

# RF Transformer TLT, Balun, Inductor and RFC

## Transformer TLT and Balun

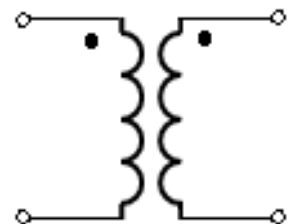
En RF transformer transformerar en given impedans, spänning eller ström till ett annat givet värde. Den kan också ge DC isolation, impedans-isolation, Common Mode (CM) dämpning samt omvandling mellan balanserad och obalanserad. Genom linda ledningarna runt en kärna, kan antalet lindningsvarv och lindningsdiameter minskas i förhållande till luftlindade samt att inverkan till/från närliggande komponenter och metall minskas.

För lägre frekvenser fungerar RF transformer som en vanlig transformator, s.k. Flux Coupled Transformer. Där energin överförs via magnetiskt flöde (eng. flux-coupled) från den ena sidan till den andra.

För högre frekvenser ( $> 1$  Mhz) börjar RF transformer att bete sig som en transmissions-ledning, s.k. Transmission Line Transformer TLT. Där energin överförs från den ena sidan till den andra via elektromagnetiska fält, vilket innebär att i transformer uppkomna  $X_L$  och  $X_C$  reaktanser ska minimeras. För höga frekvenser kan ekvationen för förlustfri transmissions-ledning karakteristiska impedans förenklas till  $Z_0 = \sqrt{L_0/C_0}$  och signalens hastighet till  $v_0 = 1/\sqrt{L_0 C_0}$ , där  $L_0$  är distribuerad induktans (varje lednings egen induktans och den gemensamma induktansen) och  $C_0$  (distribuerad kapacitans, bl.a. kapacitansen mellan lindningarna (eng. shunt capacitans)). Dessa är utmed ledningen fördelade parametrar, vilka beror på ledningens-trådens permeabilitet  $\mu_r$  samt isolations-materialets permittivitet  $\epsilon_r$ . Observera att permeabilitet och permittivitet är frekvens-beroende ( $j\omega$ ) och temperatur-beroende, därmed inte är konstanta över ett stort frekvensområde och temperatur-område.

Det finns primärt två typer av RF transformer (enligt ovan).

1. Har DC-skilda primär och sekundär lindningar (eng. conventional type), se bild . Har stort område av valfri impedans-omvandling inom 1:1 - 1:16 och 1:1 - 16:1. Ekvation för en ideal transformer är  $V_2=n*V_1$ ,  $I_2=I_1/n$ ,  $L_2=L_1/n$  och  $Z_2=n^2*Z_1$  där  $n=N_2/N_1$  och 1=primär-sida samt 2=sekundär-sida. CM dämpning innebär att om samma spänning appliceras på primär-sidans båda ledningar, så resulterar det i att spänningen på sekundär-sidan är mer eller mindre noll.

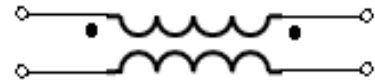


Denna typ av transformer kan också användas som "two way 180° splitter", om ena ledningen på primär-sidan och mittledning (center-tap) på sekundär-sidan är jordade, så transformeras  $V_1$  till två sekundär-spänningar  $V_{2a} = V_{2b}$  men som har 180° fasskillnad. Samt om sekundär-sidans last inte är 50  $\Omega$ , för 50  $\Omega$  system, kan transformatorns resistiv

dämpning (förlust) användas för att minska inverkan av missanpassning i impedans (reflektionskoefficient).

$L_1$  kan inte vara för stor samt för många varv ökar kapacitansen mellan lindningarna (lindnings-kapacitans). Dessa båda ger vid en viss frekvens själv-resonans som begränsar den övre frekvensgränsen. En tumregel är att  $\omega * L_1 \geq 4 * Z_1$ , för den undre gränshänsen och givet att  $Z_1 < Z_2$ .

2. Har två lindningar, choke core, som fungerar som två spolar och har en primär-sida och en sekundär-sida (eng. transmission-line type), se bild. Har begränsat område av impedans-omvandling 1:1, men flera 1:1 kan kombineras till större impedans-förhållanden 1:4, 1:9, 1:16 och 4:1, 9:1 samt 16:1. Observera att respektive transformer 1:1 bör då lindas på var sin kärna och att de olika kärnorna inte ska koppla till varandra. Denna typ fungerar bättre för höga frekvenser än typ 1, den har därmed större bandbredd, p.g.a. att den är lätt att få fungera som TLT och därmed lägre förluster samt högre Common Mode dämpning. CM dämning innebär att om samma ström appliceras på primär-sidans båda ledningar, så resulterar det i att strömmen på sekundär-sidan är mer eller mindre noll.



