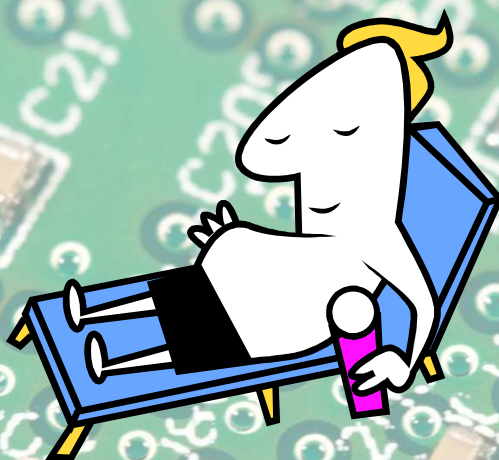


AVKOPPLA RÄTT



Per Magnusson

Gunnar Karlström

INNEHÅLLSFÖRTECKNING

Innehållsförteckning	2
1. Introduktion	3
1.1. Varför avkoppla?	3
2. Impedansen hos en verklig kondensator.....	5
2.1. Elektrolytkondensatorer	8
3. Parasiter hos layouten.....	10
3.1. Mätningar på avkopplingslayouter	10
3.2. Mätresultat och slutsatser	12
3.3. Jämförelse mellan beräknade och uppmätta värden	13
3.4. Mer om induktans hos avkoppling	14
3.5. Avlägsen avkoppling	15
3.6. Slutsatser	16
4. Mätningar på spänningsplan	17
4.1. Plan med avkoppling	19
4.2. Flera kondensatorer	20
4.3. Högre kapacitans	21
4.4. Lägre kapacitans	22
4.5. Större kondensatorer	23
5. Teori och simuleringar.....	24
5.1. Två helt olika kondensatorer	26
5.2. Två snarlika kondensatorer	27
5.3. Många kondensatorer med samma värde.....	28
5.4. Många kondensatorer med olika värden.....	29
6. Slutsatser.....	31
Slutord	32
Referenser.....	32
Appendix A: Mätmetod.....	33

1. INTRODUKTION

Innehållet i denna skrift är en omarbetning och sammanslagning av artiklar som tidigare publicerats i Elektronik i Norden (fyra artiklar under våren 2009) och Elektroniktidningen nr 1 2009.

Att avkoppla matningsspänningar är något man måste göra på så gott som alla kretskort, men trots att det finns avkoppling i nästan alla elektronikkonstruktioner så är det vanligt att konstruktörer inte har så god insikt i hur man ska konstruera avkopplingen för att den ska bli så effektiv som möjligt. Ofta följer man tumregler med tveksam giltighet, kopierar gamla lösningar eller bara chansar. Resultatet blir ibland att det råkar fungera tillräckligt bra, men i en del fall blir lösningen onödigt dyr eller får sämre egenskaper än den skulle kunna ha, t.ex. när det gäller EMC (elektromagnetisk kompatibilitet) eller störningar på interna signaler.

I den här skriften ska vi försöka ge en ökad insikt i hur olika designval påverkar egenskaperna hos avkoppling på flerlayerskretskort. Mycket handlar om att förstå vilka parasiter i form av t.ex. induktans som är viktiga i sammanhanget. Innehållet baserar sig till stor del på mätningar utförda med nätverksanalysatorer på verkliga kretskort och på enskilda komponenter men även på information från andra artiklar, simuleringar och på teoretiska härledningar. Att vi har gjort många mätningar på olika konfigurationer borgar förhoppningsvis för att teorierna och slutsatserna är verklighetsanknutna. Några målsättningar med skriften är att ta död på en del felaktiga myter och möjliggöra för läsaren att konstruera effektivare och billigare avkopplingslösningar.

Vi börjar med att undersöka egenskaperna hos en enskild avkopplingskondensator för att sedan studera hur olika layouter påverkar. Därefter redovisar vi resultat och slutsatser från mätningar på ett verkligt kretskort bestyckat med olika konfigurationer av avkopplingskondensatorer. Slutligen utgår vi från de tidigare erfarenheterna och härleder med hjälp av enkel kretsteori och simuleringar vilka egenskaper man får som resultat av olika konkreta designval samt vilka val som är lämpligast.

1.1. VARFÖR AVKOPPLA?

De flesta elektroniska kretsar har en strömförbrukning som varierar mer eller mindre snabbt över tiden. Samtidigt fungerar de bäst om matningsspänningen är konstant. Ohms lag säger att man får en varierande spänning om en varierande ström flyter genom en impedans som är skild från noll, så för att hålla matningsspänningen så konstant som möjligt vill man alltså se till att impedansen hos matningen är låg vid de frekvenser som förekommer i strömförbrukningen. I radio-sammanhang kan detta vara i stort sett en enda hög frekvens (plus DC) medan matningsströmmen i digitala kretsar normalt sett är bredbandig vilket gör att man behöver låg impedans i ett mycket brett frekvensområde.

Switchade såväl som linjära spänningsregulatorer har ofta en bandbredd på sin reglerloop på något tiotal kHz eller mindre. Högre upp i frekvens kan regulatorn själv inte göra mycket för att hålla spänningen stabil. Ofta har man dock processorer, FPGA:er eller radiokretsar som drar ström med frekvenser på många tiotals eller hundratals MHz eller ännu högre, så ytterligare något måste göras för att förse sådana system med matningsspänning av god kvalitet.

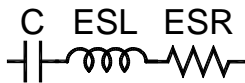
En bra lösning i många fall är att använda spännings- och jordplan i kortet samt att ansluta ett antal kondensatorer mellan dessa för att hålla nere impedansen vid höga frekvenser så att den

högfrekventa strömförbrukningen inte ger upphov till alltför stora spänningsvariationer. Dessa kondensatorer kallas "avkopplingskondensatorer". Ordet avkoppling är antagligen en översättning av engelskans "decoupling" som snarare betyder "frånkoppling", dvs. att olika kretsar ska vara frånkopplade från varandra så att de inte stör varandras matningsspänningar.

Hur effektiv avkopplingen blir beror bland annat på planens utformning, vilka kondensatorer som används och hur dessa kondensatorer kopplas in.

2. IMPEDANSEN HOS EN VERKLIG KONDENSATOR

I detta avsnitt ska vi lägga grunden till förståelsen av avkopplingens beteende vid höga frekvenser genom att studera beteendet hos en enskild avkopplingskondensator mer i detalj. Impedansen hos en ideal kapacitans minskar linjärt med ökad frekvens och avkopplingskondensatorer borde därför ge låg impedans vid höga frekvenser, precis som man vill. Tyvärr beter sig inte verkliga kondensatorer som ideala kapacitanser för alla frekvenser som är av intresse. Vid någon frekvens börjar parasitisk induktans (ESL, ekvivalent serieinduktans) hos kondensatorerna spela roll. Impedansen hos en induktans stiger linjärt med frekvensen, så när väl serieinduktansen har börjat dominera så blir kondensatorns avkopplande verkan allt sämre ju högre upp i frekvens man går. Oundvikligen finns det även en viss resistans (ESR, ekvivalent serieresistans) hos verkliga kondensatorer som är relevant för vår modell. Dessutom finns en parallellresistans (läckresistans) som dock är ovidkommande i avkopplingssammanhang, så den ignorerar vi. Vår sammantagna modell av en avkopplingskondensator med parasiter visas i *Figur 1*.



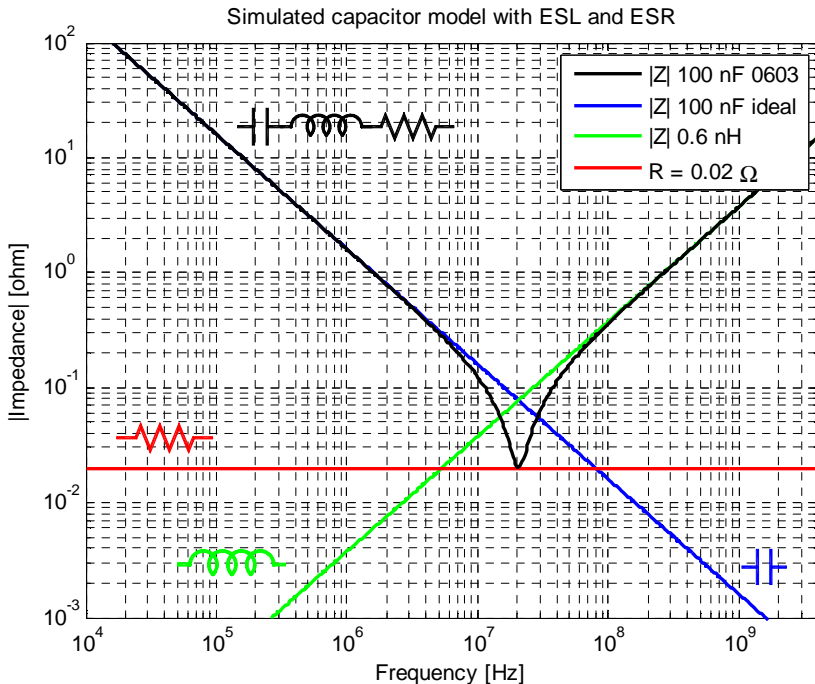
Figur 1. Modell av verklig avkopplingskondensator.

Impedansen Z är summan av impedanserna hos elementen i modellen:

$$\text{Ekv 1} \quad Z = \frac{1}{j\omega C} + j\omega ESL + ESR = j\left(\omega ESL - \frac{1}{\omega C}\right) + ESR$$

Vinkelfrekvensen $\omega = 2\pi f$ har använts för att förenkla formlerna något. För att få en hållpunkt i verkligheten kan vi ta en vanlig 100nF-kondensator med dielektrikum X7R i 0603-kapsel. Enligt Murata [1] har en sådan kondensator en ESR på ca 0,02 Ω och en ESL på ca 0,6 nH. (Dessa värden är tämligen oberoende av tillverkare.) Det innebär att reaktanserna hos kapacitansen och serieinduktansen har samma belopp och tar ut varandra vid ca 20 MHz. Denna frekvens är kondensatorns resonansfrekvens och här blir totala impedansen helt reell och lika med ESR = 0,02 Ω . Över resonansfrekvensen dominerar reaktansen från induktansen och den totala impedansen stiger linjärt med frekvensen. *Figur 2* visar beloppet av impedansen hos denna kondensator samt de olika delkomponenterna i modellen som funktion av frekvens.

Det kan kanske förvåna att självresonansfrekvensen (SRF) hos kondensatorn är så pass låg eftersom man brukar använda 100 nF 0603 för att avkoppla kort där frekvenser långt över 20 MHz förekommer. Dessbättre är vi i avkopplingssammanhang inte beroende av att kondensatorn beter sig som en perfekt kapacitans, utan det räcker med att impedansen är låg, vilket den är långt över resonansfrekvensen. Vid $10 \times \text{SRF} = 200$ MHz är t.ex. impedansen densamma som vid $\text{SRF}/10 = 2$ MHz, så om vi har samma impedanskrav vid båda dessa frekvenser är vår 100nF-kondensator alltså lika bra i båda fallen. Hur som helst så är den lilla serieinduktansen helt avgörande för beteendet vid frekvenser över SRF. Avvikelsen mellan den blå linjen (ideal kapacitans) och den svarta i *Figur 2* är som synes avsevärd.



