

Sammanfattning

Induktorer är mycket viktiga komponenter i omkopplingsomvandlare, såsom energilagring och effektfiler. Det finns många typer av induktorer, till exempel för olika applikationer (från låg frekvens till hög frekvens), eller olika kärnmaterial som påverkar induktans egenskaper, och så vidare. Induktorer som används för att växla omvandlare är högfrekventa magnetiska komponenter. Men på grund av olika faktorer som material, driftsförhållanden (som spänning och ström) och omgivningstemperatur är egenskaperna och teorierna som presenteras helt olika. Därför måste i kretskonstruktionen, förutom den grundläggande parametern för induktansvärdet, förhållandet mellan induktansimpedansen och växelströmsmotståndet och frekvensen, kärnförlusten och mättnadsströmskaraktistiken etc. fortfarande beaktas. Den här artikeln kommer att introducera flera viktiga induktorskärnmaterial och deras egenskaper och vägleda krafttekniker att välja kommersiellt tillgängliga standardinduktorer.

Förord

Induktor är en elektromagnetisk induktionskomponent som bildas genom att linda ett visst antal spolar (spole) på en spole eller kärna med en isolerad tråd. Denna spole kallas en induktansspole eller induktansspole. Enligt principen om elektromagnetisk induktion, när spolen och magnetfältet rör sig relativt varandra, eller spolen genererar ett alternerande magnetfält genom en växelström, kommer en inducerad spänning att genereras för att motstå förändringen av det ursprungliga magnetfältet, och detta kännetecken för att begränsa den nuvarande förändringen kallas induktans.

Induktansvärdets formel är som formel (1), som är proportionell mot den magnetiska permeabiliteten, lindningens kvadrat vänder N och motsvarande magnetkretsarea A_e , och är omvänt proportionell mot den ekvivalenta magnetiska kretslängden l_e . Det finns många typer av induktans, var och en lämplig för olika applikationer; induktansen är relaterad till form, storlek, lindningsmetod, antal varv och typen av mellanliggande magnetiskt material.

$$L = \frac{N^2 \mu A_e}{l_e}$$

(1)

Beroende på järnkärnans form inkluderar induktansen toroidformad, E-kärna och trumma; när det gäller järnkärnmaterial finns det huvudsakligen keramisk kärna och två mjuka magnetiska typer. De är ferrit och metallpulver. Beroende på struktur eller förpackningsmetod finns trådlindad, flerskiktad och gjuten, och trådlindningen har icke-skärmd och hälften av magnetiskt lim Skärmd (halvskärmd) och skärmd (skärmd) etc.

Induktorn fungerar som en kortslutning i likström och uppvisar hög impedans för växelström. De grundläggande användningarna i kretsar inkluderar kvävning, filtrering, inställning och energilagring. Vid tillämpningen av omkopplingsomvandlaren är induktorn den viktigaste energilagringskomponenten och bildar ett lågpasfilter med utgångskondensatorn för att minska utspänningsriffeln, så den spelar också en viktig roll i filtreringsfunktionen.

Denna artikel kommer att introducera de olika kärnmaterialen i induktorer och deras egenskaper, liksom några av de elektriska egenskaperna hos induktorer, som en viktig utvärderingsreferens för val av induktorer under kretsdesign. I applikationsexemplet kommer hur man beräknar induktansvärdet och hur man väljer en kommersiellt tillgänglig standardinduktor introduceras genom praktiska exempel.

Typ av kärnmaterial

Induktorer som används för att växla omvandlare är högfrekventa magnetiska komponenter. Kärnmaterialet i mitten påverkar induktansegenskaperna mest, såsom impedans och frekvens, induktansvärde och frekvens eller kärnmättnadsegenskaper. Följande kommer att introducera jämförelsen av flera vanliga järnkärnmaterial och deras mättnadsegenskaper som en viktig referens för val av effektinduktorer:

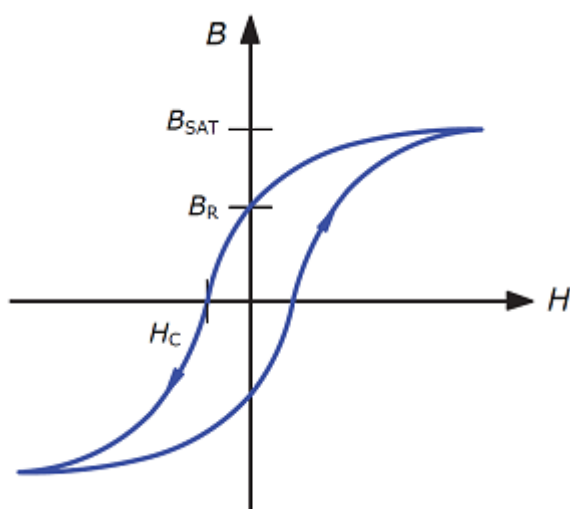
1. Keramisk kärna

Keramisk kärna är ett av de vanligaste induktansmaterialen. Den används huvudsakligen för att tillhandahålla den stödstruktur som används vid lindning av spolen. Det kallas också "luftkärninduktor". Eftersom den använda järnkärnan är ett icke-magnetiskt material med en mycket låg temperaturkoefficient är induktansvärdet mycket stabilt inom drifttemperaturområdet. På grund av det icke-magnetiska materialet som medium är induktansen dock mycket låg, vilket inte är särskilt lämpligt för applicering av kraftomvandlare.

2. Ferrit

Ferritkärnan som används i allmänhet högfrekventa induktorer är en ferritförening som innehåller nickelzink (NiZn) eller manganzink (MnZn), vilket är ett mjukt magnetiskt ferromagnetiskt material med låg koercivitet. Figur 1 visar hystereskurvan (BH-slingan) för en generell magnetisk kärna. Tvångskraften H_C i ett magnetiskt material kallas också tvångskraft, vilket innebär att när magnetmaterialet har magnetiserats till magnetisk mättnad, reduceras dess magnetisering (magnetisering) till noll. Den erforderliga magnetfältstyrkan vid den tiden. Lägre koercivitet betyder lägre motstånd mot demagnetisering och betyder också lägre hystereseffekt.

