatorerna samtidigt som man får lika bra eller bättre egenskaper vid höga frekvenser som man fått om två olika värden använts.

# Avkoppling

[<<<](#) [1](#) [2](#) [3](#) **[4]** [5](#) | [All Pages](#) [>>>](#)

4. Slutsatser och referenser ▼

## Slutsatser

De viktigaste resultaten i artikelserien kan sammanfattas med:

- Avkopplingskondensatorer är effektiva långt över sin serieresonansfrekvens.
- Minimera induktansen mellan varje avkopplingskondensator och planen.
- Det är inte fullt lika viktigt att placera kondensatorer precis vid kretsen de ska avkoppla.
- Ju fler avkopplingskondensatorer desto bättre (lägre total induktans).
- Det finns ytterst sällan något att vinna på att blanda in kondensatorer med lägre värden än nödvändigt, däremot finns det en hel del att förlora på det i form av oönskade resonansstoppar och högre impedans vid låga frekvenser.
- Högre kapacitans är bättre än lägre (om allt annat, t.ex. kapsel, är lika).
- Mindre kapsel är något bättre än större (om allt annat, t.ex. kapacitans, är lika).
- Alltför låg ESR i kombination med hög ESL ger upphov till utpräglade resonanser både uppåt (parallell-) och nedåt (serie-), men ESR kan man inte påverka så mycket, så det är bättre att fokusera på att minska ESL.
- Var noga med layouten:
  - Använd korta ledare mellan kondensator och via.
  - Lägg en avkopplingskondensators vior nära varandra.
  - Använd inte mindre viadiameter än nödvändigt.
  - Anslut kondensatorerna till planen med fler än en via per lödyta om det finns plats.
  - Låt inte flera kondensatorer dela på samma vior såvida de inte sitter på olika sidor av kortet.
  - Gör planen stora och sammanhängande.
  - Specificera ett tunt lager glasfiber mellan spännings- och jordplan om möjligt.
  - Om man måste ha stort avstånd mellan planen i t.ex. ett fyralagerskort kan man förbättra situationen genom att fylla oanvänt utrymme på ytterlagret utanför spänningsplanet med jordplan (med många jordvior) och hålla isolationslagret tunt mellan dessa plan.
- Över ca 1 GHz är effekten av avkopplingskondensatorerna oftast försumbar och det enda man har att förlita sig på är kapacitansen mellan planen.
- Det går att simulera plan med avkoppling med hygglig noggrannhet upp till några hundra MHz genom att man estimerar parasiterna hos kondensatorerna och kapacitansen mellan planen.
- Om man har tillgång till en lämplig nätverksanalysator kan man relativt enkelt mäta upp impedansen hos spänningsmatningen på sitt kort och undersöka om något behöver förbättras. Det underlättar om man har förberett layouten för anslutning av mätkablar.

## Referenser

[1] ["Murata Chip S-Parameter & Impedance Library Version 3.13.1".](http://www.murata.com/designlib/mcsil/index.html)  
<http://www.murata.com/designlib/mcsil/index.html>

[2] H. Johnson, M. Graham, "High Speed Signal Propagation - Advanced Black Magic", ISBN 013084408X

[3] H. Johnson, ["Parasitic Inductance of Bypass Capacitor II"](http://www.sigcon.com/Pubs/news/6_09.htm)  
[http://www.sigcon.com/Pubs/news/6\\_09.htm](http://www.sigcon.com/Pubs/news/6_09.htm)

[4] Todd D. Hubing et al., "Power Bus Decoupling on Multilayer Printed Circuit Boards", in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 37. No. 2, May 1995, pp. 155-166.

- [5] H. Johnson, "[Parasitic Inductance of Bypass Capacitors](http://www.sigcon.com/Pubs/edn/ParasiticInductance.htm)", <http://www.sigcon.com/Pubs/edn/ParasiticInductance.htm>
- [6] D. G. Brooks, "[ESR and Bypass Capacitor Self Resonant Behavior - How to Select Bypass Caps](http://www.ultracad.com/esr.htm)", <http://www.ultracad.com/esr.htm>
- [7] H. Johnson, "[Bypass Capacitor Layout](http://www.sigcon.com/Pubs/news/2_3.htm)", [http://www.sigcon.com/Pubs/news/2\\_3.htm](http://www.sigcon.com/Pubs/news/2_3.htm)
- [8] M. Wong, T. Schmitz, "[Choosing and Using Bypass Capacitors \(Part 2 of 3\)](http://www.planetanalog.com/showArticle.jhtml?articleID=199905942)", <http://www.planetanalog.com/showArticle.jhtml?articleID=199905942>