I en transformer uppstår s.k. läck-induktans, (serie-induktans, eng. leakage inductance), vilken fås av att transformer inte är ideal utan primär-sidan och sekundär-sidan inte omslutes av lika mycket, ömsesidig magnetisk flöde. Samt då del av lindning inte är mot kärnan utan mot t.ex. luft, som vid lindning av toroider. Om läck-induktans reaktans är stor i förhållande till primär och sekundär-sidans tråds AC-resistans, så kommer spänningen som utvecklas på sekundär-sidan att reduceras. För höga frekvenser kan en transformer modelleras bara av läck-induktans och sekundär-sidans AC-resistans, observera att den senare kopplas till primär-sidan av förhållandet mellan primär-sidans och sekundär-sidans lindnings-förhållande.

I en transformer uppstår s.k. lindnings-kapacitans (strö-kapacitans) mellan respektive lindning, denna kan minskas genom olika typer av lindningsteknik samt att välja låg permittivitet på respektive tråds isolations-material.

För stor lindnings-kapacitans och läck-induktans ger tillsammans sämre högfrequens-egenskaper hos transformen. För att förbättra del av egenskaperna kan ledarna i transformen tvinnas eller appliceras tät ihop (twin lead, bifilar wire) så minimeras inverkan av lindnings-kapacitans, men då kan läck-induktans öka. En typ av strömbalun som ger bra balans mellan lindnings-kapacitans och läck-induktans, är trä över ett stort antal (50 st) toroider på en koaxialkabel, s.k. Ferrite Bead Choke eller Maxwell Balun. Två kan kombineras till en 1:4 bead balun (här 25 st på respektive koaxialkabel), på ingångs-sidan kopplas parallellt och utgångs-sidan kopplas seriellt.

Den s.k. punkt (eng. dot) konventionen på el-scheman för primär och

sekundärsidan, betyder att respektive "punkt" visar att spänningen är positiv i förhållande till den del av respektive sida som inte är "punkt" markerad. Samt att strömriktningen är "in" på den primära sidan och är "ut" på den sekundära sidan, och för låga frekvenser är strömmarna mer eller mindre i fas.

Med balanserad (Bal) menas att ingen av transformers ledningar på primärsida och/eller sekundärsida är kopplad till jord, d.v.s. de är symmetriska i förhållande till jord. Med obalanserad (Un) menas att en av transformers ledningar på primärsida och/eller sekundärsida är kopplad till jord, d.v.s. de är osymmetriska i förhållande till jord. Beroende på om och var koppling till jord är gjord kallas transformer för BalBal, BalUn, UnBal samt UnUn. Därav namnet Balun, vilket menas att primärsidan är balanserad och sekundärsidan är obalanserad. Observera att det råder begreppsförvirring angående orden "balun" och "toroid", vilka ofta används som samlingsnamn för transformers.

Det finns primärt tre stycken andra sätt att klassificera olika typer av transformers som används.

- Spänningsbalun (Voltage Balun, Ruthroff Balun Transformer), för att den på sekundär-sidan ger på respektive ledning en spänning i förhållande till jord, vilka är lika i amplitud men som har  $180^\circ$  fasskillnad oavsett lastens impedans. Denna kan antingen vara av typ 1. eller av modifierad typ 2. Observera att sekundär-sidans två strömmar antar respektive värde, för att sekundär-sidans två spänningar ska bli lika i förhållande till jord. För att en spänningsbalun ska kunna bibehålla balans mellan de två spänningarna till sekundär-sidans belastning, så "krävs" att belastningen (hela antennen) är bra balanserad i förhållande till jord.

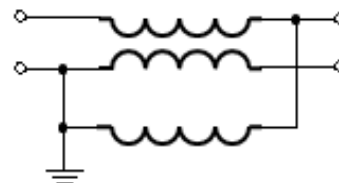


Bild är 1:1 spännings BalUn, observera att den egentligen ska kallas UnBal.

- Strömbalun (Current Balun, Guanella Balun Transformer, Choke Balun), för att den på sekundär-sidan ger på respektive ledning en ström, vilka är lika i amplitud men som har  $180^\circ$  fasskillnad oavsett lastens impedans. Denna är av typ 2. Observera att sekundär-sidans två spänningar antar respektive värde i förhållande till jord, för att sekundär-sidans två strömmar ska bli lika. För att en strömbalun ska kunna bibehålla balans mellan de två strömmarna till sekundär-sidans belastning, så "krävs" att belastningen har relativt låg impedans.

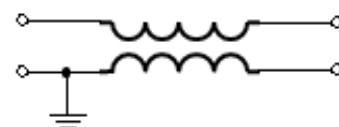


Bild är 1:1 ström BalUn, observera att den egentligen ska kallas UnBal, denna typ har generellt större frekvensbandbredd än typ 1.

