

FERRIET IN HF TOEPASINGEN

Achtergronden en materiaal eigenschappen

(eerder gepubliceerd in Electron # 9, 2001)

Inleiding

Dit hoofdstuk probeert enige achtergrond te leveren bij de formules die gebruikt worden bij toepassingen met ferriet materiaal. Afhankelijk van de specifieke toepassing zijn bepaalde (combinaties van) materiaal eigenschappen belangrijk en het is goed om te weten waar de formules vandaan komen en welke onderlinge verbanden er bestaan tussen de diverse formules. In de algemene en meer applicatie gerichte hoofdstukken wordt regelmatig naar de formules verwezen. In die toepassingen waar geen directe 'gereedschappen' geleverd werden, is wellicht toch in de hier gegeven achtergronden voldoende materiaal te vinden om deze zelf af te leiden / te ontwikkelen. Ook is het nuttig om verdere informatie te vinden in het standaard werk op het gebied van de ferrieten in het boek van E.C. Snelling, Soft ferrites: Butterworths Publishing, Stoneham en/of het Ferroxcube Data Handbook: Soft Ferrites and Accessories. Voor wie alles nog eens op zijn gemak wil nalezen, raad ik de artikelen in het blad "Electron" aan: "Ferrieten in HF toepassingen, ON9CVD, Electron 9 - 2001 t/m 1 - 2002.

Relaties en eigenschappen van veldsterkte, inductie en permeabiliteit

Het magnetisch veld

Indien om de kern van een ringkern een aantal windingen worden gelegd en daar een stroom door wordt gestuurd zal in de kern een magnetisch veld H (A/m) ontstaan. Denk er overigens aan dat bij ringkernen uitsluitend met een geheel aantal windingen kan worden gerekend; elke maal dat een geleider door het midden gat gaat, telt voor een complete winding.

De grootte van het veld in de kern, als gevolg van de stroom door de geleider, is uit te rekenen met:

$$H = n \cdot I / l \quad (1)$$

waarin:

H = veldsterkte (A/m)

n = aantal windingen

I = stroomsterkte (A)

l = de magnetische weglengte:

voor ringkernen $l = \pi \cdot (D + d) / 2$, met

D = buitendiameter van de ringkern (m)

d = binnendiameter (m)

De formule voor de magnetische weglengte is een benadering. In werkelijkheid wordt de magnetische inductie in de (ring-)kern naar het centrum toe steeds groter. Een betere formule 'weegt' de toename van deze inductie naar het centrum. Omdat de door ons gebruikte ringkernen een relatief kleine verhouding hebben tussen binnen en buiten diameter (groot gat) en het ferriet bovendien relatief grote tolerantie vertoont in zijn eigenschappen is de bovenstaande formule toch een goede benadering.

De magnetische inductie (flux)

Het aangelegde magnetische veld zal in het ferriet een magnetische inductie B veroorzaken die veel groter kan worden dan de veldsterkte H. De grootte van deze inductie is:

$$B = \mu \cdot H \quad (2)$$

Waarin:

B = magnetische inductie (in Tesla, T, of V.s/m²)

μ = permeabiliteit in H/m

De permeabiliteit μ is afhankelijk van het materiaal en van de veldsterkte H , dus van de stroom I . Bij wisselstroom speelt de frequentie ook een belangrijke rol.

De B-H kromme

We zullen de relatie tussen H en B wat nader bekijken aan de hand van figuur 1.

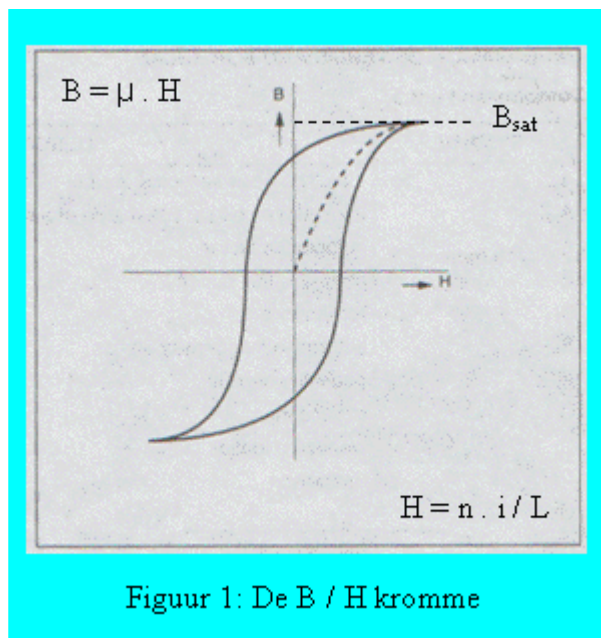
De figuur is verdeeld in 4 kwadranten: rechts boven voor positieve H en B , terwijl linksonder de waarden van H en B negatief zijn. Indien H vanaf nul toeneemt zal B eerst lineair toenemen om tenslotte een maximale waarde te krijgen: de verzadiging van het ferriet (saturatie). Deze waarde van B wordt B_{sat} genoemd.