Mangan-zink- och nickel-zinkferriter har relativt hög relativ permeabilitet (μ_r), cirka 1500-15000 respektive 100-1000. Deras höga magnetiska permeabilitet gör järnkärnan högre i en viss volym. Induktansen. Nackdelen är emellertid att dess toleranta mättnadsström är låg, och när järnkärnan väl är mättad, kommer den magnetiska permeabiliteten att sjunka kraftigt. Se figur 4 för den minskande trenden för magnetisk permeabilitet hos ferrit- och pulverjärnkärnor när järnkärnan är mättad. Jämförelse. När det används i kraftinduktorer kommer ett luftspalt att finnas kvar i den magnetiska huvudkretsen, vilket kan minska permeabiliteten, undvika mättnad och lagra mer energi. När luftspalten ingår kan den ekvivalenta relativa permeabiliteten vara cirka 20 - Mellan 200. Eftersom materialets höga resistivitet kan minska förlusten orsakad av virvelström, är förlusten lägre vid höga frekvenser, och det är mer lämpligt för högfrekventa transformatorer, EMI-filterinduktorer och energilagringsinduktorer för kraftomvandlare. När det gäller driftsfrekvens är nickel-zinkferrit lämplig för användning (> 1 MHz), medan mangan-zinkferrit är lämplig för lägre frekvensband (< 2 MHz).



Figur 1. Hystereskurvan för den magnetiska kärnan (BR: remanens; BSAT: mättnad magnetisk flödestäthet)

3. Pulverjärnkärna

Pulverjärnkärnor är också mjukmagnetiska ferromagnetiska material. De är gjorda av järnpulverlegeringar av olika material eller endast järnpulver. Formeln innehåller icke-magnetiska material med olika partikelstorlekar, så mättnadskurvan är relativt mild. Pulverjärnkärnan är mestadels toroidformad. Figur 2 visar pulverjärnkärnan och dess tvärsnittsvy.

Vanliga pulveriserade järnkärnor inkluderar järn-nickel-molybdenlegering (MPP), sendust (Sendust), järn-nickellegering (högt flöde) och järnpulverkärna (järnpulver). På grund av de olika komponenterna är dess egenskaper och priser också olika, vilket påverkar valet av induktorer. Följande kommer att introducera de ovannämnda kärntyperna och jämföra deras egenskaper:

A. Järn-nickel-molybdenlegering (MPP)

Fe-Ni-Mo-legering förkortas som MPP, vilket är förkortningen för molypermalloypulver. Den relativa permeabiliteten är cirka 14-500, och mättnadens magnetiska flödestäthet är cirka 7500 Gauss (Gauss), vilket är högre än mättnadens magnetiska flödestäthet för ferrit (cirka 4000-5000 Gauss). Många ute. MPP har den minsta järnförlusten och har den bästa temperaturstabiliteten bland pulverjärnkärnor. När den externa likströmmen når mättnadsströmmen ISAT minskar induktansvärdet långsamt utan plötslig dämpning. MPP har bättre prestanda men högre kostnad och används vanligtvis som effektinduktor och EMI-filtrering för effektomvandlare.

B. Sendust

Järn-kisel-aluminiumlegering järnkärna är en legering järnkärna som består av järn, kisel och aluminium, med en relativ magnetisk permeabilitet av cirka 26 till 125. Järnförlusten är mellan järnpulverkärnan och MPP och järn-nickellegeringen. Mättnadens magnetiska flödestäthet är högre än MPP, cirka 10500 Gauss. Temperaturstabilitet och mättnadsströmskaraktäristik är något sämre än MPP och järn-nickellegering, men bättre än järnpulverkärna och ferritkärna, och den relativa kostnaden är billigare än MPP och järn-nickellegering. Den används främst i EMI-filtrering, effektfaktorkorrigerig (PFC) -kretsar och effektinduktorer hos växelströmmomvandlare.

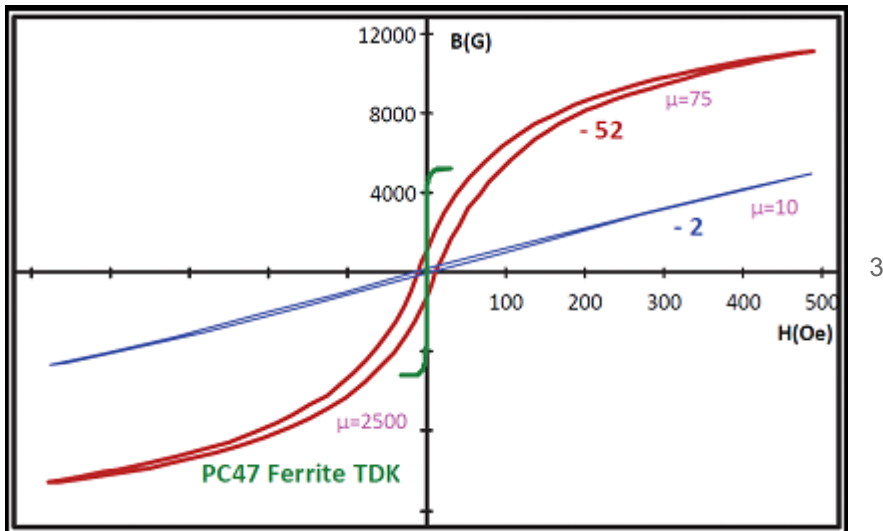
C. Järn-nickellegering (högt flöde)

Järn-nickellegeringskärnan är gjord av järn och nickel. Den relativa magnetiska permeabiliteten är cirka 14-200. Järnförlusten och temperaturstabiliteten är mellan MPP och järn-kisel-aluminiumlegering. Järn-nickellegeringskärnan har den högsta mättnadsmagnetiska flödestätheten, cirka 15.000 Gauss, och tål högre DC-förspänningsströmmar, och dess DC-förspänningsegenskaper är också bättre. Användningsområde: Aktiv effektfaktorkorrigerig, energilagringsinduktans, filterinduktans, högfrekvent transformator för flyback-omvandlare etc.

D. Järnpulver

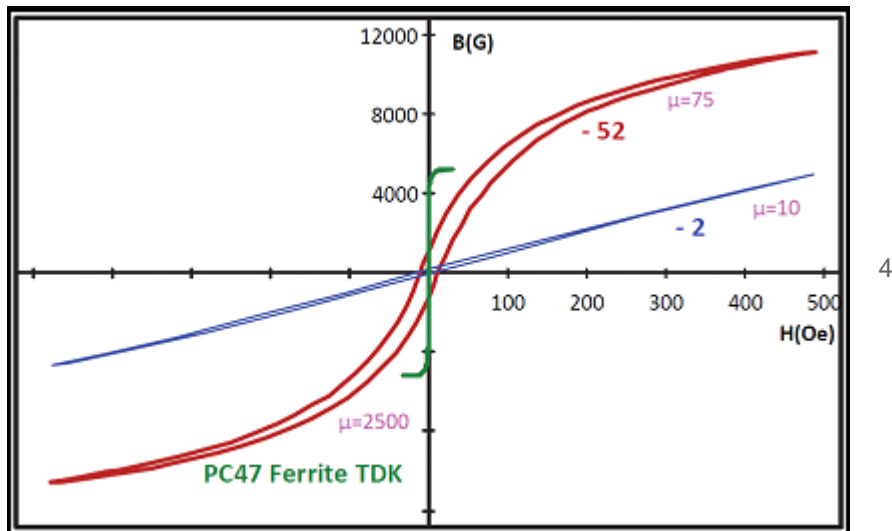
Järnpulverkärnan är gjord av järnpulverpartiklar med hög renhet med mycket små partiklar som är isolerade från varandra. Tillverkningsprocessen gör att den har ett fördelat luftspalt. Förutom ringformen har de vanliga järnpulverkärnorna också E-typ och stansning. Den relativa magnetiska permeabiliteten hos järnpulverkärnan är cirka 10 till 75 och den höga mättnadens magnetiska flödestäthet är cirka 15000 Gauss. Bland pulverjärnkärnorna har järnpulverkärnan den högsta järnförlusten men den lägsta kostnaden.