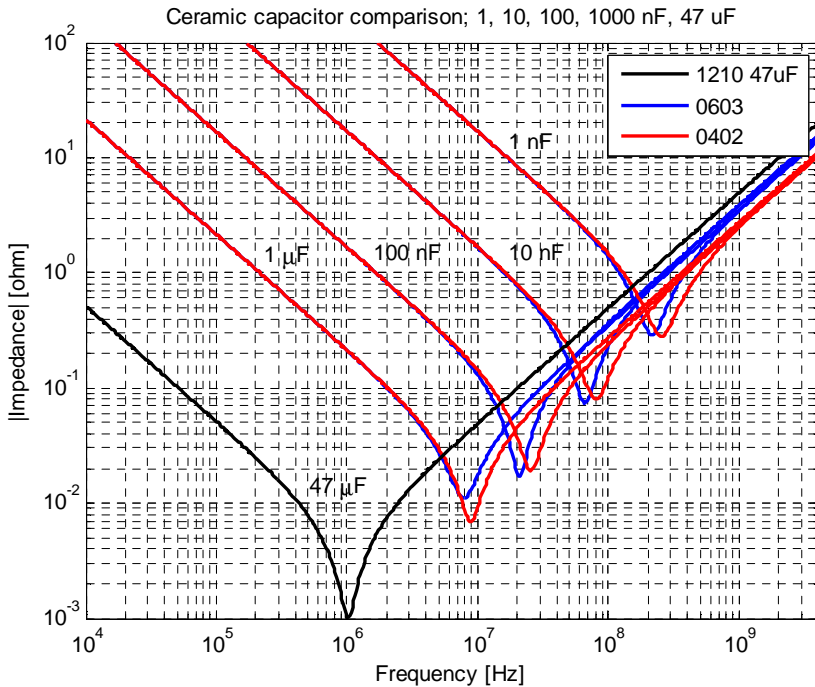
Figur 2. Simulerad impedans hos en 100nF-kondensator samt impedansen hos de olika delarna i modellen.

Om vi tittar på parasiterna hos ytterligare några verkliga kondensatorer så finner vi att ESL är i stort sett oberoende av kapacitansvärde om vi håller oss i samma kapsel. En 0603-kondensator har alltså väsentligen samma ESL oavsett om kapacitansen är 1 pF eller 4,7 μ F. Detta är en mycket viktig observation och leder som vi ska se till slutsatsen att vi inte har något att vinna impedansmässigt (möjligen kostnadsmässigt) på att använda oss av lägre kapacitansvärden om vi håller oss i samma kapsel. Ett lägre kapacitansvärde, exempelvis 10 nF istället för 100 nF, ger 10 gånger högre impedans under resonansfrekvensen och i och med att ESL är samma för de två komponenterna så kommer impedanserna en bit ovanför resonans att vara identiska. När man byter till ett annat kapacitansvärde flyttar sig alltså inte den V-formade impedanskurvan i Figur 2 rakt åt höger eller vänster, utan snett upp åt höger eller snett ner åt vänster längs med lutningen hos den induktiva delen av kurvan.

Tabell 1 visar data för några relevanta kondensatorer.

Kapsel	Komponent	C	ESL	ESR	SRF
0402	1 nF X7R	0,95 nF	0,42 nH	280 mΩ	252 MHz
	10 nF X7R	9,5 nF	0,42 nH	80 mΩ	80 MHz
	100 nF X7R	94 nF	0,41 nH	19 mΩ	26 MHz
	1 μF X5R	0,78 μF	0,44 nH	7 mΩ	8,6 MHz
0603	1 nF X7R	0,93 nF	0,58 nH	290 mΩ	217 MHz
	10 nF X7R	9,3 nF	0,62 nH	52 mΩ	66 MHz
	100 nF X7R	97 nF	0,61 nH	17 mΩ	21 MHz
	1 μF X7R	0,72 μF	0,56 nH	9 mΩ	7,9 MHz
1210	47 μF X5R	31 μF	0,79 nH	1 mΩ	1,0 MHz

Tabell 1. Data för några kondensatorer, enligt Murata [1].



Figur 3. Simulerad impedans som funktion av frekvens för ett antal olika keramiska kondensatorer.

Figur 3 visar impedans som funktion av frekvens för kondensatorerna i Tabell 1. Notera särskilt hur impedansen hos en kondensator med lägre värde är högre än eller lika med impedansen hos en kondensator med högre värde vid i stort sett alla frekvenser.

En välspredd myt är att lägre kapacitansvärden ger bättre avkoppling vid höga frekvenser. Detta stämmer väldigt nära SRF hos den mindre kondensatorn (där man även måste ta hänsyn till parasiter hos layouten när man beräknar SRF), men i övrigt ligger det inget i myten så länge man håller sig till samma kapsel. Värt att notera är även att skillnaden mellan 1210, 0603 och 0402 inte är särskilt stor.

ESL är svårt att mäta med precision och resultatet påverkas av mätmetoden (fixturen). Howard Johnson har t.ex. mätt på uppskalade modeller av avkopplingskondensatorer [2] och kommit fram till lägre värden än vad som anges av Murata.

2.1. ELEKTROLYTKONDENSATORER

Som avkoppling i frekvensområdet mellan spänningsregulatorns bandbredd (kHz) och det område där de keramiska avkopplingskondensatorerna är effektiva passar ibland elektrolytkondensatorer bra. Den här skriften behandlar främst avkoppling vid högre frekvenser, så endast ett mycket begränsat urval elektrolytkondensatorer har undersökts. Tabell 2 visar egenskaperna hos ett par kondensatorer ur Sanyos CV-KX-serie av lågimpedanselektrolyter. ESL anges sällan eller aldrig av elektrolyttillverkarna, så de värden som finns i tabellen är uppmätta med nätverksanalysator. Man kan notera att uppmätt ESR är ungefär hälften av vad tillverkaren lovar som max, men man kan förvänta sig att ESR ökar vid lägre temperaturer och när kondensatorn åldras, så de låga värdena är inte direkt förvånande med tanke på den marginal som behövs för att klara specifikationerna i andra situationer.

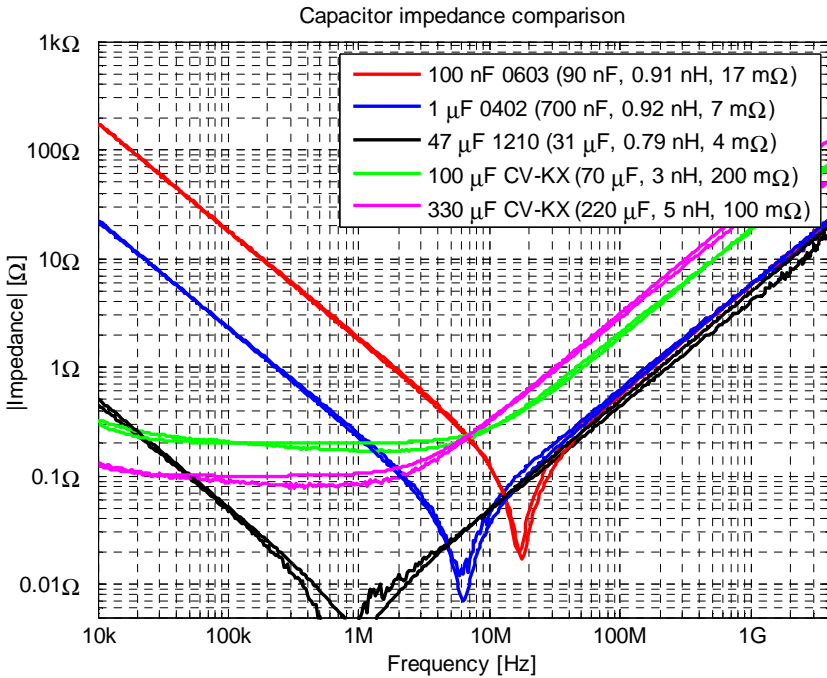
Som ett sidospår kan nämnas att många spänningsregulatorer har krav på att ESR hos utgångskondensatorerna ska vara större än något visst värde för att de ska vara stabila, så det kan finnas fall där man behöver ta hänsyn till att ESR oftast är betydligt lägre än maxvärdet som tillverkaren anger.

Elektrolyter skiljer sig från keramer genom att ESR dominerar i ett brett område runt resonansfrekvensen eftersom ESR är så hög relativt reaktansen hos kapacitansen och ESL vid resonansfrekvensen.

Kapsel	Komponent	C	ESL	ESR	SRF
6,3 mm	100 μ F 25V CV-KX	100 μ F (70 μ F uppmätt)	3 nH (uppmätt)	300 m Ω (170 m Ω uppmätt)	290 kHz
8 mm	330 μ F 25V CV-KX	330 μ F (220 μ F uppmätt)	5 nH (uppmätt)	150 m Ω (80 m Ω uppmätt)	124 kHz

Tabell 2. Egenskaper hos ett par elektrolytkondensatorer av lågimpedanstyp.

Figur 4 är en jämförelse mellan uppmätt och simulerad kapacitans hos några olika kondensatorer. De komponentvärden som använts vid simuleringen har anpassats för att ge kurvor som överensstämmer så väl som möjligt med de uppmätta kurvorna.



Figur 4. Uppmätt och simulerad impedans hos några olika kondensatorer. De taggigare kurvorna är uppmätta.

Värt att notera är att alla kondensatorerna håller lägre kapacitans än nominellt och flera till och med ligger utanför det toleransintervall som tillverkarna anger, trots att ingen DC-förspänning låg över dem vid mätningen. Detta bör man tänka på när man väljer komponentvärden och -antal i de fall kapacitansen är viktig som t.ex. vid val av utgångskondensatorer till DC/DC-omvandlare.

Mätningarna gjordes med nätverksanalysator med en fixtur där kondensatorn shuntade en transmissionsledning. S_{21} -parametern räknades sedan om till impedans. De uppmätta induktanserna hos både 0603 och 0402 är högre än vad som anges i [1], vilket antagligen beror på skillnader i mätmetod. Förmodligen ger den fixtur vi använde lite för höga värden på ESL, åtminstone för små komponenter.