$$B_{\text{sat}}$$

$$B = \mu \cdot H$$

$$H = n \cdot i / L$$

Figuur 1: De B / H kromme



De niet lineaire relatie tussen B en H

Voorbij B_{sat} verandert B bijna niet meer en houden we alleen de permeabiliteit van de vrije ruimte over, zijnde $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m. ook daarvoor zien we de kromme al

afwijken van een rechte lijn waarmee een niet-lineair verband wordt aangegeven tussen het aangelegde veld en dat in de kern.

Zodra dit niet-lineaire verband gaat optreden kunnen we verwachten dat er harmonischen worden geproduceerd in de stroom van het aangelegde veld en dus ook in de spanning op de spoel die dit veld opwekt en/of afneemt. In de meeste HF radioamateur toepassingen blijven we dus liever uit de buurt van dit niet-lineaire gedrag.

Energie en verliezen in de kern

Bij een zekere H en dus bijbehorende B is een hoeveelheid energie in de kern aanwezig. In het lineaire stuk is de energiedichtheid gelijk aan:

$$E = B \cdot H / 2 \text{ (J / m}^3\text{)} \quad (3)$$

In figuur 1 zagen we in de stippellijn de B-H kromme zoals die voor de eerste maal doorlopen is. Bij elke volgende magnetisatie gaat de kromme over in een lus-vormige figuur waarbij op de doorgang met de y-as een zekere inductie overblijft, het remanent magnetisme B_r . Om de inductie tot nul terug te brengen is een tegengesteld magnetisch veld nodig met een sterkte H_c , de coërcitieve veldsterkte. De vorm van de lus is sterk afhankelijk van het type ferrietmateriaal en de mate van uitsturing en varieert van vrijwel rechthoekig tot vrijwel elliptisch; de vorm in figuur 1 dient daarom uitsluitend ter illustratie.

Het achterblijven van een zekere magnetisatie en inductie bij het doorlopen van de hysteresislus heeft te maken met het ompolen van de magnetische domeinen binnen het materiaal. De magnetische-domein-wanden komen hierbij enigszins van hun plaats en wel des te meer naarmate de inductie toeneemt. De verschuiving van deze domeinwanden kost energie en hier zien we dus een mechanisme waarmee we de verliezen in het ferrietmateriaal kunnen verklaren en relateren aan de mate van uitsturing. In het algemeen proberen we daarom de uitsturing van het materiaal te beperken teneinde de verliezen (en dus de warmte ontwikkeling) hierin beperkt te houden. Een goed voorbeeld hiervan vinden we in de toepassing van die mooie kleine ferriet- transformatoren in schakelende voedingen.

Als de ferrietkern deel uitmaakt van een transformator toepassing, zullen over de wikkelingen spanningen ontstaan die evenredig zijn met de magnetische inductie B in de kern en met de frequentie (en met het aantal windingen en de kerndoorsnede, zoals we verderop zullen zien). In dergelijke toepassingen loont het dus de moeite om naar hoge(re) frequenties toe te gaan als we de kern in het lineaire gebied willen bedienen; bij gelijkblijvende

magnetische inductie wordt de spanning groter naarmate de frequentie toeneemt. Daarom zijn de trafo's in schakelende voedingen zo klein: de toepassings-frequenties lopen van enkele tientallen kHz tot in het MHz gebied. Het is dus zaak magnetisch materiaal te kiezen waarbij de B als functie van de H zo groot mogelijk is en dat geschikt is voor hoge frequenties.