Figur 3 visar BH-kurvorna för PC47 mangan-zinkferrit tillverkad av TDK och pulveriserade järnkärnor -52 och -2 tillverkade av MICROMETALS; den relativa magnetiska permeabiliteten för mangan-zinkferrit är mycket högre än för järnkärnor i pulverform och är mättad. Den magnetiska flödestätheten är också väldigt annorlunda, ferrit är cirka 5000 Gauss och järnpulverkärnan är mer än 10000 Gauss.



Figur 3. BH-kurva för mangan-zinkferrit och kärnor av järnpulver av olika material

Sammanfattningsvis är mättningsegenskaperna hos järnkärnan olika; när mättnadsströmmen har överskridits kommer ferritkärnans magnetiska permeabilitet att sjunka kraftigt, medan järnpulverkärnan långsamt kan minska. Figur 4 visar egenskaperna för magnetisk permeabilitetsdropp hos en pulverjärnkärna med samma magnetiska permeabilitet och en ferrit med ett luftspalt under olika magnetfältstyrkor. Detta förklarar också ferritkärnans induktans, eftersom permeabiliteten sjunker kraftigt när kärnan är mättad, vilket framgår av ekvation (1), det får också induktansen att sjunka kraftigt; medan pulverkärnan med fördelat luftspalt, magnetisk permeabilitet hastigheten minskar långsamt när järnkärnan är mättad, så induktansen minskar mer försiktigt, det vill säga den har bättre DC-förspänningsegenskaper. Vid tillämpningen av kraftomvandlare är denna egenskap mycket viktig; om induktorns långsamma mättnadskaraktäristik inte är bra, stiger induktansströmmen till mättningsströmmen och det plötsliga induktansfallet kommer att orsaka att växlingskristallens strömspänning stiger kraftigt, vilket är lätt att orsaka skada.



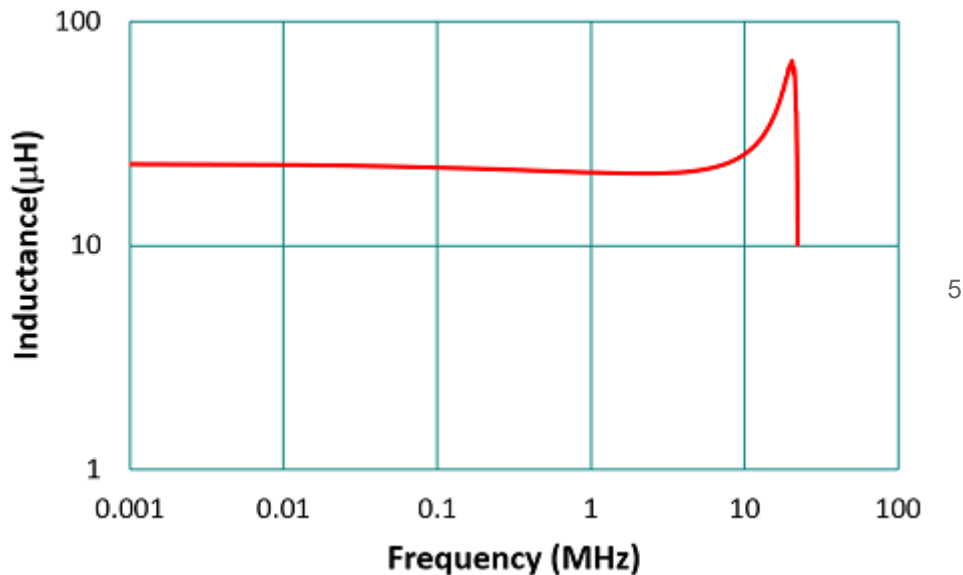
Figur 4. Magnetiska permeabilitetsfallegenskaper för pulverjärnkärna och ferritjärnkärna med luftspalt under olika magnetfältstyrka.

Induktans elektriska egenskaper och förpackningsstruktur

När man utformar en omkopplingsomvandlare och väljer en induktor, är induktansvärdet L , impedans Z , AC-motstånd ACR och Q -värde (kvalitetsfaktor), märkström IDC och $ISAT$ och kärnförlust (kärnförlust) och andra viktiga elektriska egenskaper alla måste övervägas. Dessutom kommer induktans förpackningsstruktur att påverka storleken på magnetläckaget, vilket i sin tur påverkar EMI. Följande kommer att diskutera ovan nämnda egenskaper separat som överväganden för val av induktorer.

1. Induktansvärde (L)

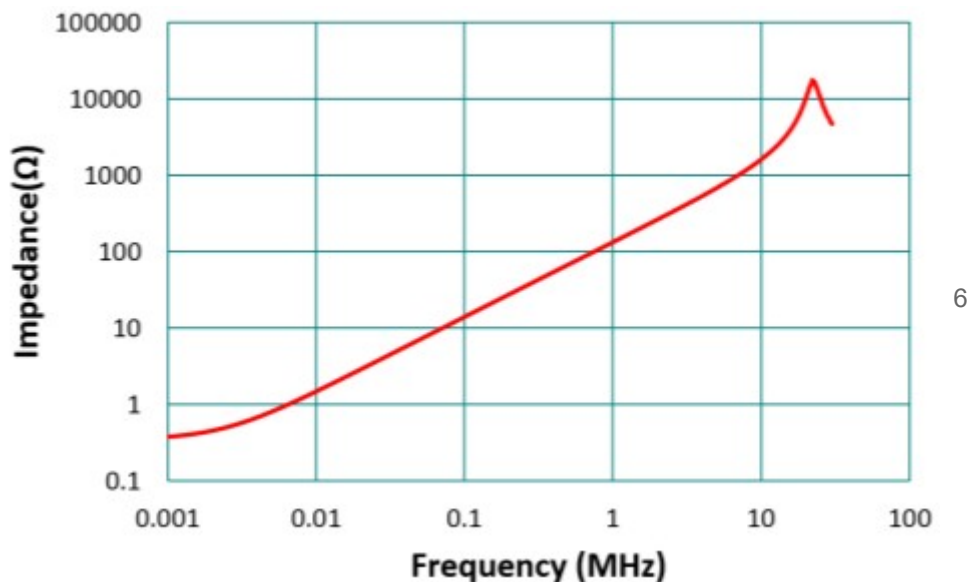
Induktansvärdet för en induktor är den viktigaste grundparametern i kretsdesign, men det måste kontrolleras om induktansvärdet är stabilt vid arbetsfrekvensen. Induktansens nominella värde mäts vanligtvis vid 100 kHz eller 1 MHz utan extern DC-förspänning. Och för att säkerställa möjligheten till massautomatiserad produktion är induktans tolerans vanligtvis $\pm 20\%$ (M) och $\pm 30\%$ (N). Figur 5 är induktansfrekvenskaraktäristikdiagrammet för Taiyo Yuden-induktor NR4018T220M uppmätt med Wayne Kerrs LCR-mätare. Som visas i figuren är induktansvärdekurvan relativt platt före 5 MHz och induktansvärdet kan nästan betraktas som en konstant. I högfrequensbandet på grund av resonansen som genereras av den parasitiska kapacitansen och induktansen kommer induktansvärdet att öka. Denna resonansfrekvens kallas självresonansfrekvensen (SRF), som vanligtvis måste vara mycket högre än arbetsfrekvensen.