Om en antenn matas på ett punkt med låg impedans eller ström

maximum är ström balun att föredra, eftersom den matar ström direkt ut i antennen som i sin tur ger önskad strålning. Observera att impedansen är låg vid antennens resonansfrekvens men kan vara mycket hög vid andra frekvenser, vilket kan ge mycket höga RF spänningar i balunen och därmed kan kärnan "gå i mättnad" (eng. saturated) eller helt förstöras.

Ström balun tål större obalans och impedansskillnad på lasten respektive anslutning än typ 1. Med "mättnad" menas att när flödes-täthet når en viss flux-värde så börjar materialets permeabilitet att minska, i så är fallet kan kärnans storlek ökas.

- Marchan Balun Transformer, viken är en "kopplare" gjort direkt på kretskort (PCB) och används för mycket höga frekvenser 10'tals GHz.

Genomgångs-dämpning (Insertion Loss IL) hos en transformer beror för låga frekvenser på primär-sidans induktans, för höga frekvenser på lindningskapacitans och läck-induktans mellan respektive ledning. Samt av det materials permeabilitet ( $\mu_r$ ) som ledningarna är lindade runt, vid minskande temperatur minskar permeabiliteten och därmed ökar IL för låga frekvenser. Vid mätning av transformers med impedans-förhållande större än 1:1, kan två stycken identiska kärnor appliceras rygg mot rygg, och IL blir då hälften eftersom den fördelas på två kärnor.

Det finns primärt två stycken typer av material som används för kärnor.

- Powdered Iron Core (Järn-kärna), benämns T-yy-xx, där yy=kärnans ytter diameter [0.yy inch]) och xx=type av mix för specifikt  $\mu_r$ . Vanligtvis har olika mix olika färg på kärnan. Koloxid-järn har bra temperaturstabilitet, permeabilitet mellan  $1 \leq \mu_r \leq 35$ , högt Q-värde upp till 200 MHz, ej bredbandiga, används oftast i smalbandiga filter och oscillatorer. Väte-reducerat järn har  $35 < \mu_r < 90$  används oftast i lågfrekvens drosslar i switchade kraftaggregat och EMI-filter. Generellt kan sägas att ju högre  $\mu_r$  desto lägre Q-värde samt högre förluster vid högre frekvenser. Järn-kärna är inte lika temperaturkänslig som ferrit-kärna och tål högre effekter än motsvarande kärna av ferrit. Vid RF insignal är det förluster i kärnan och lindning snarare än mättnad som begränsar applicerad effekt.
- Ferromagnetic Core (Ferrit-kärna) benämns FT-yy-xx, där yy=kärnans ytter diameter [0.yy inch]) och xx=type av mix för specifikt  $\mu_r$ . Typen har låg IL, oftast permeabilitet mellan  $20 \leq \mu_r \leq 5000$ , högt Q-värde upp till 10 MHz, bredbandiga, används oftast i transformers och bredbandiga filter. Ferrit är inte temperaturstabil, vid temperaturändring så ändras materialets permeabilitet  $\mu_r$ , detta ger att det magnetiska flödet ändras och därmed induktansen. Temperatur-höjning kan ske genom att det sker effektförluster i lindning och i kärnan, vilka t.ex. uppträder vid användning av ferrit-kärnor i avstämda matchenheter mellan sändare och antenn.

För användning vid höga frekvenser (VHF) är högt värde på  $\mu_r$  att föredra, p.g.a. att antalet varv ledning genom kärnan bör vara så få som möjligt. Detta för att minska kapacitansen mellan lindningarna och serieinduktansen hos respektive ledning samt att mindre antal varv gör att uppvärmning av kärnan minskar. Men högt värde på  $\mu_r$  ger också större förluster i kärnan, vilket resulterar i att den inte kan hantera större effekter utan att mättas. Generellt kan sägas att ju högre  $\mu_r$  desto lägre Q-värde samt högre förluster vid högre frekvenser.

Observera att ferrit inte är en perfekt isolator, därför är det viktigt vid användning av emaljerad koppartråd och att isolera kärnan med glasfiber-tejp eller gäng-tejp innan lindning.

Det finns primär två typer av kärnor som primär och sekundär ledningarna lindas på.

- Toroidal kärna (Toroid), viktigt är respektive lindning går rakt ut och med jämt fördelad separation runt kärnan, vilket kan ge lite lägre induktans om den sak användas som induktor. Vidare bör det vara ett 30° gap mellan ledningarna vid lindningens början och slut.
- Binocular kärna (Beverage, Multi-aperture cores), används bl.a. som transformer av typ 1. i "push-pull" bredbands-förstärkare. För höga effekter kan ett antal ringkärnor appliceras till två rör, som i sin tur appliceras till en binocular kärna. Är att föredra framför toroidal som transformer.