3. PARASITER HOS LAYOUTEN

Det är inte bara parasiterna i själva komponenterna som spelar roll, utan även parasiter på kortet. Kondensatorerna ska som bekant anslutas till planen och detta sker genom kopparmönster och vior. Främst bidrar layouten med ytterligare induktans. Om man gör en bra layout för en avkopplingskondensator så sitter viorna som ansluter den till planen mycket nära lödytorna, och det är därmed induktansen i viorna som dominerar vid sidan om induktansen i själva komponenten. En approximativ formel för induktansen hos ett par av vior ges i [3] och den lyder (efter konvertering till metriska enheter):

$$\text{Ekv 2} \quad L = \frac{\mu}{2\pi} \cdot 2h \cdot \ln\left(\frac{2s}{d}\right)$$

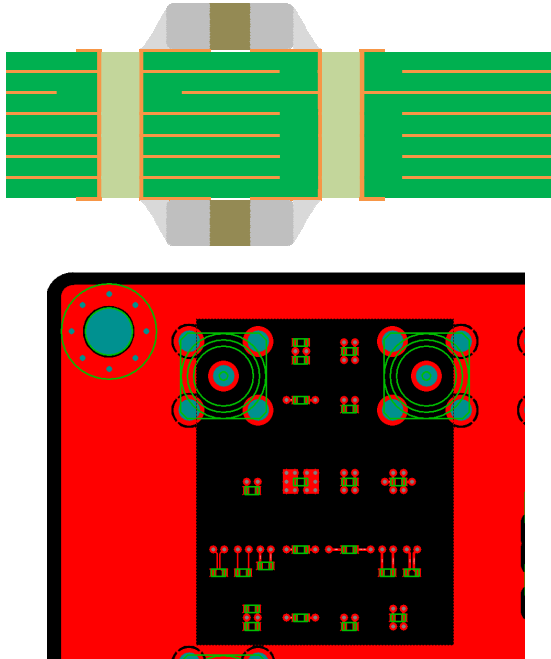
h är viornas längd, d är deras diameter och s centrumavståndet mellan dem. μ är permeabiliteten i vakuum och $\mu/(2\pi) = 2 \cdot 10^{-7}$ H/m. Eftersom avståndet och diametern står innanför logaritmen så är induktansen ganska svagt beroende av dessa, medan den beror linjärt på viornas längd. Vill man hålla nere induktansen ska man alltså ha kort avstånd i kortet mellan avkopplingskondensatorerna och de plan de avkopplar samt minimera avståndet mellan viorna och i den mån det är möjligt ha stor håldiameter. Som oftast när det gäller formler för induktans så är denna formel inte exakt och det finns ett antal antaganden man gjort för att förenkla matematiken, bland annat att hela magnetfältet från viorna ligger instängt mellan två plan, vilket inte är sant för den del av viorna som sticker upp ovanför planen. Dock ger formeln en fingervisning om hur olika parametrar påverkar induktansen samt ungefär hur stor den blir.

3.1. MÄTNINGAR PÅ AVKOPPLINGSLAYOUTER

En approximativ formel för induktansen hos ett par av vior är ju bra att ha, men den säger inget om effekten av de andra kompromisser man kan tvingas till när man utformar layouten för sina kondensatorer. För att kvantitativt undersöka hur olika layoutvarianter inverkar på induktansen så tillverkades ett testkort med tvärsnitt och layout enligt *Figur 5*.

Kortet har åtta lager varav lager 2 samt 4-7 är jordplan och lager 3 är spänningsplan. Isolationen mellan lagren är 0,2 mm, vilket gör att avståndet från spänningsplanet till ovasidan är 0,4 mm och motsvarande avstånd till undersidan är 1,2 mm. Eftersom identisk layout finns på båda sidor av kortet kan man även testa effekten av olika långa vior.

För att mäta impedansen hos de olika layouterna gjordes S_{21} -mätningar med en nätverksanalysator. Signalen från port 1 matades in i en SMA-kontakt inlörd i den vänstra SMA-hålbilden på kortet och signalen till port 2 togs ut via en annan SMA-kontakt lödd på undersidan av kortet direkt på den första SMA-kontaktens ben. (Den högra positionen för en SMA-kontakt som syns i *Figur 5* användes alltså inte vid mätningarna.)




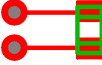
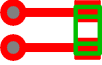
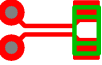
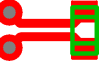
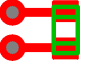


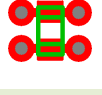
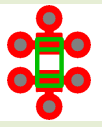
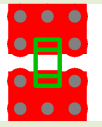

Figur 5. Testkortet i genomskärning samt layouten för ovasidan. Undersidans layout är identisk.

Resultatet av S_{21} -mätningarna är filer med amplitud- och fasförhållandet mellan testkortets utgående och inkommande signal vid olika frekvenser. Dessa värden kan enkelt räknas om till impedans hos avkopplingen som funktion av frekvens enligt [4] och Appendix A.

I ett frekvensområde mellan kondensatorns serieresonans och den parallellresonans som uppstår mellan kondensatorns induktans och kapacitansen hos kortets plan, dominerar kondensatorns induktans och det blir därmed lätt att räkna ut induktansen. En förutsättning för att induktansen ska dominera är att det är ett stort frekvensmässigt avstånd mellan serie- och parallellresonanserna. Detta uppnås genom att använda en kondensator med stor kapacitans ($1 \mu\text{F}$ i detta fall) och hålla nere kapacitansen hos planen genom att inte göra kortet onödigt stort.

3.2. MÄTRESULTAT OCH SLUTSATSER

Resultaten från mätningarna av parasitinduktansen hos ett antal olika layouter, inklusive kondensator, visas i *Tabell 3*.

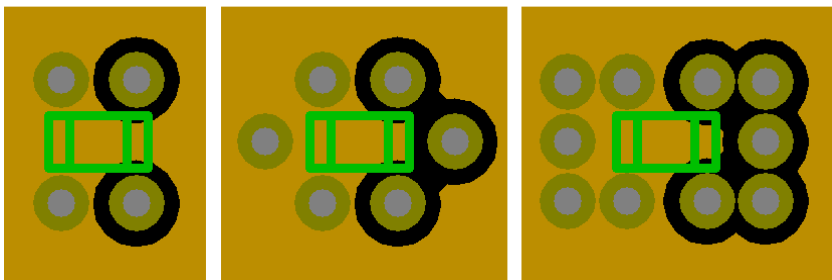
	A	B	C	D	E	F
Layout						
C/C-avst., vior:	3,1	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8
Ledarbredd:	0,2	0,1	0,2	0,1	0,2	0,2
Ledarlängd:	1,1	1,7	1,7	2,0	2,0	1,2
Induktans, ovansidan	1,33 nH	1,82 nH	1,60 nH	1,68 nH	1,44 nH	1,18 nH
Induktans, undersidan	1,65 nH	2,16 nH	1,86 nH	1,96 nH	1,72 nH	1,46 nH
	G	H	I	J	K	L
Layout						
C/C-avst., vior:	2,1	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8
Ledarbredd:	0,2	0,2	0,2	0,2	-	0,2
Ledarlängd:	0,63	0,65	0,65	0,65	-	0,65
Induktans, ovansidan	0,90 nH	0,78 nH	0,55 nH	0,64 nH	0,58 nH	0,50 nH
Induktans, undersidan	1,23 nH	1,05 nH	0,71 nH	0,77 nH	0,71 nH	0,76 nH

Tabell 3. Uppmätt parasitinduktans hos några olika avkopplingslayouter. Måtten är i mm.

Man kan göra ett antal intressanta observationer utgående från mätresultaten:

1. Om man jämför A med F och G med H ser man att man vinner på att hålla samman viorna riktigt tätt. Vid 0,8 mm centrum-till-centrum-avstånd är induktansen ca 0,15 nH lägre för en kondensator på ovansidan och ca 0,2 nH lägre för en kondensator på undersidan, än om viorna sitter långt isär. Detta vid i övrigt lika långa ledare.
2. En jämförelse av B och C respektive D och E visar att man kan sänka induktansen genom att göra ledare breda. Detta är bra att tänka på om man tvingas ha viorna en bit bort från kondensatorn.
3. B och D samt C och E visar att induktansen minskar om ledarna läggs tätt intill varandra istället för en bit bort, även om ledarlängden ökar något av att man drar ihop ledarna.
4. Värdena från C, F och H (samt A och G) visar att en förkortning av ledarlängden med 1 mm (dvs när viorna sitter 0,5 mm närmare kondensatorn) ger en minskad induktans med 0,4 nH. Resultatet gäller för ledare som är 0,2 mm breda, men principen är viktig och

- visar att det är extremt viktigt att hålla nere ledarlängden om man vill få ut så bra avkopplingseffekt som möjligt för varje kondensator. Att induktansen är i storleksordningen 0,5 nH/mm för vanliga ledare är ibland en bra tumregel.
5. Medelvärde av induktansskillnaden för kondensatorer monterade på undersidan respektive ovsidan i de fall viorna sitter på 0,8 mm avstånd är 0,28 nH. Man kan alltså vinna en del på att montera kondensatorerna på den sida av kortet som är närmast planen som ska avkopplas.
 6. Skillnaden mellan H och I visar att ett extra par av vior minskar induktansen. När det gäller fall I så är totala induktansen bara 0,11 nH högre än den induktansen som Murata anger för själva kondensatorn (0,44 nH), vilket tyder på att layouten är ungefär så bra som den kan bli.
 7. H och I visar också att man vinner mer på att dubblera viorna när viorna är långa (alltså när kondensatorn sitter på en sida av kortet långt från spänningsplanet). Detta beror såklart på att viorna står för en större del av induktansen om viorna är långa och att det främst är viainduktansen man reducerar med denna metod.
 8. Skillnaden mellan H och L visar när det kan vara ok att låta två kondensatorer dela samma vior samt när det är mycket bättre att låta kondensatorerna ha sina egna vior. Att använda två kopior av layout H hade gett 0,39 nH (ovsidan) och 0,53 nH (undersidan). Layout L har inte så mycket högre induktans på ovsidan (0,50 nH dvs. 25 % högre), men på undersidan får man inte riktigt lika bra valuta för pengarna man betalt för sin extra kondensator (0,76 nH dvs. 50 % högre), så när viorna är långa kan man knappast rekommendera att låta flera kondensatorer dela på samma vior.
 9. En jämförelse av I, J och K ger det överraskande resultatet att induktansen ökar när fler än två vior används per lödyta. Fem vior är visserligen något bättre än tre, men fortfarande inte bättre än två. Förklaringen till detta är med största sannolikhet att de tre respektive fem viorna skär en relativt lång slits i de plan de passerar genom utan att ansluta till och därmed ökar induktansen i själva planen. Detta visas i *Figur 6*.







Figur 6. Jordplanet runt layouterna med 2, 3 respektive 5 vior per lödyta. Med 3 och 5 vior skärs planet sönder och planets induktans ökar.

3.3. JÄMFÖRELSE MELLAN BERÄKNADE OCH UPPMÄTTA VÄRDEN

Låt oss testa *Ekv 2* mot de uppmätta värdena. Denna ekvation tar alltså bara hänsyn till induktansen hos ett via-par och den är därför mest tillämplig på layouterna G och H där ledarna är korta och kondensatorn bara är ansluten till ett via-par.