Figur 5, Taiyo Yuden NR4018T220M induktans-frekvens karakteristiska mätdiagram

2. Impedans (Z)

Som visas i figur 6 kan impedansdiagrammet också ses från induktansens prestanda vid olika frekvenser. Induktans impedans är ungefär proportionell mot frekvensen ($Z = 2\pi fL$), så ju högre frekvens, kommer reaktansen att vara mycket större än AC-motståndet, så impedansen beter sig som en ren induktans (fas är 90 °). På höga frekvenser, på grund av den parasitära kapacitansseffekten, kan impedansens självresonanta frekvenspunkt ses. Efter denna punkt sjunker impedansen och blir kapaktiv och fasen ändras gradvis till -90 °.



3. Q-värde och AC-motstånd (ACR)

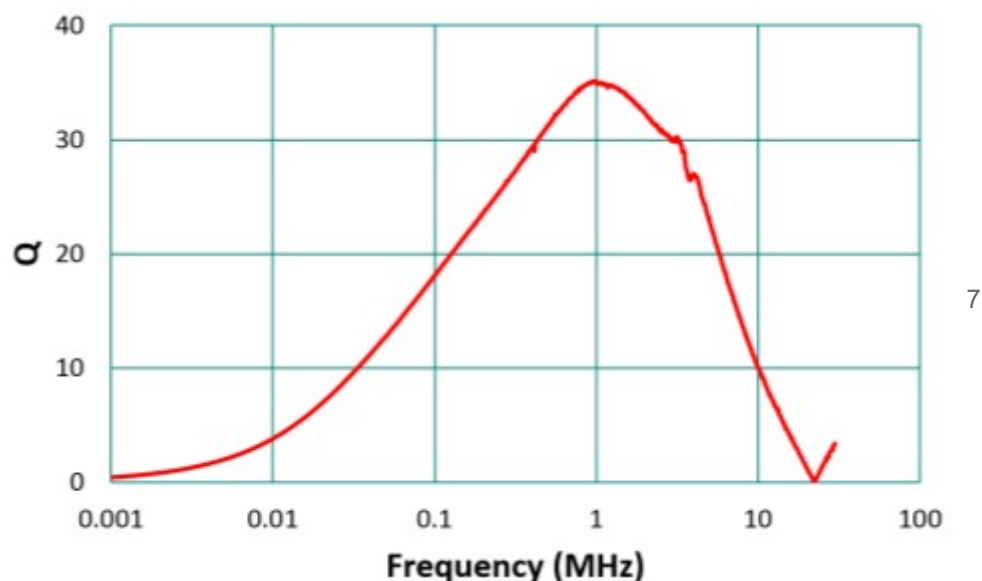
Q-värde i definitionen av induktans är förhållandet mellan reaktans och resistans, det vill säga förhållandet mellan den imaginära delen och den verkliga delen av impedansen, som i formel (2).

$$Q \equiv \frac{X_L}{R_L}$$

(2)

Där X_L är induktans reaktans och R_L är induktans AC-motstånd.

I lågfrekvensområdet är växelströmsmotståndet större än reaktansen orsakad av induktansen, så dess Q-värde är mycket lågt; när frekvensen ökar blir reaktansen (ca $2\pi fL$) större och större, även om motståndet på grund av hud effekt (hud effekt) och närhet (närhet) effekt Effekten blir större och större och Q-värdet ökar fortfarande med frekvensen ; när man närmar sig SRF kompenseras den induktiva reaktansen gradvis av den kapacitiva reaktansen och Q-värdet blir gradvis mindre; när SRF blir noll, eftersom den induktiva reaktansen och den kapacitiva reaktansen är helt samma. Försvinna. Figur 7 visar förhållandet mellan Q-värdet och frekvensen för NR4018T220M, och förhållandet har formen av en inverterad klocka.



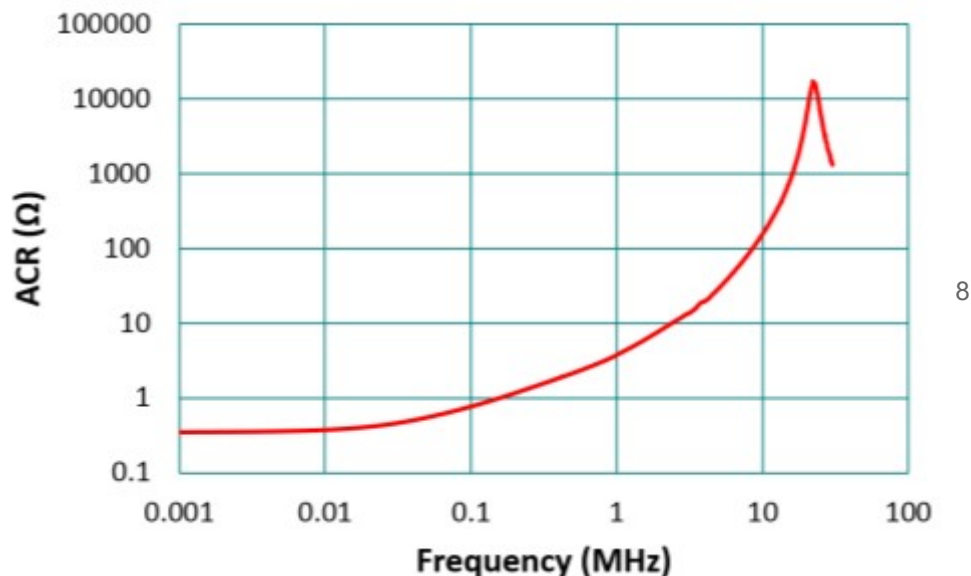
Figur 7. Förhållandet mellan Q-värde och frekvens för Taiyo Yuden-induktor NR4018T220M

I applikationsfrekvensbandet av induktans, desto högre Q-värde, desto bättre; det betyder att dess reaktans är mycket större än växelströmsmotståndet. Generellt sett är det bästa Q-värdet över 40, vilket betyder att induktans kvalitet är god. Men generellt när DC-förspänningen ökar kommer induktansvärdet att minska och Q-värdet kommer också att minska. Om platt emaljerad tråd eller flertråds emaljerad tråd används kan hud effekten, det vill säga AC-motstånd, minskas och Q-värdet på induktorn kan också ökas.