Permeabiliteit en ferriet materiaal

Waarom wij graag ferrieten toepassen kan gemakkelijk worden ingezien als we de standaard formule voor zelfinductie nader bekijken:

$$L = n^2 \cdot \mu \cdot A / l \quad (4)$$

L = zelfinductie (Henry)

n = aantal windingen

A = kerndoorsnede (m²)

l = magnetische weglengte (m)

De permeabiliteit μ valt uiteen in twee onderdelen, n.l. een algemeen deel dat de “ruimte eigenschappen” beschrijft: $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m, en een deel dat de eigenschappen beschrijft van het materiaal dat de zelfinductie omhult, de relatieve permeabiliteit, μ_r , volgens: $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$.

Voor lucht is de waarde van μ_r gelijk aan ‘1’ terwijl deze voor sommige van onze ferrieten kan oplopen tot vele duizenden. Dit betekent dat een zelfinductie met hetzelfde aantal wikkelingen, binnen dezelfde ruimte, vele duizenden malen groter kan worden bij toepassing van deze ferriet materialen. Hier vinden we dan ook de belangrijkste reden om ferrieten toe te passen, namelijk de beperking van draadlengte en ruimtebesparing.

Als we in een volgend hoofdstuk gaan praten over z.g. transmissielijn transformatoren zullen we zien dat dankzij de toepassing van een ferrietkern de impedantie al snel een acceptabele waarde kan bereiken bij een geringe fysieke lengte van hierom gewikkelde transmissielijn. Deze korte lijnlengtes maken dat dit type transformator geschikt wordt voor de grote

bandbreedtes die we zo graag zien in HF toepassingen. Naast ruimtebesparing ontstaan dus nog geheel nieuwe mogelijkheden.

De maximale inductie in de kern

We hebben eerder gezien dat de inductie in de kern bepaald wordt door het magnetisch veld in de kern, die weer wordt bepaald door de stroom door de spoel (zie formule 1). De stroom door de spoel kunnen we bepalen uit de spanning over de spoel (U_L) en de impedantie (Z_L) hiervan. We kunnen dus afleiden:

$$B = \mu \cdot H$$

$$H = n \cdot I / l$$

$$I = U_L / Z_L,$$

zodat:

$$B = \mu \cdot n \cdot U_L / l \cdot Z_L$$

De spanning U_L is uitgedrukt als effectieve waarde. Om de maximale waarde van B te vinden moeten we de topwaarde hebben. Om in het lineaire gebied te blijven moet de maximale inductie niet groter worden dan 20 % van de verzadigingswaarde, zodat we kunnen schrijven:

$$B_{\max} = \mu \cdot n \cdot U_L \cdot \sqrt{2} / l \cdot Z_L = 0,2 \cdot B_{\text{sat}}$$

en hieruit:

$$U_{L(\text{inductie})} = 0,14 \cdot B_{\text{sat}} \cdot l \cdot Z_L / \mu \cdot n$$

Verder is:

$$Z_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$$

$$L = n^2 \cdot \mu \cdot A / l$$

De formule voor de maximaal toelaatbare spanning over de spoel in lineaire toepassingen wordt hiermee:

$$U_{L(\text{inductie})} = 0,89 \cdot B_{\text{sat}} \cdot f \cdot n \cdot A \quad (5)$$

We zullen deze formule later nog tegen komen in diverse gevallen.

De toepassingsfactor A_L

Veel fabrikanten rekenen alvast voor ons uit hoe groot de zelfinductie zal worden bij toepassing van een bepaald materiaal, in een bepaalde vorm. Voor die specifieke zaken hebben zij alvast de factoren μ_0 , μ_r , en A / l uit formule 4 voor ons bepaald en opgenomen in een toepassingsfactor A_L , uitgedrukt in nH/n^2 (nano-Henry per winding kwadraat), volgens:

$$A_L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot A / l \quad (\text{nH}/\text{n}^2) \quad (6)$$

Let op: Sommige fabrikanten drukken hun toepassingsfactor liever uit in een andere grootte, o.a. in: microHenry per 100 windingen ($\mu\text{H}/100$, Amidon). Deze laatste notatie geeft getalsmatig een factor 10 hogere uitkomsten! Het is altijd beter deze eerst om te rekenen naar de meer wetenschappelijke notatie.

Voor de berekening hoeven we de factor A_L alleen nog met het aantal wikkelingen in het kwadraat te vermenigvuldigen om meteen de zelfinductie te vinden:

$$L = n^2 \cdot A_L \quad (\text{nH}) \quad (7)$$

In tabel 1 vinden we hiervan een voorbeeld bij het gebruik van Ferroxcube (voorheen Philips) ringkernen en enkele equivalenten van Siemens en Fair-Rite / Micrometals (waar Amidon zijn producten meestal vandaan haalt).