Lindning av transformer för högre frekvenser ska göras så att kriterium TLT uppfylls, vilket menas att de två ledningarna tillsammans är en transmissionsledning och med en karakteristisk impedans som bör vara lika med respektive belastnings impedans för 1:1 transformer (bör vara mellan 5 – 200  $\Omega$ ), samt att använda ferrit-kärnor.

Och att lindningens reaktans bör vara mycket större, minst  $X_L \geq 10 * Z_{LOAD}$ , än respektive belastnings impedans. Observera att endast för impedansomvandling upp till 1:1,5 är transformer bilateral, för högre impedansomvandlingar ska inte primär-sidan och sekundär-sidan "växlas".

Lindnings-trådens diameter bör vara så stor som det är praktiskt möjligt, vilket ger högre Q-värde samt lägre förluster.

$A_L$  värde, relaterar till resulterande induktans för ett givet antal varv och varierar med en kärnas permeabilitet.

- Järn-kärna, antal varv  $N = 100 * \sqrt{[L(uH)/A_L]}$  där  $A_L = xxx \text{ uH}/100$  varv. Denna formel en "grov uppskattning" och vid färdig lindad kärna måste

induktansen mäts direkt eller indirekt t.ex. med en grid-dip meter.

- Ferrit-kärna, antal varv  $N = 100 * \sqrt{[L(\mu\text{H})/A_L]}$  där  $A_L = \text{xxx } \mu\text{H}/100$  varv. Denna formel en "grov uppskattning" och vid färdig lindad kärna måste induktansen mäts direkt eller indirekt t.ex. med en grid-dip meter.

Strömbaluns transmissions-lednings karakteristisk impedans, vid impedans-omvandling 1:1, ska vara samma som anslutande impedansen. Vid impedans-omvandling 1:4 ska respektive transmissions-ledningens karakteristiska impedans vara lika med halva värdet av den högsta anslutande impedansen. Viktigt är att de två ledningarna är partvinnade (twisted pair, bifilar, 6-8 twist/inch), eller är parallella (twin lead) med ett avstånd till varandra och med isolationsmaterial (permittivitet  $\epsilon_r$ ) vilka ger rätt impedans.

Spänningsbaluns transmissions-lednings karakteristisk impedans, vid impedans-omvandling 1:1, ska vara samma som anslutande impedansen. Dock kan de tre ledningarna partvinnas (trifilar), men är betydligt svårare erhålla rätt impedans. Vid impedans-omvandling 1:4 ska respektive transmissions-ledningens karakteristiska impedans vara lika med halva värdet av den högsta anslutande impedansen.

Efter att en kärna har blivit mättad, så för järn-kärna kommer kärnans permeabilitet att återgå till sitt ursprungliga värde, vilket inte gäller för ferrit-kärna. När kärnan blir "mättad" så alstras en utgående fyrkants-våg av den inkommande sinusvågen, och resultatet blir övertoner som ger EMI (Elektro-Magnetisk Interferens). Större tvärsnittsarea en kärna har desto mer effekt tål den innan mätning.

Transformers av typ 2. har låga förluster, när den fungerar som en transmissions-ledning och har "rätt" material i kärnan. Det innebär att mindre diameter på kärna kan användas för högre effekter. Viktigt är då att diametern på respektive ledning är så stor som möjligt, samt att den fysiska längden på transmissions-ledningen ska vara kort i förhållande till vågens frekvens. Ej verifierad uppgift är att en toroid med yttre diameter på 1 inch och ledningsdiameter på AWG #18 kan hantera kontinuerligt 600 watt utan att "mättas".

Transformers är inte effektiva vid impedanser  $\geq 600 \Omega$  och  $\text{SWR} > 2$  (ej verifierad uppgift). Vid användning i ett antensystem som ska täcka ett stort frekvens-område, kan kärnan lätt "mättas" och i värsta fall "brinna upp" p.g.a. höga impedanser som orsakar extremt höga spänningar och effektförluster och vid vissa frekvenser.

Bra effektivitet (ej verifierad uppgift), minst förluster, har 1:1 transformers med impedans  $50 \Omega$  eller mindre. Sedan minskar effektiviteten, förlusterna ökar, med ökande impedans och impedans-omvandling. Ej verifierade uppgifter är att 1:1 transformers med  $50 \Omega$  eller mindre bör vara ferrit-kärna med  $250 \leq \mu_r \leq 300$ , vidare transformer av typ ström balun 1:4 bör vara ferrit-kärna med

$\mu_r \approx 40$ .