DC-motståndet DCR betraktas allmänt som koppartrådens DC-motstånd, och motståndet kan beräknas enligt tråddiametern och längden. De flesta av SMD-induktorerna med låg ström kommer emellertid att använda ultraljudssvetsning för att göra koppararket till SMD vid lindningsterminalen. Eftersom koppartråden inte är lång och motståndsvärdet inte är högt står svetsmotståndet ofta för en avsevärd del av det totala likströmsmotståndet. Med TDK:s trådlindade SMD-induktor CLF6045NIT-1R5N som ett exempel är det uppmätta DC-motståndet 14,6 mΩ och DC-motståndet beräknat baserat på tråddiametern och längden är 12,1 mΩ. Resultaten visar att detta svetsmotstånd står för cirka 17% av det totala DC-motståndet.

AC-resistens ACR har hud effekt och närhetseffekt, vilket kommer att få ACR att öka med frekvensen; vid tillämpning av allmän induktans, eftersom växelströmskomponenten är mycket lägre än likströmskomponenten, är påverkan orsakad av ACR inte uppenbar; men vid lätt belastning, Eftersom likströmskomponenten minskar, kan inte förlusten orsakad av ACR ignoreras. Hud effekten innebär att under AC-förhållanden är strömfördelningen inuti ledaren ojämn och koncentrerad på

trådens yta, vilket resulterar i en minskning av den ekvivalenta ledarens tvärsnittsarea, vilket i sin tur ökar trådens ekvivalenta motstånd med frekvens. I en trådlindning kommer dessutom intilliggande ledningar att orsaka addering och subtraktion av magnetfält på grund av strömmen, så att strömmen koncentreras till ytan intill ledningen (eller den längsta ytan, beroende på strömriktningen), vilket också orsakar ekvivalent trådavlyssning. Fenomenet att området minskar och motsvarande motstånd ökar är den så kallade närhetseffekten; vid induktansapplikationen av en flerskiktslindning är närhetseffekten ännu tydligare.

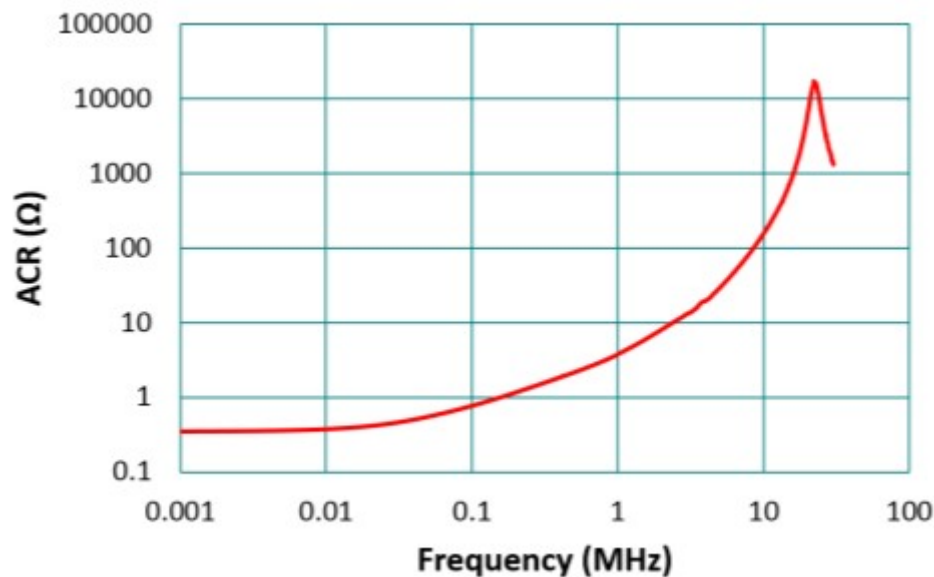


Figur 8 visar sambandet mellan växelströmsmotstånd och frekvens hos den trådlindade SMD-induktorn NR4018T220M. Vid en frekvens av 1 kHz är motståndet cirka 360 mΩ; vid 100kHz stiger motståndet till 775mΩ; vid 10MHz är motståndsvärdet nära 160Ω. Vid beräkning av kopparförlusten måste beräkningen ta hänsyn till ACR orsakad av hud- och närhetseffekter och ändra den till formel (3).

4. Mättnadsström (ISAT)

Mättnadsström ISAT är i allmänhet den förspänningsström som markeras när induktansvärdet dämpas såsom 10%, 30% eller 40%. För luftgapferrit är det inte mycket skillnad mellan 10% och 40% eftersom dess mättnadsströmskaraktäristik är mycket snabb. Se figur 4. Om det emellertid är en järnpulverkärna (t.ex. en stämplad induktor) är mättnadskurvan relativt mild, som visas i figur 9, är förspänningsströmmen vid 10% eller 40% av induktansdämpningen mycket olika, så mättnadsströmvärdet kommer att diskuteras separat för de två typerna av järnkärnor enligt följande.

För en luftgapferrit är det rimligt att använda ISAT som den övre gränsen för maximal induktansström för kretsapplikationer. Men om det är en järnpulverkärna på grund av den långsamma mättnadskaraktäristiken kommer det inte att finnas några problem även om applikationskretsens maximala ström överstiger ISAT. Därför är denna järnkärnkaraktäristik mest lämplig för kopplingsomvandlare. Även om induktansvärdet för induktorn är lågt, såsom visas i figur 9, är den aktuella krusningsfaktorn hög, men strömtoleransen för strömkondensatorn är hög, så det kommer inte att vara ett problem. Vid låg belastning är induktansvärdet för induktorn större, vilket hjälper till att minska induktans ringström och därigenom reducera järnförlusten. Figur 9 jämför mättnadsströmkurvan för TDK:s lindade ferrit SLF7055T1R5N och stämplad kärninduktor SPM6530T1R5M under samma nominella induktansvärde.