Tabell 4 sammanställer induktansvärdena som ges av Ekv 2, samt den totala induktans man får när man lägger till induktansen hos kondensatorn (0,44 nH) för layout G och H. Som synes ger dessa beräkningar ett värde som är ca 0,25 nH lägre än de uppmätta värdena och förmodligen kan skillnaden hänföras till lödtyorna och ledarna mellan kondensatorn och viorna. Om viorna är korta och/eller sitter mycket tätt så är alltså deras induktans inte helt dominerande och man bör därför inte försumma induktansen hos layouten i övrigt ens om viorna sitter helt nära lödtyorna. Med denna justering stämmer mätningarna och Ekv 2 väl överens, men fler experiment skulle egentligen behövas för att ytterligare bekräfta dess applicerbarhet i olika fall.

	G, ovansidan	G, undersidan	H, ovansidan	H, undersidan
Layout				
Avst. till plan (h):	0,4 mm	1,2 mm	0,4 mm	1,2 mm
C/C-avst., vior (s):	2,1 mm	2,1 mm	0,8 mm	0,8 mm
Viadiameter (d):	0,3 mm	0,3 mm	0,3 mm	0,3 mm
$L = \frac{\mu}{2\pi} \cdot 2h \cdot \ln\left(\frac{2s}{d}\right)$	0,18 nH	0,55 nH	0,12 nH	0,35 nH
L, kondensator	0,44 nH	0,44 nH	0,44 nH	0,44 nH
L, totalt	0,62 nH	0,99 nH	0,56 nH	0,79 nH
L, uppmätt	0,90 nH	1,23 nH	0,78 nH	1,05 nH
Skillnad	0,28 nH	0,24 nH	0,22 nH	0,26 nH

Tabell 4. Jämförelse mellan beräknad och uppmätt parasitinduktans hos några olika avkopplingslayouter.

3.4. MER OM INDUKTANS HOS AVKOPPLING

Att minimera induktansen hos layouten lönar sig ännu mer om man använder lite mer exotiska kondensator kapslar som 0306 eller 0508 där anslutningsterminalerna ligger längs komponentens långsidor istället för längs kortsidorna. Denna typ av kapsel har radikalt mindre ESL än vanliga avkopplingskondensatorer (ner mot 0,05 – 0,15 nH enligt [1]) och för att dra nytta av det behöver man en mycket god layout. En nackdel med sådana kondensatorer är dock pris och tillgänglighet, men har man behov av extremt bra prestanda vid frekvenser mellan ca 10 MHz och 1000 MHz så kan de vara ett alternativ.

Något man oftast bör undvika om man vid höga frekvenser vill få valuta för pengarna man lägger på avkopplingskondensatorer är som nämnts att låta flera kondensatorer dela på samma par av vior. Om induktansen hos viorna är betydande relativt induktansen hos kondensatorerna (vilket den ofta är) så vinner man mycket lite på att ansluta ytterligare en kondensator till samma vior eftersom via-induktansen inte minskar när den extra kondensatorn läggs till. Ett specialfall där man trots allt med fördel kan låta två kondensatorer dela på ett via-par är när kondensatorerna sitter på motstående sidor av kortet. Då går nämligen strömmen genom de två kondensatorerna i olika delar av viorna och resultatet blir detsamma som om man haft separata vior.

3.5. AVLÄGSEN AVKOPPLING

Hur viktigt är det att en kondensator sitter nära den krets den ska avkoppla? Det avgörande vid frekvenser som är så pass låga – och avstånd som är så pass korta – att transmissionsledningseffekter inte börjar spela roll är rimligen induktansen mellan kondensatorn och den avkopplade kretsen. I de flesta fall kan man försumma transmissionsledningseffekterna om avståndet är mindre än en tjugondel av våglängden. Utbredningshastigheten i spännings-/jordplanen är normalt åtminstone halva ljushastigheten och för t.ex. 100 MHz blir då våglängden 1,5 m. En tjugondel av detta är ca 7 cm, så vid 100 MHz och avkoppling som sitter närmare än 7 cm så bör det bara vara induktansen som är intressant. Vid högre frekvenser, säg 1 GHz, är detta avstånd bara 7 mm och vi ska senare se att vanlig avkoppling inte alls är effektiv över 500-1000 MHz. Vid så höga frekvenser har planens kapacitans oftast tillräckligt låg impedans för att dominera över avkopplingen vars serieinduktans är alltför stor samtidigt som transmissionsledningseffekter gör att mer avlägsna avkopplingskondensatorer inte bidrar.

Att beräkna induktansen som tillförs av spännings- och jordplanen för en kondensator som sitter en bit ifrån störkällan är inte helt enkelt. I [4] hävdas att induktansen ligger i storleksordningen 0,005 nH/mm. Detta motsvarar en transmissionsledningsimpedans på knappt 1 Ω för ett vanligt kort byggt med FR4-laminat, vilket kanske kan anses som rimligt hos ett spänningsplan som ligger mycket nära ett jordplan. Siffran bör nog trots allt tas med en stor nypa salt.

Howard Johnson argumenterar i [3] för att man kan beräkna den extra induktansen orsakad av planen mellan en avkopplingskondensator och en mätpunkt (t.ex. en krets som ska avkopplas) genom att använda *Ekv 2* på via-paret som bildas av ena vian vid kondensatorn och ena vian vid mätpunkten och låta h vara avståndet mellan planen. Här är antagandet att magnetfälten från viorna helt innesluts mellan planen mer korrekt än i exemplet ovan där formeln användes, men det är kanske inte uppenbart att planen själva inte bidrar med någon signifikant induktans. *Tabell 5* visar induktansen enligt denna formel för några tänkbara dimensioner.

Avstånd (mm)	Via-diameter (mm)	Planavstånd (mm)	Induktans (nH)
1	0,3	0,2	0,15
10	0,3	0,2	0,34
100	0,3	0,2	0,52
10	0,3	0,4	0,67
10	0,5	0,2	0,30

Tabell 5. Induktans orsakad av avståndet mellan kondensator och mätpunkt enligt *Ekv 2*.

Att tiodubbla avståndet mellan mätpunkt och avkoppling ökar alltså induktansen med ca 0,19 nH, medan en dubbling av avståndet mellan planen dubblar induktansen. Detta illustrerar dels att det är fördelaktigt att ha så litet avstånd mellan planen som möjligt och dels att avkopplingskondensatorer som sitter en signifikant bit bort från en viss krets ändå bidrar till att avkoppla kretsen.

3.6. SLUTSATSER

En mycket viktig slutsats är att induktansen man inför om man har en extra millimeter ledare mellan en avkopplingskondensator och dess vior (ca 0,5 nH/mm enligt tumregeln) kan vara betydligt större än induktansen som införs om man ökar avståndet mellan kretsen och kondensatorn med 10 mm. Det lönar sig alltså betydligt mer att fokusera på att minska induktansen mellan varje kondensator och planen än att försöka placera kondensatorerna väldigt nära kretsarna som ska avkopplas. Åtminstone för frekvenser upp till några hundra MHz på kort där spännings- och jordplanen ligger nära varandra.

4. MÄTNINGAR PÅ SPÄNNINGSPLAN

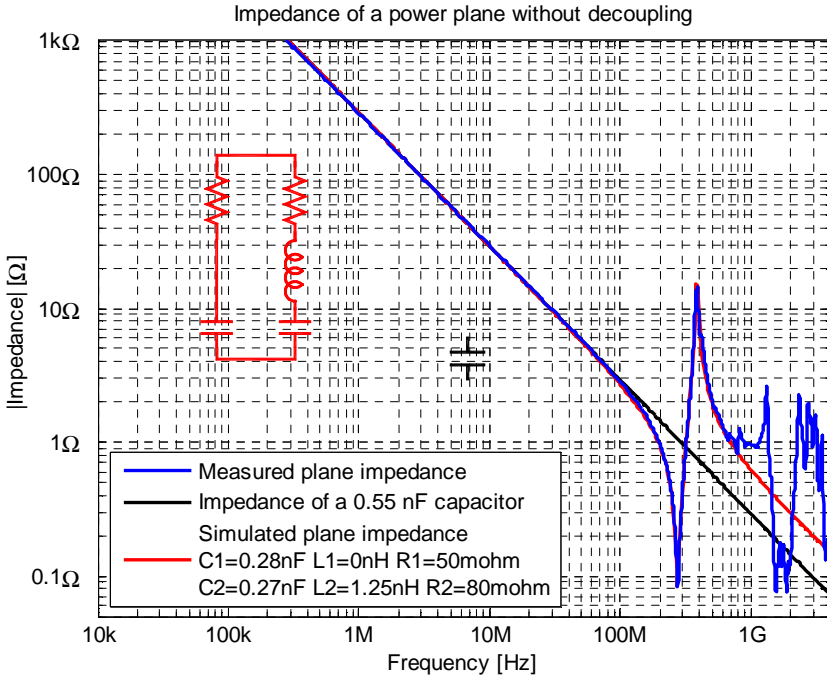
I detta avsnitt presenterar vi resultat och slutsatser från mätningar på ett verkligt kretskort bestyckat med olika konfigurationer av avkopplingskondensatorer.

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 bland annat denna anledning förbättras högfrekvensegenskaperna hos avkopplingen om man bygger upp sitt mönsterkort så att jord- och spänningsplan ligger så nära varandra som möjligt. En annan anledning till att hålla litet avstånd mellan planen är att det minskar induktansen mellan avkopplade kretsar och avkopplingskondensatorer, vilket även det förbättrar avkopplingen.

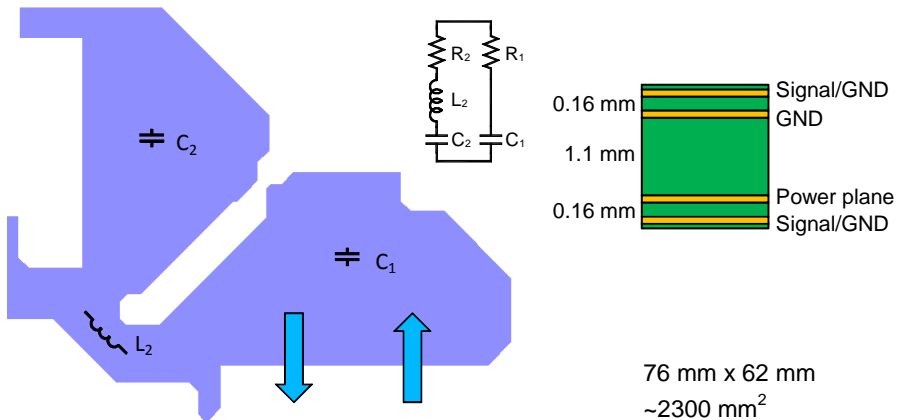
Figur 7 visar uppmätt och simulerad impedans hos ett litet spänningsplan utan avkoppling på ett 4-lagerskort. Den lågfrekventa delen av kurvan är identisk med kurvan för en kondensator på 550 pF, men sedan uppstår ett par resonanser. Dessa kan modelleras i simuleringen genom att man delar upp planets kapacitans i 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 hitta någon modell som passar in på den eftersom det förmodligen inte skulle ge så mycket ökad förståelse för vad som händer.