Bra effektivitet (ej verifierad uppgift) för typ 1, minst förluster, har transformers med impedans-omvandling 1:X för  $X > 50 \Omega$  om antalet varv per  $100 \Omega$  är 1 – 2 st.

- Vilket ger för 1:4 transformers med impedans-omvandling 50:200  $\Omega$ , vilket ger för  $Z_1=50$ ,  $Z_2=200$  och  $N_2=2$  eller  $N_2=4$ :  
 $200 = (2/N_1)^2 * 50 \Rightarrow N_1 = 1$   
 $200 = (4/N_1)^2 * 50 \Rightarrow N_1 = 2$
- Vilket ger för 1:9 transformers med impedans-omvandling 50:450  $\Omega$ , vilket ger för  $Z_1=50$ ,  $Z_2=450$  och  $N_2=4.5$  eller  $N_2=9$ :  
 $450 = (4.5/N_1)^2 * 50 \Rightarrow N_1 = 1.5$   
 $450 = (9/N_1)^2 * 50 \Rightarrow N_1 = 3$

Bra bredbandig effektivitet (ej verifierad uppgift) fås om minimering av den del av ledningen, per lindningsvarv, som är "utanför" själva kärnan, vilket erhålls vid användning av binocular kärna eller att ett antal toroider träs över på t.ex. en RG58/U (för effekter upp till 300W). Detta minskar inverkan av lindningskapacitanserna samt läck-induktanserna.

Bra effektivitet för mycket höga frekvenser (ej verifierad uppgift), fås om längden på ledningen  $\geq 1/8$  våglängd av den högsta frekvensen.

Bra bredbandig effektivitet (ej verifierad uppgift) fås för HF med ferrit-kärna av typ mix 43 ( $\mu_r = 800$ ), 61 ( $\mu_r = 125$ ), samt för VHF med ferrit av typ mix 63 ( $\mu_r = 40$ ), 67 ( $\mu_r = 40$ ) och 68 ( $\mu_r = 20$ ). För HF med järn kärna av typ mix 6 har lägst temperaturdrift.

Bra twin lead med impedans  $50 \Omega$ , fås om två emaljerad Cu-tråd,  $\emptyset = 1 \text{ mm}$ , separerade  $0.76 \text{ mm}$ , permittivitet ( $\epsilon_r$ ) = 1. Simulerad på webbsida <http://www.eeweb.com/toolbox/twisted-pair> och <http://www.amanogawa.com/archive/TwoWire/TwoWire.html>

Bra effektivitet (ej verifierad uppgift) för typ 1, fås om  $\omega * L \geq 4 * Z_{\text{LOADmin}}$ , för lägsta frekvensen och för anslutande lasts lägsta impedans, denna regel gäller generellt för all typer av transformers. Vilket ger för last  $50 \Omega$  så bör  $L \geq 200 * Z_{\text{LOADmin}} / (6.28 * f)$ , och för given kärna kan antalet varv beräknas. Men L får inte vara för stor, för då kan förlusterna och SWR öka.

Bra effektivitet (ej verifierad uppgift) för typ 1, fås om valet av kärnans material och form resulterar i en transformer design som ger den högsta induktans per varv vid den undre gränshfrekvensen. Det ger minsta antal varv för shunt-induktansen för det låga frekvensområdet. Lågt antal varv är även önskvärd för låg genomgångs-dämpning över hela frekvensområdet, samt ger även låg lindnings-kapacitans och låg läck-induktans vilket ger låg dämning för det höga frekvensområdet.

Bra effektivitet fås om lindningsförluster och förluster i kärnan är lika stora. I datablad och applikationer kan en transformers frekvensområden ha olika namn och storlek för olika användning. Observera att listade data är oftast för låg effekt applikationer och att bl.a. övre gränshänsfrekvens blir lägre för högre effekter.

Slutsats är vid konstruktion av en balun, att använd binocular kärna, twin lead lindning med karakteristisk impedans som är lika den högsta av de anslutande impedanserna, samt så få lindningsvarv med så stor lednings-diameter som möjligt. Vidare att inte ha anslutnings eller belastnings impedanser  $\geq 600 \Omega$  och att missanpassning bör inte vara större än  $SWR > 2$ . Vid applikationer som kräver bra temperatur-stabilitet och vid mycket höga effekter ska järn-kärna användas. För applikationer som kräver stort frekvens-område ska ferrit-kärna användas. Vid val av kärna beakta materialets permeabilitet, inte bara vid DC utan över hela det aktuella frekvensområdet. Viktigt är att kärnan inte används utanför sitt frekvensområde för given applikation, vilket kan ge större förluster och därmed högre temperatur. Vid användning av 1:x där  $x \geq 2$  balun bör en 1:1 strömbalun kopplas efter eller före (s.k Hybridbalun), detta för att förbättra CM egenskaperna. Observera att man bör inte använda bara en kärna för balun som ska impedans-omvandla utan använda två eller flera kärnor, där varje är en 1:1 strömbalun.