9

Figur 9. Mättnadsströmkurva för sårferrit och stansad järnpulverkärna under samma nominella induktansvärde

5. Märkström (IDC)

IDC-värdet är DC-förspänning när induktortemperaturen stiger till T_r °C. Specifikationerna anger också dess DC-motståndsvärde R_{DC} vid 20 °C. Enligt kopparkabelns temperaturkoefficient är cirka 3 930 ppm, när temperaturen för T_r stiger, är dess motståndsvärde $R_{DC_Tr} = R_{DC} (1 + 0,00393T_r)$ och dess energiförbrukning är $PCU = I_{DC}^2 \times R_{DC}$. Denna kopparförlust försvinner på induktans yta och induktans värmebeständighet Θ_{TH} kan beräknas:

$$\Theta_{TH} = \frac{T_r}{P_{CU}} \text{ (°C/W)} \quad (2)$$



Tabell 2 hänvisar till databladet för TDK VLS6045EX-serien (6,0 × 6,0 × 4,5 mm) och beräknar värmemotståndet vid en temperaturökning på 40 °C. Uppenbarligen är det beräknade termiska motståndet för induktorer av samma serie och storlek nästan detsamma på grund av samma ytvärmeavledningsområde; med andra ord kan nominell ström-IDC för olika induktorer uppskattas. Olika serier (paket) av induktorer har olika termiska motstånd. Tabell 3 jämför värmebeständigheten hos induktorer i TDK VLS6045EX-serien (halvskärmad) och SPM6530-serien (gjuten). Ju större termiskt motstånd, desto högre temperaturökning som genereras när induktansen flyter genom lastströmmen; annars är det lägre.

VLS6045EX (6.0x6.0x4.5 mm)					
L (μ H)	R _{DC} (m Ω)	R _{DC_Tr} (m Ω)	I _{DC} (A)	P _{CU} (W)	Θ_{TH} ($^{\circ}$ C/W)
1.5	17	19.67	5.3	0.55	72
2.2	19	21.99	5.1	0.57	70
3.3	23	26.62	4.95	0.65	61
4.7	27	31.24	4.2	0.55	73
6.8	36	41.66	3.6	0.54	74
10	47	54.39	3.4	0.63	64

(2)

Tabell 2. Värmebeständighet för induktorer i VLS6045EX-serien vid en temperaturökning på 40 ° C

Det framgår av tabell 3 att även om induktansstorlekarna är lika stora är värmebeständigheten hos de stansade induktorerna låg, det vill säga värmeavledningen är bättre.

	VLS6045EX (6.0x6.0x4.5mm) 	SPM6530 (7.1x6.5x3.0mm) 
L (μ H)	Θ_{TH} ($^{\circ}$ C/W)	
1.5	72	29
2.2	70	30
3.3	61	28
4.7	73	31
6.8	74	45
10	64	40

(3)

Tabell 3. Jämförelse av värmebeständighet hos olika förpackningsinduktorer.

6. Kärnförlust

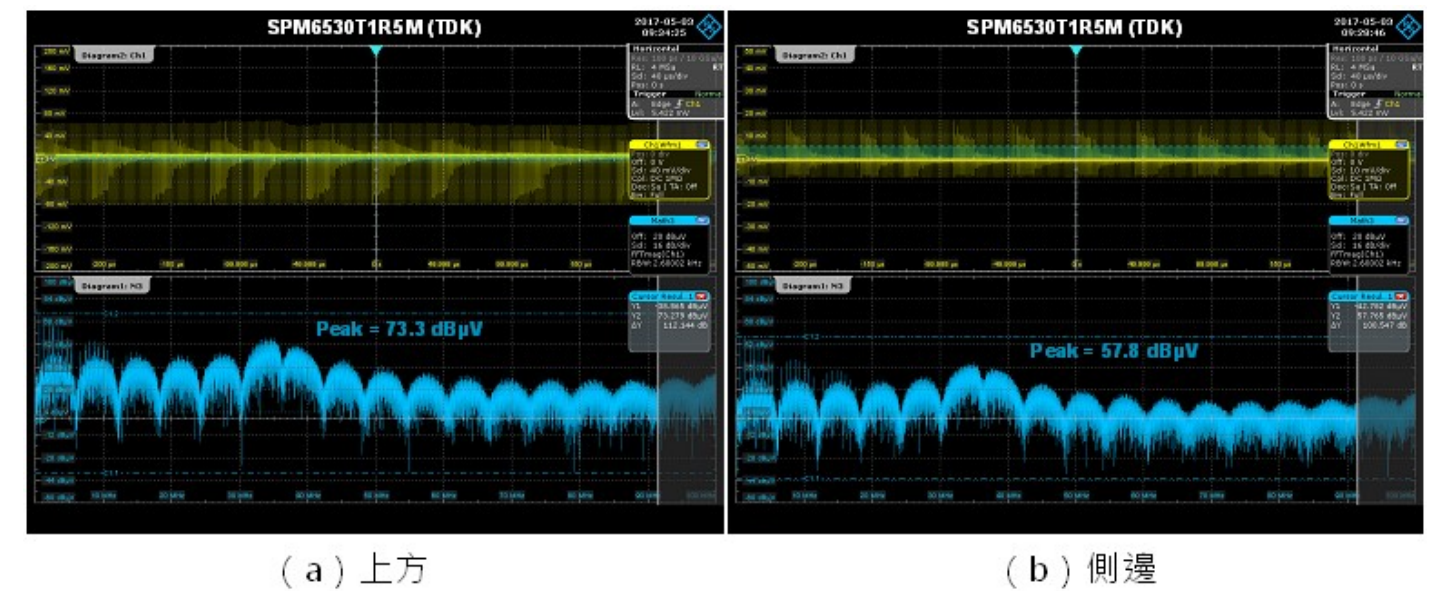
Kärnförlust, kallad järnförlust, orsakas främst av virvelströmsförlust och hysteresförlust. Storleken på virvelströmsförlusten beror främst på om kärnmaterialet är lätt att "leda"; om konduktiviteten är hög, det vill säga resistiviteten är låg, virvelströmsförlusten är hög, och om ferritets resistivitet är hög är virvelströmsförlusten relativt låg. Virvelströmsförlust är också relaterad till frekvens. Ju högre frekvens, desto större virvelströmsförlust. Därför bestämmer kärnmaterialet kärnans korrekta arbetsfrekvens. Generellt sett kan arbetsfrekvensen hos järnpulverkärnan nå 1MHz och ferritens arbetsfrekvens kan nå 10MHz. Om driftsfrekvensen överstiger denna frekvens ökar virvelströmsförlusten snabbt och järnkärnans temperatur ökar också. Men med den snabba utvecklingen av järnkärnmaterial bör järnkärnor med högre arbetsfrekvenser vara precis runt hörnet.