De vormfactor

De toepassingsfactor A_L is een handige rekengrootheid bij diverse spoel en transformator berekeningen. We moeten er echter rekening mee houden dat deze factor uitsluitend van toepassing is zolang de permeabiliteit ' μ_r ' niet (veel) afwijkt van de initiële waarde, d.w.z. bij lage frequenties. Veel van onze toepassingen gaan echter verder waardoor we de werkelijke vorm van de kern nodig hebben. We definiëren daarom de vormfactor 'F', die ontstaat door de toepassingsfactor A_L te delen door de initiële permeabiliteit μ_i (welke laatste we ook in tabel 2 hebben opgenomen):

$$F = A_L / \mu_i = \mu_0 \cdot A / l \quad (8)$$

Deze vormfactor 'F' blijkt bij verschillende berekeningen een handige rekengrootheid te zijn.

Dat de vormfactor een relatie heeft tot de kerndoorsnede en minder tot de totale kern diameter blijkt als we buitendiameters vergelijken. We zien dan b.v. dat de grootste buitenmaat (140 mm) een lagere vormfactor heeft en bijgevolg een lagere waarde van A_L dan de veel kleinere kern van 55,8 mm (zie tabel 1). De toepassingsfactor is verder hoger naarmate de (ring-)kern dikker is en daarom vinden we de hoogste vormfactoren bij lange, buisvormige uitvoeringen van deze ferrietkernen.

Tolerantie

Deze informatie (en meer) is in de data boeken terug te vinden. De kleuren en materiaal aanduidingen zijn van Ferroxcube; andere fabrikanten hebben hun eigen benamingen en eventuele kleur schema's. Verder mogen we geen al te grote nauwkeurigheden van deze tabellen verwachten omdat Ferroxcube deze waarden specificeert met een tolerantie van 25 %. Andere fabrikanten kunnen deze materialen soms leveren in (betere) nauwkeurigheidsklassen maar ook dan moeten we door de genoemde temperatureffecten rekening houden met waarde variatie.

De complexe permeabiliteit

Omdat bij onze toepassingen het leven pas interessant begint te worden boven enkele tientallen kilohertz, gaan we hier wat dieper op in. De A_L waarde wordt als gezegd doorgaans bepaald bij zeer kleine uitsturing en lage frequenties. We gaan daarom eens kijken wat er gebeurt bij hogere frequenties.

Doorgaans schrijven we de impedantie van een spoel als

$Z_L = r + j\omega L$, waarin de factor "r" alle koperverliezen vertegenwoordigt.

Op hogere frequenties gaan de wervelstroom, hysteresis en andere verliezen in het ferriet materiaal zodanig toenemen dat we deze niet meer kunnen verwaarlozen en mee moeten nemen in de berekeningen. Omdat de spanning over deze Ohmse verliezen een andere fase heeft dan de spanning over het inductieve deel kunnen we hiervoor de complexe rekenwijze toepassen. Alle verliezen kunnen we dan in formule 4 mee nemen wanneer we μ_r schrijven als:

$$\mu_r = \mu' - j \cdot \mu'' \quad (9)$$

waarin:

μ' = de component voor de inductiviteit

μ'' = de component voor alle Ohmse verliezen.

De totale complexe impedantie van de spoel kunnen we nu schrijven als:

$$\begin{aligned} Z_L &= r + j \cdot \omega \cdot L = r + j \cdot \omega \cdot (n^2 \cdot \mu_0 \cdot (\mu' - j \cdot \mu'')) \cdot A / l \\ &= r + \omega \cdot n^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu'' \cdot A / l + j \cdot \omega \cdot n^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu' \cdot A / l \quad (10) \end{aligned}$$

We vinden hier weer

$$\text{een imaginair deel: } j \cdot \omega \cdot n^2 \cdot \mu' \cdot \mu_0 \cdot A / l, \quad (11)$$

$$\text{en een reëel deel: } r + \omega \cdot n^2 \cdot \mu'' \cdot \mu_0 \cdot A / l$$

Op de HF banden zijn de koperverliezen "r" doorgaans (veel) kleiner dan de verliezen in het ferrietmateriaal; we werken daarom verder alleen met de ferriet verliezen als weerstandcomponent van de spoel:

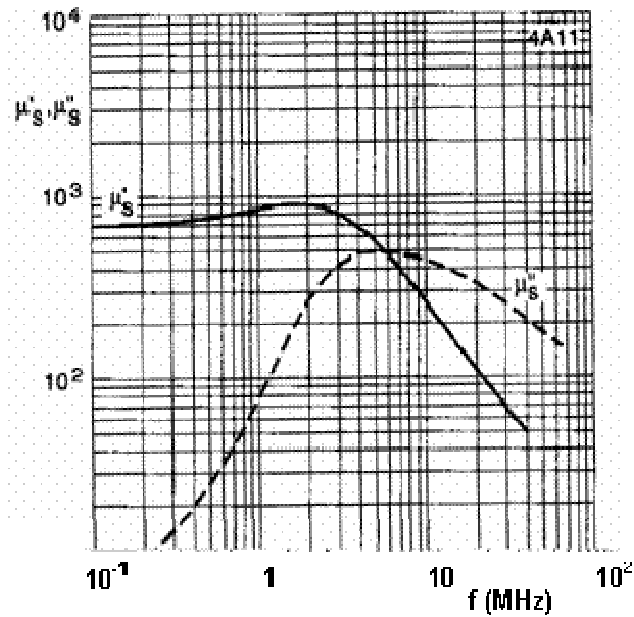
$$r_F = \omega \cdot n^2 \cdot \mu'' \cdot \mu_0 \cdot A / l \quad (12)$$

We zien dat "r_F" hier afhankelijk is van de werkfrequentie en bovendien van het aantal windingen, de imaginaire permeabiliteit en de vorm van het ferriet (A / l).

Verschillende frequentie afhankelijkheden

Een complicerende factor is verder dat het reële deel van de permeabiliteit, μ' een andere frequentie afhankelijkheid heeft dan het imaginaire deel, μ'' . Gelukkig tonen sommige fabrikanten (Ferroxcube, Siemens) deze verschillende frequentie-afhankelijkheden in duidelijke grafieken, zie figuur (2).

10^{-1}
1
10
 10^2
f (MHz)



Figuur 2: De complexe permeabiliteit

Het is daarom enigszins verwonderlijk dat materialen van andere leveranciers, die vrijwel geen informatie verschaffen (o.a. een bekende Amerikaanse leverancier), soms ook worden toegepast in de amateur wereld. Deze toepassingen lijken dan meer op ‘trial-and-error’ gebaseerd te zijn en doen het ergste vrezen voor de nabouw- zekerheid hiervan.

In de grafiek zien we dat bij een zekere frequentie de waarden voor μ' en μ'' aan elkaar gelijk zijn, in figuur 2 bij ca 5,5 MHz. Dit wordt de ferrimagnetische resonantie genoemd. Het is duidelijk dat het materiaal al ver voor deze frequentie niet meer bruikbaar is als spoelkern, omdat de verliezen (μ'') te hoog zijn geworden t.o.v. de permeabiliteit. Vanaf deze frequentie is ook de toepassing als transformator kern minder aan te raden vanwege de toenemende materiaalverliezen, toenemende spreidingszelfinductie en de afnemende magnetische koppeling.

Als smoorspoel voldoet het materiaal nog steeds prima omdat het bij deze toepassing niet belangrijk is waardoor de impedantie van de spoel hoog is, maar wel dat deze waarde zo hoog mogelijk blijft, door zelfinductie of door verliezen.

De toepassingsfactor A_L op hogere frequenties

De toepassingsfactor A_L bleek handig bij vele impedantie berekeningen en wordt bepaald bij zeer lage frequenties, uit μ_r , μ_0 en A/l , zoals we eerder gezien hebben. Bij hogere frequenties valt de factor μ_r uiteen in een reëel deel μ' en een imaginair deel μ'' en moeten we de toepassingsfactor A_L dus apart bepalen voor dit reële en imaginaire deel en ook voor de samenstelling hiervan.

Net als bij een 'gewone' serie schakeling van een "r" en een "L" kunnen we ook hier uitrekenen wat de waarde van deze samengestelde impedantie zal gaan worden:

$$\begin{aligned}
 |Z_t| &= \sqrt{r_F^2 + (X_L)^2} = \sqrt{(\omega \cdot n^2 \cdot \mu'' \cdot \mu_0 \cdot A/l)^2 + (\omega \cdot n^2 \cdot \mu' \cdot \mu_0 \cdot A/l)^2} \\
 &= \omega \cdot n^2 \cdot \mu_0 \cdot (A/l) \cdot \sqrt{(\mu'')^2 + (\mu')^2}
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

De vorm onder het wortelteken noemen we ' μ_C ' en deze is direct toepasbaar voor de berekening van de (samengestelde) impedantie ($r_F + X_L$), als voorbeeld bij de berekening van smoorspoelen.