Som tidigare nämnts är bead balun ett alternativ till binocular balun, vilken består av 25 – 50 st. ferrite-kärnor på en koaxialkabel, den totala reaktansen bör vara större än 1000 ohm för UnBal 1:1 strömbalun. Två st. identiska bead baluns kan t.ex. kombineras till en 1:4 strömbalun, se bild nedan.



Mer om baluns specifikationer och applikationer, se "BALUN BASIC PRIMER.pdf från <http://www.markimicrowave.com> / Tech Support / Application Notes



## Inductor och RFC

En model för luftlindad induktor är förutom en ideal spole (med fasvinkel  $90^\circ$ ) även lindnings-kapacitans (eng shunt capacitans) samt resistiv förlust i lindnings-tråden p.g.a. trådens AC-resistans ( $R_{AC}$ ).

En model för spole lindad på en kärna ingår förutom modellen ovan, även magnetiska förluster i kärnan p.g.a. faskift (hysteres), virvelströmmar samt dielektriska förluster mellan lindning och kärna.

Respektive kärna har en egen konstant  $A_L$  och definieras  $A_L = (\mu * A) / (2 * \pi * r)$ , vilken ingår i formlerna  $L = A_L * N^2$  och  $Z = j * \omega * A_L * N^2$ . Den ingående permeabilitet  $\mu = \mu_0 * \mu_r$ , där  $\mu_0$  är en konstant (i vakum) och  $\mu_r$  är konstant för hur många gånger lättare magnetisk flux rör sig i kärnan i förhållande till luft. För låga frekvenser och låga värden på magnetisk flux kallas  $\mu_r$  (alt.  $\mu$ ) för initial permeabilitet  $\mu_i$ . Det är oftast dessa två värden  $A_L$  och  $\mu_i$ , som finns med i datablad.

För olika användning inom givet frekvens-område är det primärt materialets komplexa permeabilitet som avgör vilken typ av kärna som ska väljas. En modell för induktors impedans är  $Z = R_s + j * \omega * L_s = j * \omega * L_o * (\mu' - j\mu'')$ , där  $R_s$  = serie-resistans,  $L_s$  = serie-induktans och  $L_o$  = luftlindad spoles induktans och  $(\mu' - j\mu'')$  = materialets komplexa permeabilitet.

För låga frekvenser dominerar  $\mu'$  vilket ger att induktor är induktiv och för högre frekvenser dominerar  $\mu''$  vilket ger att induktor är resistiv och därmed ger effektförlust. Observera att  $(\mu' - j\mu'')$  är frekvensberoende, temperaturberoende och DC-bias beroende. För mer information och exempel, se: "75-material for low-frequency EMI suppression demystified" by Fair-Rite Corp.

Vid användning av ferrite-kärna (soft magnetic core) som del av en induktor i en avstämd krets eller i en bred-bandig tranformer, är det viktig vid högre frekvenser att göra beräkningarna enligt bra modeller. Där  $A_L$ -värdet justeras med en faktor som kompenserar för att permeabiliteten är frekvens-beroende och för induktorns egenkapacitans.