En annan järnförlust är hysteresförlusten, som är proportionell mot det område som omges av hystereskurvan, vilket är relaterat till svängamplituden hos växelströmskomponenten i strömmen; ju större AC-svängning, desto större hysteresförlust.

I motsvarande krets för en induktor används ofta ett motstånd anslutet parallellt med induktorn för att uttrycka järnförlusten. När frekvensen är lika med SRF, avbryts den induktiva reaktansen och den kapacitiva reaktansen och motsvarande reaktans är noll. Vid denna tidpunkt är induktorns impedans ekvivalent med järnförlustmotståndet i serie med lindningsmotståndet, och järnförlustmotståndet är mycket större än lindningsmotståndet, så impedansen vid SRF är ungefär lika med järnförlustmotståndet. Med en lågspänningsinduktor som ett exempel är dess järnförlustmotstånd cirka 20 kΩ. Om den effektiva värdespänningen i båda ändarna av induktorn uppskattas till 5V är dess järnförlust cirka 1,25mW, vilket också visar att ju större motståndet mot järnförlust, desto bättre.

7. Sköldstruktur

Förpackningsstrukturen hos ferritinduktorer inkluderar icke-skärmad, halvskärmad med magnetiskt lim och skärmad, och det finns ett betydande luftspalt i någon av dem. Uppenbarligen kommer luftspalten att ha magnetiskt läckage, och i värsta fall kommer det att störa de omgivande små signalkretsarna, eller om det finns ett magnetiskt material i närheten kommer dess induktans också att ändras. En annan förpackningsstruktur är en stämplad induktor av järnpulver. Eftersom det inte finns något mellanrum inuti induktorn och lindningsstrukturen är solid är problemet med magnetfältförlust relativt litet. Figur 10 är användningen av FFT-funktionen hos RTO 1004-oscilloskopet för att mäta storleken på läckagemagnetfältet vid 3 mm ovanför och på sidan av den stansade induktorn. Tabell 4 visar jämförelsen av läckagemagnetfältet hos induktorer med olika förpackningsstrukturer. Det kan ses att icke-skärmade induktorer har det allvarligaste magnetläckaget; stämplade induktorer har det minsta magnetiska läckaget, vilket visar den bästa magnetiska skärmningseffekten. Skillnaden i storleken på läckagemagnetfältet hos induktorerna för dessa två strukturer är ungefär 14 dB, vilket är nästan 5 gånger.



Figur 10. Storleken på läckagemagnetfältet mätt 3 mm ovanför och på sidan av den stansade induktorn

Structure Location		Non-shielded	Semi-shielded	Shielded	Molded
Amplitude (dBµV)	3mm Above	87.1	83.2	76.0	73.3
Amplitude (dBµV)	3mm Aside	71.3	66.8	59.8	57.8

(4)

Tabell 4. Jämförelse av läckagemagnetfältet hos induktorer med olika förpackningsstrukturer

8. koppling

I vissa applikationer finns det ibland flera uppsättningar DC-omvandlare på kretskortet, som vanligtvis är anordnade bredvid varandra, och deras motsvarande induktorer är också anordnade bredvid varandra. Om du använder en icke-skärmad eller halvskärmad typ med magnetiskt lim kan induktorer kopplas ihop för att bilda EMI-störningar. Därför, när du placerar induktorn, rekommenderas det att du först markerar induktans polaritet och ansluter start- och lindningspunkten för det innersta lagret av induktorn till omvandlarens omkopplingsspänning, såsom VSW för en buck-omvandlare, vilket är rörelsepunkten. Utloppsterminalen är ansluten till utgångskondensatorn, vilket är den statiska punkten; koppartrådslindningen bildar därför en viss grad av elektrisk fältskärmning. I multiplexerns ledningsarrangemang hjälper fixering av induktansens polaritet till att fixera storleken på den ömsesidiga induktansen och undvika oväntade EMI-problem.

Tillämpningar:

Föregående kapitel diskuterade kärnmaterialet, förpackningens struktur och viktiga elektriska egenskaper hos induktorn. Detta kapitel kommer att förklara hur man väljer lämpligt induktansvärde för buck-omvandlaren och överväganden för att välja en induktor som finns i handeln.

Som visas i ekvation (5) kommer induktansvärdet och omvandlarens omkopplingsfrekvens att påverka induktorens krusningsström (Δi_L). Induktorens krusningsström kommer att strömma genom utgångskondensatorn och påverka krusningsströmmen hos utgångskondensatorn. Därför kommer det att påverka valet av utgångskondensatorn och ytterligare påverka krusningsstorleken på utspänningen. Vidare påverkar induktansvärdet och utgångskapacitansvärdet systemets återkopplingsdesign och belastningens dynamiska svar. Att välja ett större induktansvärde har mindre strömspanning på kondensatorn och är också fördelaktigt för att minska utspänningsriffel och kan lagra mer energi. Ett större induktansvärde indikerar dock en större volym, det vill säga en högre kostnad. Därför är designen av induktansvärdet mycket viktigt vid utformningen av omvandlaren.

$$\Delta i_L = \frac{V_O \times (V_{IN} - V_O)}{V_{IN} \times f_{SW} \times L} = \frac{V_O}{f_{SW} \times L} \times \left(1 - \frac{V_O}{V_{IN}}\right) \quad (5)$$

Det framgår av formel (5) att när klyftan mellan ingångsspänningen och utspänningen är större kommer induktorens krusningsström att vara större, vilket är det sämsta tillståndet för induktorkonstruktionen. Tillsammans med annan induktiv analys bör induktansdesignpunkten för nedstigningsomvandlaren vanligtvis väljas under förhållandena med maximal ingångsspänning och full belastning.

Vid design av induktansvärdet är det nödvändigt att göra en avvägning mellan induktorens krusningsström och induktansstorleken, och krusningsströmfaktorn (krusningsströmfaktor; γ) definieras här, som i formel (6).

$$\gamma \equiv \frac{\Delta i_L}{I_O} \quad (6)$$

Genom att ersätta formel (6) till formel (5) kan induktansvärdet uttryckas som formel (7).

$$L = \frac{V_O \times (V_{IN} - V_O)}{V_{IN} \times f_{SW} \times \gamma \times I_O} = \frac{V_O}{f_{SW} \times \gamma \times I_O} \times \left(1 - \frac{V_O}{V_{IN}}\right) \quad (7)$$

Enligt formeln (7) kan γ -värdet väljas större när skillnaden mellan ingångs- och utspänningen är större; tvärtom, om ingångs- och utspänningen är närmare, måste designen för γ -värdet vara mindre. För att välja mellan induktorens krusningsström och storleken, enligt det traditionella designupplevelsevärdet, är γ vanligtvis 0,2 till 0,5. Följande tar RT7276 som ett exempel för att illustrera beräkningen av induktans och valet av kommersiellt tillgängliga induktorer.