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 8*. 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 i geometrin. Pilarna anger var nätverksanalysatorns portar anslöts via SMA-kontakter inlödda på obestyckade lödtytor för avkopplingskondensatorer på kortets undersida.

Planet består alltså av två större ytor förbundna med en smal sektion. Det är den smala delen som modelleras med en induktans och de två ytorna som modelleras med varsin kapacitans. Mätningen som gjordes var en S_{21} -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. I Appendix A beskrivs mätmetoden närmare.



Figur 7. Uppmätt och simulerad impedans hos ett spänningsplan.



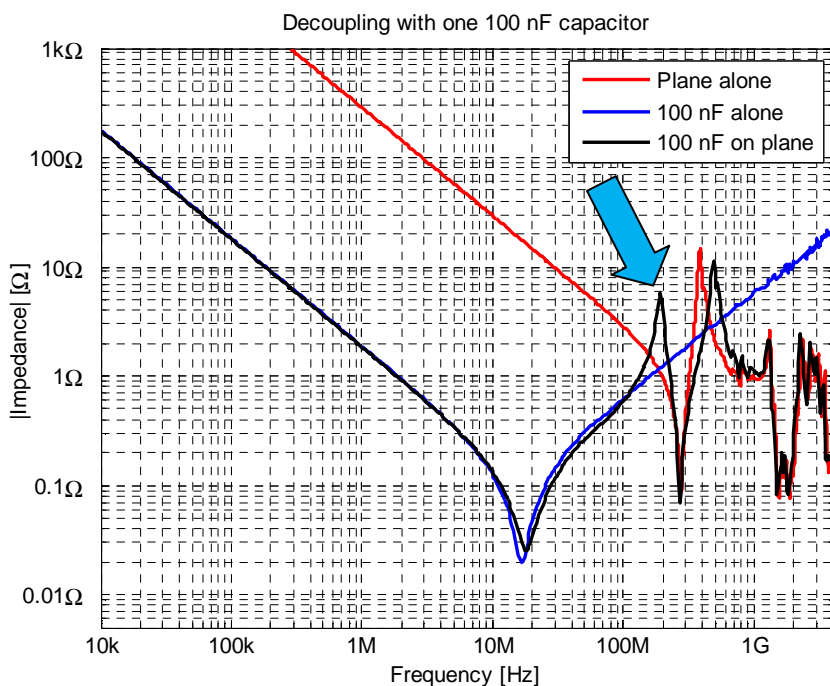
Figur 8. Spänningsplanets geometri, ungefärliga mätpunkter (blå pilar), ekvivalent krets och kortets uppbyggnad i genomskärning.

Av kortuppbyggnaden framgår att huvuddelen av kapacitansen inte finns mellan spänningsplanet på lager 3 och det egentliga jordplanet på lager 2, utan mellan spänningsplanet och det jordplan

som fyller ut det överblivna 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 sammanhängande jordplan och/eller direkt till de komponentben som ska avkopplas.

4.1. PLAN MED AVKOPPLING

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 8), förutom de stora kondensatorerna (47 μF och uppåt) som placeras omedelbart till vänster om den smala sektionen.



Figur 9. Plan med en avkopplingskondensator. En ny resonanstopp har dykt upp.

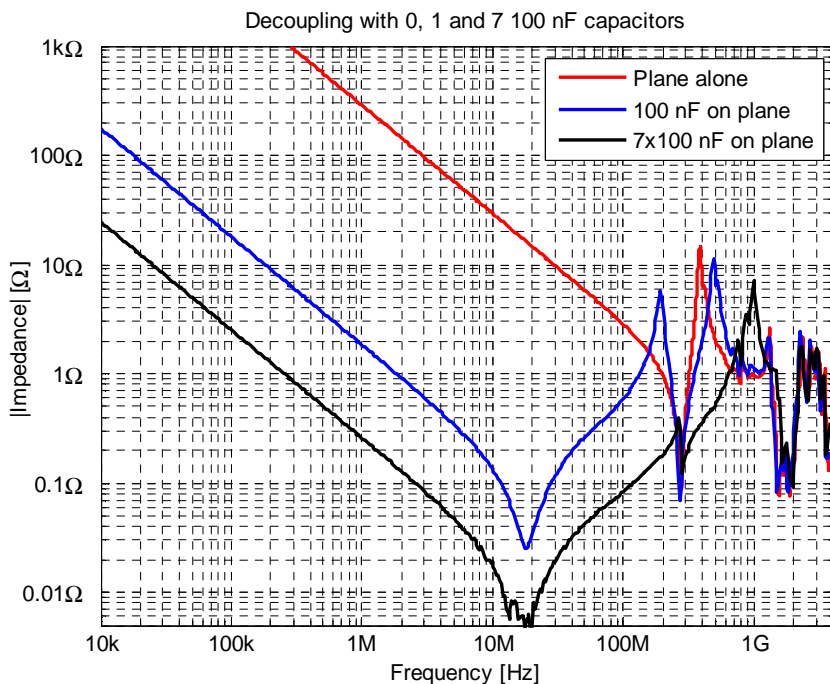
Figur 9 visar vad som händer om man kopplar in en 100nF 0603-kondensator till planet. Upp till 100 MHz är impedansen identisk med den hos en ensam 100nF-kondensator och klart lägre än för planet självt, vilket ju är önskvärt. Vid ca 200 MHz, strax under planets serieresonans, uppstår en parallellresonans (markerad av pilen) mellan avkopplingskondensatorns induktans och planets kapacitans. Denna resonans orsakar en impedanstopp på 6 Ω , 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.

Det mesta blev alltså bättre eller lika bra som om ingen avkoppling använts, men en ny oönskad och utpräglad parallellresonans uppstod.

4.2. FLERA KONDENSATORER

Oftast har man ju inte bara en enda avkopplingskondensator. Låt oss se vad som händer om man kopplar in sju stycken av samma sort. Resultatet illustreras i *Figur 10*.



Figur 10. Jämförelse mellan avkoppling med noll, en respektive 7 st 100nF-kondensatorer.

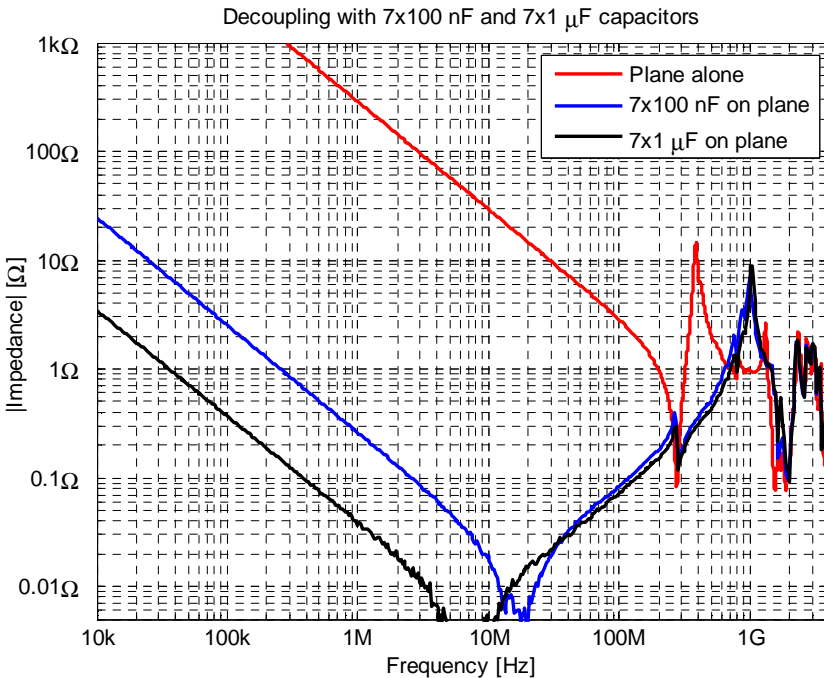
Förutom att impedansen som väntat sjunker vid låga frekvenser (där kondensatorernas kapacitans dominerar) och medelhöga frekvenser (där kondensatorernas induktans dominerar) så ser vi ytterligare ett intressant och positivt fenomen, nämligen att resonansstoppen som dök upp vid 200 MHz när man hade bara en avkopplingskondensator blir mindre utpräglad när man lägger till fler kondensatorer. Dessutom flyttas en annan resonansstopp 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 från den punkt på planet som vi mäter på 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. Alternativt kanske det finns möjlighet att förändra planets geometri så att det blir mer sammanhängande (minska L_2) och/eller större (öka $C_1 + C_2$)

4.3. HÖGRE KAPACITANS

Som nämnts tidigare 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 11* jämförs uppmätt impedans när planet avkopplas med 7 st 100nF-kondensatorer respektive när det avkopplas med 7 st 1- μ F-kondensatorer. Om myten är korrekt så ska detta leda till sämre egenskaper vid höga frekvenser. Som väntat är impedansen betydligt lägre vid låga frekvenser (om än inte riktigt 10 gånger lägre eftersom den verkliga kapacitansen inte riktigt är 1 μ F hos de större kondensatorerna). Vid 40-1000 MHz är 1 μ F aningen bättre än 100 nF och endast i ett litet område runt 100nF-kondensatorernas resonansfrekvens på knappa 20 MHz 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.

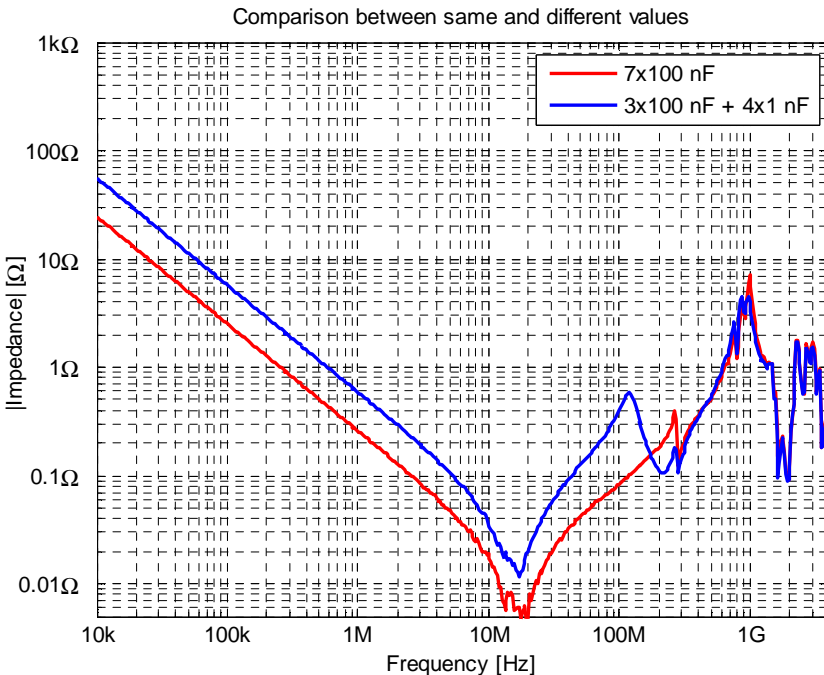


Figur 11. Jämförelse mellan avkoppling med 100 nF och 1 μ F.