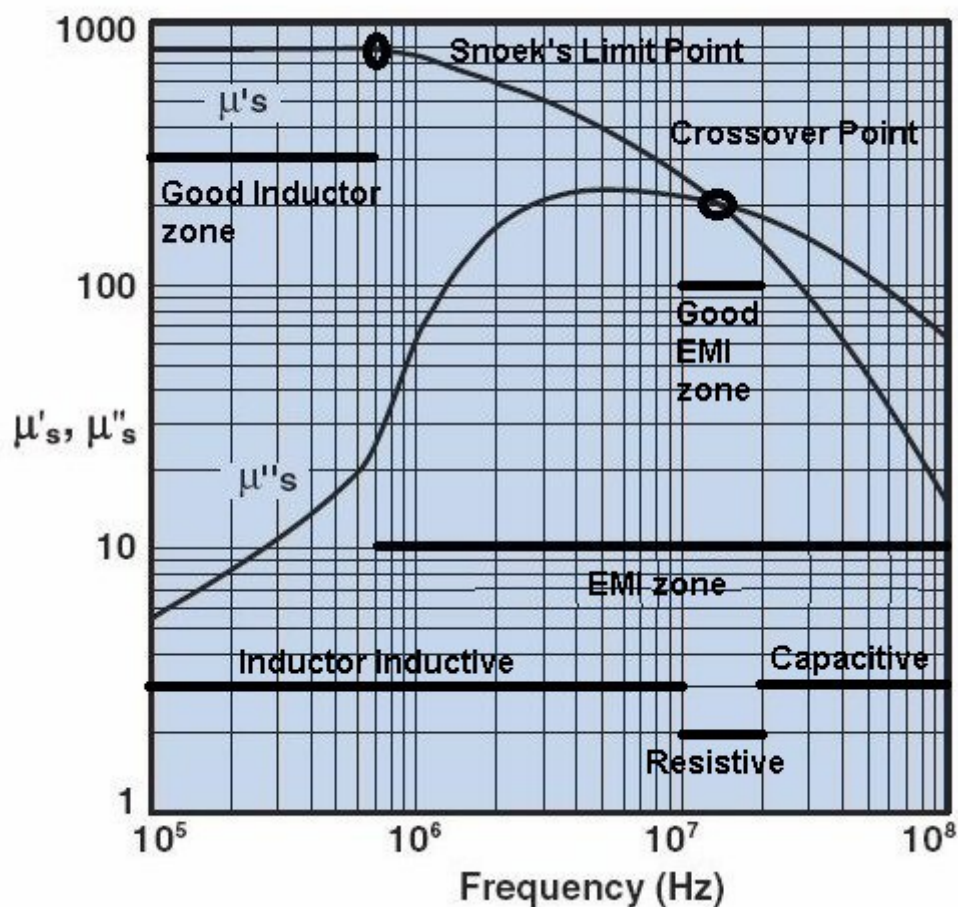
För högre frekvenser måste  $A_L$ -värdet multipliceras med faktor  $((\mu' - \mu'') / \mu_i)$  där  $\mu'$  och  $\mu''$  är, som nämnts ovan, den komplexa permeabiliteten. För en induktor gäller att  $\mu' > \mu''$ . För mer information och exempel, se: "A method for estimating the impedance of a ferrite cored inductor at RF" by Owen Duffy.

Observera att detta gäller bl.a. för litet antal lindningar och liten magnetisk flux samt liten flux leakage (leakage inductance) . För järn-kärna gäller att de har mycket lägre förluster och värdet på  $A_L$  behöver vanligtvis inte justeras för högre frekvenser.

Vid användning av ferrite-kärna som en RF-drossel (RFC) är kravet annorlunda

än den för en induktans-spole för resonanskrets och för en bred-bandig transformer. En RFC kräver låg Q och stort bredbandigt frekvensområde, därför välja en ferrit vars Q har nått sin kulmen vid lägre frekvenser och blir bredare (lägre värde) när frekvensen ökar. För en RFC gäller att  $\mu'' > \mu'$ . För en krets med låg ström kan ett motstånd (med lågt värde) kopplas i serie med RFC, vilket ger att RFC's bandbredd ökar. Ferrit typ 43 är användbar för avstämde kretsar upp till 1 Mhz, för att sedan bli mer och mer resistiv till 10 Mhz och därefter är användbar för RFC 10 till 100 Mhz.

I figur nedan är en av flera figurer från datablad. Den här ger bl.a. information om frekvensområden för olika användning. Till vänster om "Snoek's Limit Point" uppträder induktorn som en induktans med små förluster. Till höger om denna punkt (frekvens) så ökar  $\mu''$  och  $\mu'$  minskar vilket ger att induktorn blir mer och mer resistiv samt att effektförlusten ökar. Vid "Crossover Point" så är  $\mu' = \mu''$  vilket ger induktorn inte längre är en induktiv utan är resistiv för att efter denna punkt (frekvens) bli mer och mer kapacitiv. Samt vid denna punkt har induktorns Q värde minskat och är lika med 1, för att vid ytterligare ökande frekvens minska ytterligare. Om induktorn ska användas som en effektiv RFC för ett smalt frekvensområde (här ca. 10 Mhz), så ska crossover point vara inom detta område.



För mer information om komplex permeabilitet se:

- How to Choose Ferrite Components for EMI Suppression by Fair-Rite Products Corp
- Specifying a Ferrite for EMI Suppression by Fair-Rite Products Corp

För mer information om crossover (point) frekvens med avseende på  $R_{AC}$ ,  $X$  och  $Z$  se:

- All Ferrite Beads Are Not Created Equal by In Compliance on August 1, 2010

Detta dokument är ett levande dokument och kan innehålla en del felaktiga uppgifter. Författaren avsäger sig allt ansvar för innehåll och användning av innehåll i detta dokument. Med "ej verifierad uppgift" menas att författaren ej själv, testat på "labb-bänken" att det som sägs gäller.