Designexempel: Designad med RT7276 avancerad konstant i tid (Advanced Constant On-Time; ACOTTM) synkron likriktningsstegkonverterare, dess omkopplingsfrekvens är 700 kHz, ingångsspänningen är 4,5V till 18V och utspänningen är 1,05V. Fullbelastningsströmmen är 3A. Som nämnts ovan måste induktansvärdet utformas under förhållandena med maximal ingångsspänning på 18V och full belastning på 3A, värdet på γ tas som 0,35 och ovanstående värde ersätts i ekvation (7), induktansen värde är

$$L = \frac{1.05 \times (18 - 1.05)}{18 \times 700k \times 0.35 \times 3} = 1.35 \mu H$$

Använd en induktor med ett konventionellt nominellt induktansvärde på 1,5 μH . Ersätt formel (5) för att beräkna induktorens krusningsström enligt följande.

$$\Delta i_L = \frac{1.05 \times (18 - 1.05)}{18 \times 700 \mu\text{s} \times 1.5 \mu\text{H}} = 0.94 \text{ A}$$

Därför är induktans toppström

$$I_{LPK} = I_0 + \frac{1}{2} \Delta i_L = 3 + \frac{0.94}{2} = 3.47 \text{ A}$$

Och det effektiva värdet på induktansströmmen (IRMS) är

$$I_{RMS} = \sqrt{I_0^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12}} = \sqrt{3^2 + \frac{0.94^2}{12}} = 3.01 \text{ A}$$

Eftersom induktorens krusningskomponent är liten är induktansströmmens effektiva värde huvudsakligen dess likströmskomponent, och detta effektiva värde används som grund för val av induktans märkström IDC. Med 80% nedsatt (derating) design är induktanskraven:

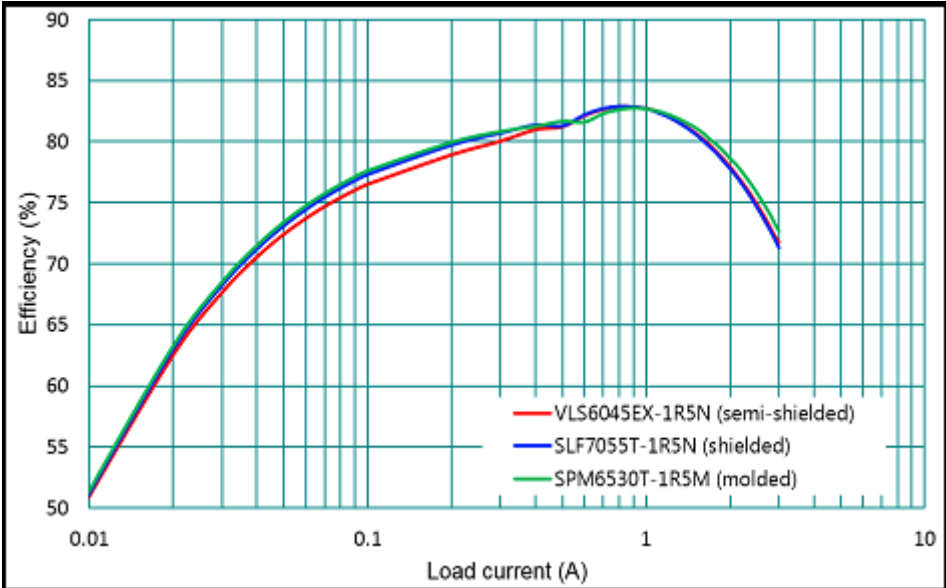
$L = 1,5 \mu\text{H}$ (100 kHz), $IDC = 3,77 \text{ A}$, $ISAT = 4,34 \text{ A}$

Tabell 5 visar de tillgängliga induktorer i olika serier av TDK, lika i storlek men olika i paketstruktur. Det framgår av tabellen att mättnadsströmmen och märkströmmen för den stansade induktorn (SPM6530T-1R5M) är stor, och värmebeständigheten är liten och värmeavledningen är bra. Enligt diskussionen i föregående kapitel är dessutom kärnmaterialet i den stansade induktorn järnpulverkärna, så det jämförs med ferritkärnan i de halvskärmade (VLS6045EX-1R5N) och skärmade (SLF7055T-1R5N) induktorer med magnetiskt lim. , Har goda DC-förspänningsegenskaper. Figur 11 visar effektivitetsjämförelsen för olika induktorer applicerade på RT7276 avancerad konstant i tid synkron rättningsstegomvandlare. Resultaten visar att effektivitetsskillnaden mellan de tre inte är signifikant. Om du överväger värmeavledning, DC-förspänningsegenskaper och magnetfältavledning, rekommenderas att du använder SPM6530T-1R5M-induktorer.

参数 型号	L (μ H) @100 kHz	I _{DC} (A)	I _{SAT} (A)	R _{DC} (m Ω)	θ_{TH} ($^{\circ}$ C/W)
VLS6045EX-1R5N 	1.5	5.3	8.2	17	72
SLF7055T-1R5N 	1.5	4	6.2	17.4	96
SPM6530T-1R5M 	1.5	11	11.5	9.7	29

(5)

Tabell 5. Jämförelse av induktanser för olika serier av TDK



11

Figur 11. Jämförelse av omvandlarens effektivitet med olika induktorer

Om du väljer samma paketstruktur och induktansvärde, men mindre induktorer, till exempel SPM4015T-1R5M (4,4 × 4,1 × 1,5 mm), även om storleken är liten, men likströmsmotståndet RDC (44,5 m Ω) och termiskt motstånd θ_{TH} (51 $^{\circ}$ C) / W Större. För omvandlare med samma specifikationer är det effektiva värdet på strömmen som tolereras av induktorn också densamma. Uppenbarligen kommer DC-motståndet att minska effektiviteten under tung belastning. Dessutom innebär ett stort termiskt motstånd dålig värmeavledning. När du väljer en induktor är det därför inte bara nödvändigt att överväga fördelarna med minskad storlek utan också att utvärdera dess medföljande brister.

Sammanfattningsvis

Induktans är en av de vanligaste passiva komponenterna i växelströmmvandlare, som kan användas för energilagring och filtrering. Men i kretskonstruktionen är det inte bara induktansvärdet som måste uppmärksammas, utan andra parametrar inklusive AC-motstånd och Q-värde, strömtolerans, järnkärnmättnad och paketstruktur etc. är alla parametrar som måste övervägas när du väljer en induktor. . Dessa parametrar är vanligtvis relaterade till kärnmaterialet, tillverkningsprocessen, storlek och kostnad. Därför introducerar den här artikeln egenskaperna hos olika järnkärnmaterial och hur man väljer en lämplig induktans som referens för strömförsörjningsdesign.