4.4. LÄGRE KAPACITANS

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 12* 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 1nF-kondensatorerna är serieresonanta (jämför *Figur 1*) 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 kondensatorer med serieresonansfrekvenser som ligger långt från varandra. Om möjligt är det alltså bättre att hålla sig till ett värde. Mer om detta senare.

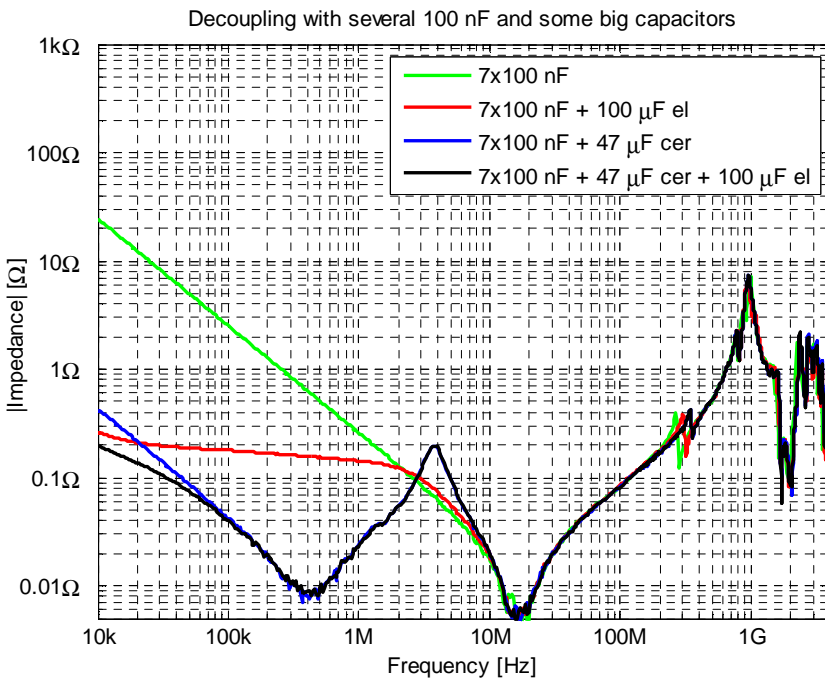


Figur 12. Jämförelse mellan avkoppling med enbart 100 nF och där några kondensatorer ersatts av 1 nF.

4.5. STÖRRE KONDENSATORER

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 13* visar vad som händer om man kopplar in olika typer av större kondensatorer tillsammans med 7 st 100nF-kondensatorer. Över 7 MHz är inverkan minimal, men vid lägre frekvenser sjunker impedansen som väntat, förutom att en keram på 47 μF med sin låga ESR ger en liten resonansstopp (parallellresonans mellan induktansen hos 47 μF och kapacitansen hos 7 st 100 nF). Elektrolyten med sin relativt höga ESR ger ingen resonansstopp, men dess ESR begränsar också hur långt ned impedansen kan sjunka som lägst i det område där elektrolytens impedans (eller snarare admittans) dominerar.

De stora kondensatorerna i dessa exempel gjorde alltså avkopplingen betydligt bättre under 1 MHz utan att orsaka någon dramatisk försämring vid högre frekvenser.



Figur 13. Jämförelse mellan olika stora kondensators inverkan på avkopplingen.

Myten om fördelen med små kapacitansvärden för att avkoppla höga frekvenser härrör förmodligen från att det framförallt förr i tiden fanns ett starkt beroende mellan låg kapacitans (t.ex. i en hålmonterad keramisk skivkondensator) och relativt sett låg ESL, medan högre kapacitans (t.ex. i en elektrolyt) medförde betydligt större ESL. Med de komponenter som är aktuella för avkoppling idag (keramer i storlekar som 0402 och 0603) leder myten oftast fel eftersom ESL är i stort sett oberoende av kapacitansen.

5. TEORI OCH SIMULERINGAR

I detta avsnitt generaliserar vi observationerna från de tidigare kapitlen och skaffar oss lite mer teoretisk insikt genom att räkna på och simulera några olika fall. Även om det blir ganska många formler så är inte matematiken och kretsteorin mer avancerad än gymnasienivå och den leder till en del intressanta och praktiskt användbara insikter.

Men först ett par ord om serie- respektive parallellresonans som redan nämnts några gånger tidigare utan närmare förklaring. Med serieresonans menas att summan av reaktanserna i en serie- LCR-krets som till vänster i *Figur 14* vid någon frekvens blir noll. Detta orsakar ett impedansminimum lika med det resistiva elementets resistans. Med parallellresonans menas att de reaktiva elementen i parallellkopplade grenar (som till höger i *Figur 14*) hamnar i resonans med varandra, vilket orsakar ett maximum i impedansen. Mer precist kan man beskriva parallellresonans som att summan av susceptanserna (de imaginära delarna hos admittanserna) hos grenarna vid någon frekvens blir noll, vilket resulterar i ett reellt minimum i den totala admittansen. Ett minimum i admittansen är samma sak som ett maximum i impedansen och är alltså något oönskat i avkopplingsammanhang.



Figur 14. Ekvivalenta kretsar för en ensam kondensator respektive två parallellkopplade kondensatorer.

Man kan visa att serie- och parallellresonansstoppar alternerar längs frekvensaxeln för kretsar som består av parallellkopplade LCR-länkar [4]. Det ligger alltså alltid en parallellresonansstopp mellan frekvenserna för två serieresonansstoppar och vice versa.

Ett fenomen som vi kunde observera i ett par mätningar var att det uppstod parallellresonansstoppar när kondensatorer med olika serieresonansfrekvenser parallellkopplades. Låt oss se om vi kan härleda detta med hjälp av lite kretsteori samt försöka dra några slutsatser av resultaten. Beräkningarna är delvis hämtade från [5]. Vi studerar parallellkopplingen av två kondensatorer, med ekvivalent krets enligt högra delen av *Figur 14*. För att få rimligt enkla beräkningar som ger någon insikt så har vi satt ESR respektive ESL lika medan kapacitanserna skiljer sig åt. Som vi tidigare sett kan 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. Vi ska senare utföra simuleringar för att se om resultaten verkar stämma även om ESR skiljer sig åt.

Parallellresonansfrekvensen blir:

$$\text{Ekv 3} \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} (ESL + ESL)}}$$

Om ESR är lika för kondensatorerna gäller vid parallellresonansen att reaktanserna (X) hos de två kondensatorerna är identiska men har olika tecken:

$$\text{Ekv 4} \quad Z_1 = ESR + j \cdot X_1 \quad (\text{impedansen hos kondensator 1})$$

$$\text{Ekv 5} \quad Z_2 = ESR + j \cdot X_2 \quad (\text{impedansen hos kondensator 2})$$

$$\text{Ekv 6} \quad X_1 = \omega ESL - \frac{1}{\omega C_1} \quad (\text{reaktansen hos kondensator 1})$$

$$\text{Ekv 7} \quad X_{1p} = -X_{2p} \quad (\text{reaktanserna vid parallellresonans})$$

En mindre räkneinsats ger att totala impedansen vid parallellresonans är:

$$\text{Ekv 8} \quad Z_p = \frac{ESR}{2} + \frac{X_p^2}{2ESR} \approx \frac{X_p^2}{2ESR}$$

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 försumrats vid approximationen i slutet av Ekv 8 – blir stor. Genom att derivera Ekv 8 kan man lätt visa att optimum är att ESR är lika med X_p , dvs. ESR ska vara lika stor som reaktansen hos den enskilda kondensatorn vid resonansfrekvensen. För vanliga keramiska kondensatorer är ESR alltid lägre än optimum och för vanliga elektrolyter är den alltid högre.

Ytterligare lite räknande ger:

$$\text{Ekv 9} \quad X_p^2 = \frac{ESL(C_1 - C_2)^2}{2C_1 C_2 (C_1 + C_2)} \quad (\text{reaktansen i kvadrat hos endera kondensatorn vid resonans})$$

$$\text{Ekv 10} \quad Z_p = \frac{ESR}{2} + \frac{ESL(C_1 - C_2)^2}{4C_1 C_2 (C_1 + C_2) ESR} \approx \frac{ESL(C_1 - C_2)^2}{4C_1 C_2 (C_1 + C_2) ESR} \quad (\text{impedansen vid resonans})$$

Som sagt finns det ett optimum för ESR, nämligen X_p , eller om man så vill, optimum för X_p är ESR. I normalfallet kan man inte ändra ESR fritt, men man kan försöka sänka X_p så att det hamnar närmare ESR. Enligt Ekv 9 kan detta åstadkommas genom att göra:

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

Ovanstående åtgärder minskar alltså den oönskade parallellresonansstoppen. Om man har vanliga keramiska kondensatorer med rejält olika värden 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 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.

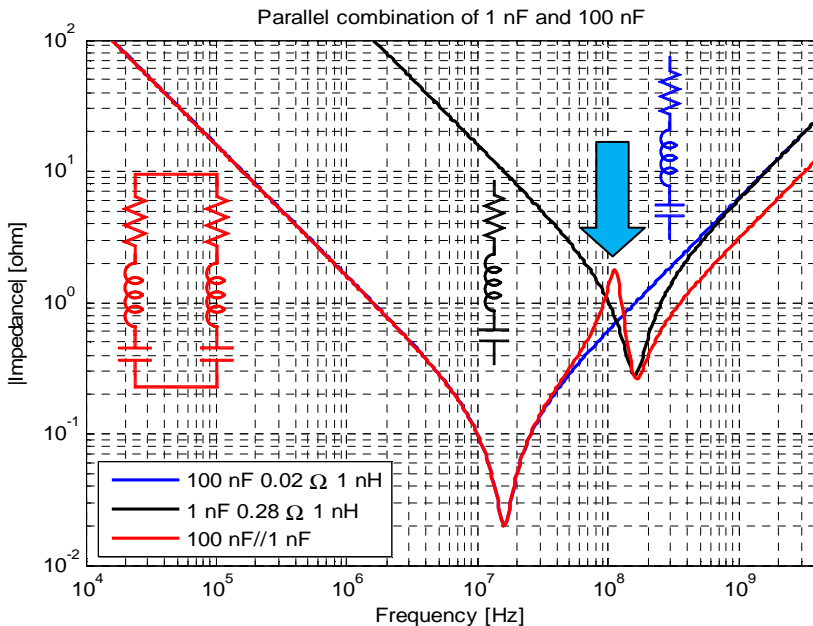
5.1. TVÅ HELT OLIKA KONDENSATORER

Låt oss titta på några specialfall. Vi börjar med två kondensatorer med helt olika värden, dvs. $C_2 \ll C_1$. Om detta sätts in i *Ekv 10* får man:

$$\text{Ekv 11} \quad Z_p \approx \frac{ESL(C_1 - C_2)^2}{4C_1C_2(C_1 + C_2)ESR} \approx \frac{ESL \cdot C_1^2}{4C_1C_2C_1ESR} = \frac{ESL}{4C_2ESR}$$

Ekv 11 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 Ω) med 1 nF 0603 (1 nH, 0,28 Ω) så är visserligen inte resistanserna lika, men vi kan prova att använda *Ekv 11* ändå genom att sätta in medelvärdet av ESR. Formeln förutsäger en resonansstopp på knappt 2 Ω och det stämmer väl med resultatet av en mer detaljerad simulering som visas i *Figur 15*.