Dokument ver 1.3

CopyRight DataRäven Elektroteknik 2016

## Ark1

Core Type	Carbonyl 'E' Iron Txx-2 (Red)	Carbonyl 'SF' Iron Txx-6 (Yellow)	Carbonyl 'TH' Iron Txx-7 (White)	Synthetic Oxide Iron Txx-12 (Grn / Wh)	
Inductor App frequency range	(0,25) (1) 2 – (8) (10) 30 Mhz High Q	(1) (3) 10 – (20) (40) 50 Mhz Good Q, ter	(0,8) 3 (5) – (18) 35 Mhz High Q, temp si	(30) 50 – (100) 200 (250) Mhz High Q	
Transformer App frequency range	0,5 – 30 Mhz	2 – 50 Mhz			
EMI Attenuation App frequency range					
Power App frequency range	2 – 30 Mhz	10 – 50 Mhz	1 – 25 Mhz	50 – 200 Mhz	
Wide Band Range App frequency range	150 – 300 Mhz	200 – 400 Mhz	200 – 400 Mhz		
Frequency range	(0,5) 1(2) – 30	2 (10) – 50 Mhz	5 – 35 Mhz	20 (50) – (200) 250 Mhz	
Frequency range best Q	0,25 (1) (2) (3) – 10 (30) Mhz	(2) 3 (10) (20) – 40 (50) Mhz	1 (3) (39) – 25 (30) (35) (250) Mhz	(20) 30 (50) – (200) 250 Mhz	
Permeability ( $\mu$ )	10	8,5	9	4	
$A_L$ = Inductance index (uH / 100 turns)	T50-2 $A_L$ = 49; 0,25 (2) – 10 (30) Mhz	T50-6 $A_L$ = 46; 3 (10) – 40 (50) Mhz	T50-7 $A_L$ = 43; 1 (3) – 25 (35) Mhz	T50-12 $A_L$ = 18; 50 – 200 Mhz	
Max suggested RF power	T50-2 $\leq$ 25W; T68-2 $\leq$ 75W	T50-6 $\leq$ 25W; T68-6 $\leq$ 75W		T68-12 $\leq$ 75W	
Optimum Q max frequency	T50-2 = 4 Mhz	T50-6 = 12 Mhz		T50-12 = 90 Mhz	
Note:			Better than #2 and #6	For high temp stab use #17	
Core Type (All Grey)	Nickel Zink Ftxx-43 (-H)	Nickel Zink Ftxx-51	Nickel Zink Ftxx-61 (-Q1)	Nickel Zink Ftxx-67	Nickel Zink Ftxx-68
Fair-Rite Production Corp					
Initial permeabilitet $\mu_i$	800 (vid 23° C)	300 (vid 23° C)	125 (vid 23° C)	45 (vid 23° C)	16 (vid 23° C)
Snoek's Limit Point	0.7 Mhz	5 Mhz	10 Mhz	40 Mhz	150 Mhz
Crossover Point	15 Mhz	20 Mhz	45 Mhz	130 Mhz	550 Mhz
Curie Temperatur	130° C	170° C	300° C	>375° C	>500° C
Inductor App frequency range	(0,01) 0.1 (1) – 1 (50) Mhz		0,2 – 10 (15) (25) Mhz High Q	10 (15) – (50) 80 Mhz High Q	(1) 80 – (100) (150) 180 Mhz High Q
Transformer App frequency range	1 – 50 Mhz		10 – 200 MHz	0,2 (50) (200) – (50) (200) 500 (1000)Mhz	0,5 (200) – 30 (100) (1000) Mhz
EMI Attenuation App frequency range	(20) 30 (40) – 200 (250) (400) Mhz		> 200 (300) Mhz	> 1 Ghz	> 5 Ghz
Power App frequency range					
Wide Band Range App frequency range	1 – (30) 50 Mhz		10 – 200 Mhz	50 (200) – 500 (1000) Mhz	200 – 1000 Mhz
Frequency range	20 – 300 Mhz		> 200 Mhz	> 250 Mhz	
Frequency range best Q			0,2 (20) – (11) 15 (50) Mhz	15 – 80 Mhz	(50) 80 – (100) 180 Mhz
Permeability ( $\mu$ )	800 (850)		125	40	(16) 20
$A_L$ = Inductance index (mH / 1000 turns)	FT50-43 $A_L$ = 523		FT50-61 $A_L$ = 68	FT50-67 $A_L$ = 22	FT50-68 $A_L$ = 11
Max suggested RF power	FT50-43 $\leq$ 5W		FT50-61 $\leq$ 5W	FT50-67 $\leq$ 5W	FT50-68 $\leq$ 5W
Optimum Q max frequency	FT50-43 = 1 MHz		FT50-61 = 10 MHz	FT50-67 = 80 MHz	FT50-68 = 180 MHz
Note: Nickel Zink Ftxx-73 ska bara användas som RFC för EMI inom 1 – 20 Mhz				Similar to -63	