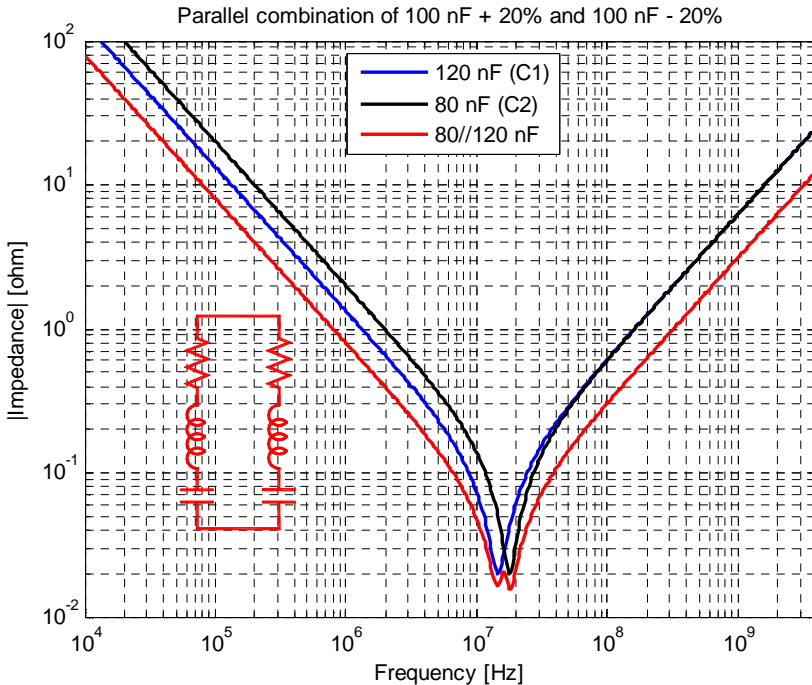
Figur 15. Parallellkoppling av 1 nF och 100 nF ger en önskad resonansstopp vid 110 MHz. Figuren visar impedansen för kondensatorerna var för sig samt den totala impedansen när de parallellkopplats.

5.2. TVÅ SNARLIKA KONDENSATORER

Om vi istället parallellkopplar två kondensatorer med närliggande värden blir situationen en annan. Låt den ena kondensatorn ha kapacitansen $C_1 = (1 + \varepsilon)C$ och $C_2 = (1 - \varepsilon)C$ där $0 < \varepsilon \ll 1$. Detta insatt i Ekv 10 ger:

$$\text{Ekv 12} \quad Z_p = \frac{ESR}{2} + \frac{ESL(C_1 - C_2)^2}{4C_1 C_2 (C_1 + C_2) ESR} \approx \frac{ESR}{2} + \frac{ESL \cdot 4\varepsilon^2 C^2}{4C^2 2C \cdot ESR} = \frac{ESR}{2} + \frac{ESL \cdot \varepsilon^2}{2C \cdot ESR}$$

Ekv 12 säger att om man har kondensatorer med närliggande värden parallellkopplade så är parallellresonansstopps höjd över $ESR/2$ proportionell mot kvadraten på avvikelser från medelvärdet, dvs. den blir väldigt liten om avvikelserna är små. 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 resonansstopp. ε^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 12.



Figur 16. Endast en mikroskopisk resonansstopp uppstår om kondensatorer med närliggande värden parallellkopplas.

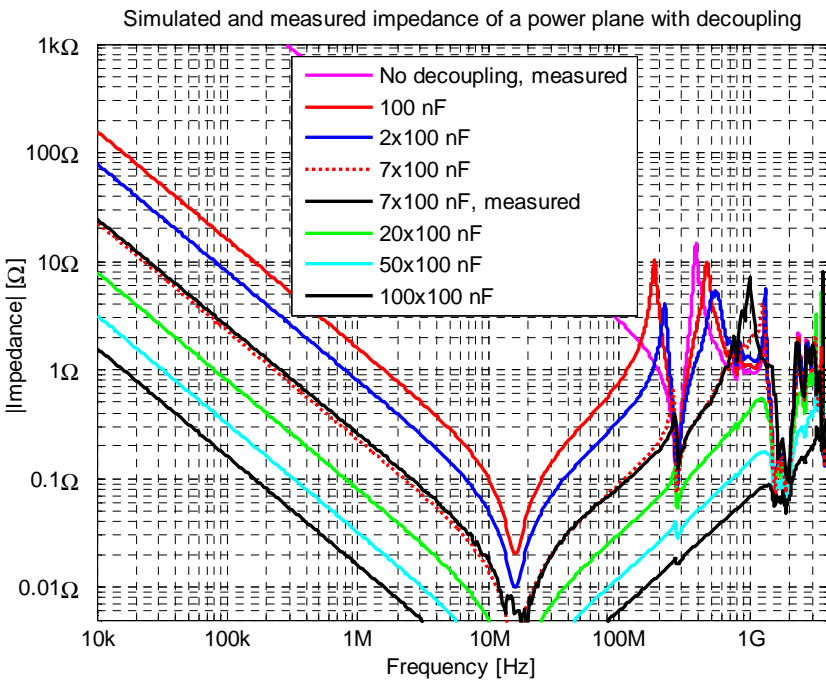
Ett realistiskt exempel är två st 100 nF 0603 där den ena har maxtolerans och den andra mintolerans, dvs. den ena har värdet 120 nF och den andra 80 nF. Vidare räknar vi med 1 nH ESL och 0,02 Ω ESR. Här blir resonansstoppen endast 0,02 Ω , dvs. nästan 100 gånger bättre än när 100 nF parallellkopplades med 1 nF. Kurvorna från en simulering visas i Figur 16. 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.

5.3. 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 otrevliga resonansstoppar. Matematiken blir krånglig om man ska räkna på det för hand, men simulering är lätt och det är möjligt att göra mätningar.

Figur 17 visar simulerad impedans hos ett plan där enbart 100nF-kondensatorer kopplats in. Vid simuleringarna har verkliga mätdata för planets impedans satts in i formeln för parallellkoppling av impedanser.



Figur 17. Simulerad impedans hos ett plan med olika många avkopplingskondensatorer. Även ett par uppmätta kurvor finns med.

Tre viktiga slutsatser kan dras av simuleringen:

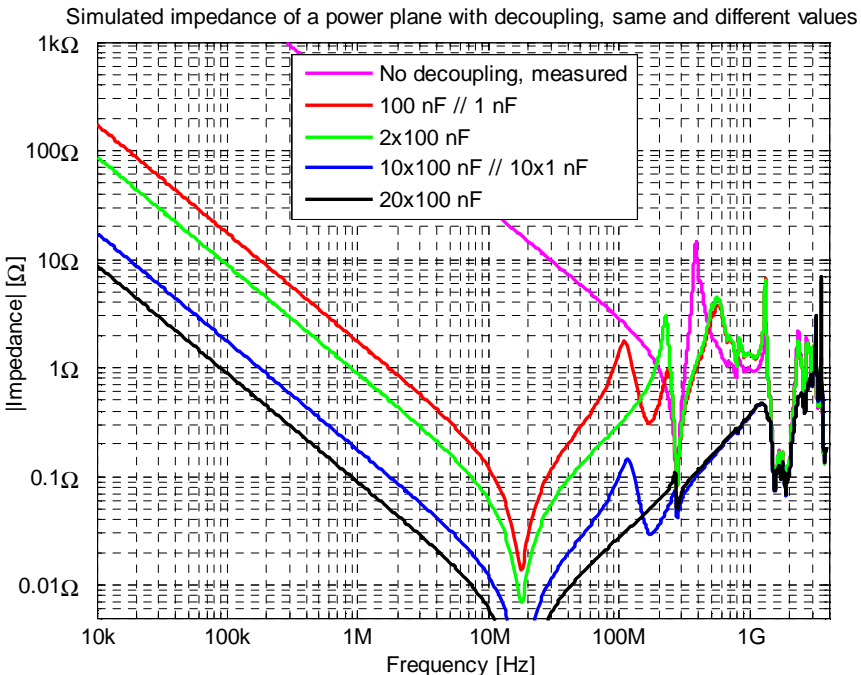
1. Parallellresonanserna blir mindre utpräglade ju fler kondensatorer man använder.
2. Impedansen blir allt bättre (lägre) ju fler kondensatorer som används.
3. Över ca 1 GHz har avkopplingen mycket liten effekt och det är bara planets egen impedans som spelar någon roll såvida man inte har extremt många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

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

Förbättringarna över 1 GHz när man har riktigt många kondensatorer är förmodligen inte helt realistiska med tanke på att så många kondensatorer måste spridas ut över en ganska stor yta och att induktans och transmissionsledningseffekter i planen då minskar effekten av avlägsna kondensatorer vid så höga frekvenser.

5.4. 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 18* 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 1nF-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.



Figur 18. Jämförelse av avkoppling av ett plan med enbart 100 nF och med 100 nF blandat med 1 nF.

Om man t.ex. av utrymmesskal 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. Och vad händer om man i framtiden byter klockfrekvens? Kommer man då ihåg att trimma in en ny resonansfrekvens? 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 låg impedans över stora frekvensområden samtidigt som man undviker parallellresonanser.

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 [6], medan det på annat håll felaktigt hävdas att det är bra att använda lägre kapacitansvärden än nödvändigt.

Exempel på denna missuppfattning finns i [5] och [7]. Misstaget som görs i dessa artiklar är huvudsakligen att man inte insett att storleken på ESL hos olika kapslar som t.ex. 0402 och 0603 är nästan densamma och i stort sett helt oberoende av kapacitansen. Det syns tydligt på att de skissartade impedansplottarna (aldrig uppmätta data) visar V-formade kurvor som ligger på samma höjd och bara är förskjutna i frekvensled för kondensatorer med väldigt olika värden. Detta implicerar att man antar att ESL är omvänt proportionell mot kapacitansen, men som vi visade tidigare är ESL snarast konstant och oberoende av kapacitansen.

Denna insikt tycks tyvärr inte heller ha nått ut till alla stora halvledartillverkare. Ett exempel som inte berör avkoppling av hela plan utan ett enstaka ben på en krets kan man ibland hitta i datablad för AD-omvandlare. Där kan det finnas rekommendationer i stil med: "Avkoppla V_{ref} -benet med $1 \mu\text{F}$ parallellt med 100 pF för att få god avkoppling av referensspänningen vid både höga och låga frekvenser." Om det nu verkligen behövs två komponenter för att hålla nere impedansen (dvs. induktansen) vid höga frekvenser hade det varit bättre att skriva: "Avkoppla V_{ref} med två stycken $1 \mu\text{F}$ -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.

6. SLUTSATSER

De viktigaste resultaten kan sammanfattas med:

1. Avkopplingskondensatorer är effektiva långt över sin serieresonansfrekvens.
2. Minimera induktansen i förbindelsen mellan varje avkopplingskondensator och planen.
3. Det är inte fullt lika viktigt att placera kondensatorer precis vid kretsen de ska avkoppla.
4. Ju fler avkopplingskondensatorer desto bättre (lägre total induktans).
5. 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 resonanstoppar och högre impedans vid låga frekvenser.
6. Högre kapacitans är bättre än lägre (om allt annat, t.ex. kapsel, är lika).
7. Mindre kapsel är något bättre än större (om allt annat, t.ex. kapacitans, är lika).
8. 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.
9. Var noga med layouten:
 - a. Använd korta ledare mellan kondensator och via.
 - b. Lägg en avkopplingskondensators vior nära varandra.
 - c. Använd inte mindre viadiameter än nödvändigt.
 - d. Anslut kondensatorerna till planen med fler än en via per lödyta om det finns plats och man behöver god avkoppling.
 - e. Låt inte flera kondensatorer dela på samma vior såvida de inte sitter på olika sidor av kortet eller viorna är mycket korta.
 - f. Gör planen stora och sammanhängande.
 - g. Undvik att skära sönder plan med närliggande vior som orsakar ofrivilliga slitsar som är flera vior breda. Flytta i så fall någon/några vior för att få kopparbryggor som minskar slitsens längd.
 - h. Specificera ett tunt isolationsskikt (FR4 eller vad som nu används på det aktuella kortet) mellan spännings- och jordplanen för att öka planens kapacitans och minska deras induktans.
 - i. 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.
10. Över ca 1 GHz är effekten av avkopplingskondensatorerna oftast försumbar jämfört med planen och det enda man har att förlita sig på är kapacitansen mellan planen.
11. 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.
12. 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.

SLUTORD

Vi hoppas att denna skrift har ökat förståelsen för hur avkoppling fungerar i praktiken. Kanske har den gett en del praktiskt användbara tips som kan tillämpas för att ge framtida konstruktioner bättre egenskaper när det gäller EMC och integritet hos matningsspänningarna.

Lycka till med konstruerandet!

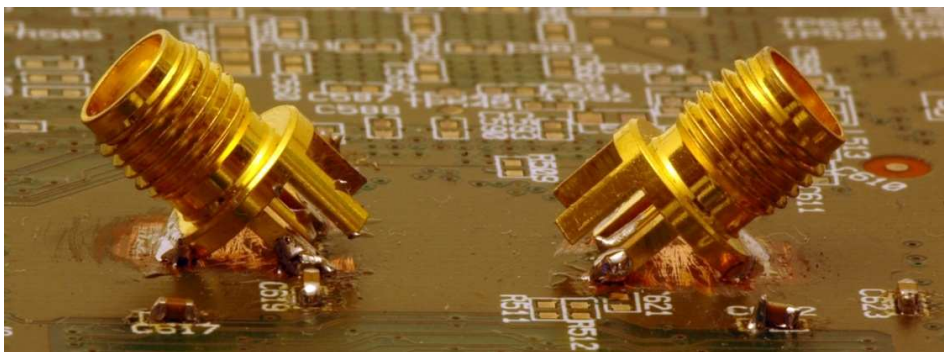
REFERENSER

- [1] "Murata Chip S-Parameter & Impedance Library Version 3.13.1",
<http://www.murata.com/designlib/mcsil/index.html>
- [2] H. Johnson, "Parasitic Inductance of Bypass Capacitor II",
http://www.sigcon.com/Pubs/news/6_09.htm
- [3] H. Johnson, "Parasitic Inductance of Bypass Capacitors",
<http://www.sigcon.com/Pubs/edn/ParasiticInductance.htm>
- [4] Todd D. Hubing et al., "Power Bus Decoupling on Multilayer Printed Circuit Boards", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 37. No. 2, May 1995, pp. 155-166.
- [5] D. G. Brooks, "ESR and Bypass Capacitor Self Resonant Behavior – How to Select Bypass Caps", <http://www.ultracad.com/esr.htm>
- [6] H. Johnson, "Bypass Capacitor Layout", http://www.sigcon.com/Pubs/news/2_3.htm
- [7] M. Wong, T. Schmitz, "Choosing and Using Bypass Capacitors (Part 2 of 3)",
<http://www.planetanalog.com/showArticle.jhtml?articleID=199905942>

APPENDIX A: MÄTMETOD

Att mäta impedansen hos spänningsmatningen på ett kretskort vid höga frekvenser är inte alldeles enkelt. Den metod vi använde baserar sig på S_{21} -mätningar med vektornätverksanalyser och är i stort sett samma som användes i [4]. En vektornätverksanalysator är ett instrument som innehåller en sinuskälla som kan svepa sin frekvens samt kretsar för att mäta amplitud och fas hos spänningar. Instrumentet har (minst) två portar (anslutningar) och signalen kan t.ex. matas ut på port 1 och mätas på port 2, vilket är grunden i en S_{21} -mätning. Instrumentet mäter fas och amplitud på signalen som kommer fram relativt signalen som sändes ut och man får ett mått på hur kretsen mellan portarna har påverkat utsänd signal vid denna frekvens. Mätningen upprepas vid många frekvenser och man får fram en kurva som visar S_{21} som funktion av frekvens. Instrumentet kalibreras innan mätning, vilket innebär att man mäter upp kablarna (och eventuella andra apparater som t.ex. dämpare vars inverkan man inte vill få med i resultatet) så att nätverksanalysatorn kan räkna bort deras inverkan på resultatet och man enbart ser hur det inkopplade mätobjektet påverkar fas och amplitud.

När mätningar skulle göras på ett befintligt kort matades signalen in till kortet via en SMA-kontakt som löts fast på en lödyta avsedd för en avkopplingskondensator och togs ut på samma sätt från en annan lödyta. Jordanslutningarna på kontaktarna löddes fast på det jordplan som fanns på stora delar av kortets ytterlager efter att lödmasken skrapats bort. Ett foto av kontaktarna visas i *Figur 19*. Anslutningen till kortet hade varit enklare att genomföra om kortet hade förberetts för denna mätning redan när layouten designades, t.ex. genom att lödytor för ytmonterade koaxialkontakter hade lagts till på lämpliga platser.



Figur 19. Närbild av SMA-kontaktarna där nätverksanalysatorn anslöts. Även en del avkopplingskondensatorer är monterade på denna bild.

De instrument som användes var en HP4195A för mätningar upp till 500 MHz och en Advantest R3765C för frekvenser mellan 40 MHz och 3,8 GHz. Överensstämmelsen mellan mätvärdena från de två instrumenten i det överlappande frekvensområdet (40-500 MHz) var mycket goda och det gick knappt att se någon skillnad mellan dem när de plottades i samma diagram med logaritmiska axlar.

De instrument som användes kan inte kompensera ordentligt för signaler som reflekteras tillbaka till port 1 vid S_{21} -mätningar och för att undvika reflektioner som skulle störa mätresultaten kraftigt så användes en 20-dB-dämpare vid SMA-kontakten på kortet där port 1 anslöts.

I princip är S_{21} -parametern som mäts bara kvoten mellan mottagen signal på port 2 i form av ett komplext tal som representerar amplitud och fas hos signalen och motsvarande komplexa tal för utsänd signal på port 1. De ingående värdena justeras dock först för att räkna bort effekten av kablarna och dämparen som mättes upp vid en kalibrerande mätning innan de riktiga mätningarna började.

Eftersom impedansen hos avkopplingen och planen förväntas vara låg relativt systemimpedansen på 50Ω så är en S_{21} -mätning lämplig att göra för att få god noggrannhet. Det är nämligen ett enkelt mättekniskt problem att ganska exakt mäta amplitud och fas på en svag signal som kommer in på port 2 och sedan med god noggrannhet räkna ut impedansen som för små S_{21} blir nästan proportionell mot S_{21} enligt *Ekv 13*. Z_0 är impedansen hos nätverksanalysatorn och kablarna man använder, i detta fall 50Ω .

$$\text{Ekv 13} \quad Z = \frac{1}{2} \cdot \frac{Z_0 S_{21}}{1 - S_{21}}$$

Ett alternativ som vid första påseendet kan verka enklare vore att mäta S_{11} istället för S_{21} . S_{11} mäts genom att man sänder ut en signal på port 1 och mäter reflekterad signal som kommer tillbaka på samma port. En fördel är att bara en anslutning behövs till mätobjektet och man slipper använda dämpare. Problemet här är att (beloppet på) den reflekterade signalen blir nästan lika stor som den utsända signalen fast med ungefär 180 grader omkastad fas, vilket leder till att S_{11} blir nära -1 . Impedansen man vill räkna ut ges av *Ekv 14*. Värdet på Z blir mycket känsligt för det exakta värdet av S_{11} när $S_{11} \approx -1$ och noggrannheten i mätningen blir alltså dålig i detta fall, dvs. det blir svårt att mäta små värden på Z med god precision.

$$\text{Ekv 14} \quad Z = Z_0 \cdot \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}$$

För att ytterligare öka precisionen i mätresultaten kan man uppskatta induktansen i viorna som ansluter portarna till spänningsplanet och räkna bort inverkan från dessa induktanser. Korrigeringarna blir i praktiken mycket små, men har gjorts i de plottar av $|Z|$ som visas i denna skrift.



Per Magnusson är elektronikkonstruktör på Signal Processing Devices Sweden AB i Linköping där han utvecklar högpresterande datainsamlingsystem. Han har över 15 års erfarenhet av professionell elektronikutveckling och har speciellt inriktat sig på signalintegritet, EMC, höghastighetselektronik och analog elektronik. Per tog civilingenjörsexamen från Linköpings Tekniska Högskola 1997 och förutom på SP Devices har han jobbat som elektronikkonstruktör på Bell Labs, Enea, Kreatel och Motorola.

Per kan nås på e-postadressen per.magnusson@gmail.com.



Gunnar Karlström är delägare i BK Development AB där han som konsult arbetar med hård- och mjukvara för inbyggda system. Gunnar har över 10 års erfarenhet och djup kompetens inom produktifiering, hård- och mjukvarukonstruktion, layoutarbete och systemdesign. Han har tidigare arbetat som systemarkitekt för Nokia Home Communications och varit ansvarig för många hårdvarulösningar inom hemelektronik, industri och fordonsindustrin. Gunnar är även tekniskt ansvarig för BK Services EMC-labb där han bl.a. arbetar med kvalitetssäkring och framtagning av nya mätmetoder.

Gunnar kan nås på e-postadressen gunnar@bkd.se.



*Denna skrift är utgiven av BK Services
och kan beställas via info@bk-services.se.*