We kunnen nu de volgende toepassingsfactoren ' $A_{(f)}$ ' bepalen als functie van de frequentie f , nadat we de vormfactor 'F' (formule 8) hebben 'gedestilleerd' uit de fabriekswaarde A_L :

$A_{RF(f)} = F \cdot \mu''_{(f)}$, als toepassingsfactor bij de berekeningen van de ferriet verliezen,

$A_{L(f)} = F \cdot \mu'_{(f)}$, bij de berekening van de inductantie van de spoel, en

$A_{Z(f)} = F \cdot \mu_{C(f)}$, bij de totale spoel impedantie (14)

Als hulpmiddel bij de berekeningen hebben we verder voor de ferrieten uit tabel 1 de waarden van μ' , μ'' en de complexe samenstelling μ_C (de vorm onder het wortelteken in formule 13) bepaald. Deze waarden vinden we terug in tabel 2 (zie "Inleiding en overzicht") voor

frequenties tussen 1,5 MHz en 50 MHz. De tabel is samengesteld uit vele grafieken als figuur 2. Tussenvallende waarden kunnen door interpolatie worden verkregen. De cursieve waarden zijn geëxtrapoleerd en moeten daarom met een toenemend korreltje zout worden genomen voor elke volgende extrapolatie stap.

De kwaliteitsfactor, Q

Indien we ferriet toepassen in een pure zelfinductie functie, wordt het belangrijk om naar de 'kwaliteit' (Q) van het geheel te kijken. De bekende formule hiervoor is:

$$Q = \omega \cdot L / r \quad (15)$$

Deze formule kunnen we ook weer los laten op de toepassing met ferriet. Als we voor de 'r' in formule 15 de factor R_F nemen, krijgen we:

$$Q = (\omega \cdot n^2 \cdot \mu' \cdot \mu_0 \cdot A / l) / (\omega \cdot n^2 \cdot \mu'' \cdot \mu_0 \cdot A / l) = \mu' / \mu'' \quad (16)$$

Dit is de kwaliteitsfactor voor het ferriet materiaal. Bij $Q > 100$ dienen we ook de koperverliezen van het wikkeldraad van de spoel mee nemen. Op de HF frequenties blijken die doorgaans te verwaarlozen t.o.v. ferriet verliezen.

Uit de eerder genoemde fabrieksgegevens kunnen we nu direct afleiden of een bepaald ferriet geschikt is voor toepassing in een resonantie kring op een bepaalde frequentie; de verhouding tussen μ' en μ'' moet groot genoeg zijn.

Als we nu eens kijken hoe dat met de kwaliteitsfactor, $Q = \mu' / \mu''$, zit op de voor ons interessante frequenties, dus vanaf 1.5 MHz, de eerste frequentie kolom uit tabel 2, dan vinden we vrijwel geen enkel ferriet geschikt om een goede spoel mee te maken op de HF banden; vrijwel alle ferrieten hebben een lagere Q dan 100! De enige uitzondering blijkt materiaal 4C65 te zijn, de parse ringkern. Met dit materiaal kan tot even boven 7 MHz nog een spoel gemaakt worden met een aanvaardbare kwaliteit, maar daarna is ook dat afgelopen.

Als we toch kernmateriaal willen toepassen voor spoelen hoger dan deze frequentie moeten we genoeg nemen met nog lagere permeabiliteit of overstappen op carbonyl materiaal, met de laagste μ .

Verliezen in de kern

We zagen al eerder dat er grenzen zijn aan de inductie die we in het ferrietmateriaal kunnen opwekken en kwamen we tot een hanteerbare formule voor de maximale spanning die we kunnen toelaten over een spoel of transformator, zonder in het niet-lineaire gebied te komen.

We zagen verder, dat er verliezen in het materiaal optreden en dat deze verliezen frequentieafhankelijk zijn. We kunnen verwachten, dat er vermogen zal worden opgewekt in deze kernverliezen en dat dit verliesvermogen de temperatuur van de kern zal doen oplopen. We weten ook, dat we de temperatuur van het ferrietmateriaal niet eindeloos kunnen opvoeren, omdat het materiaal dan zijn prettige elektromagnetische eigenschappen zal verliezen boven het Curiepunt. Het heeft dus zin om eens naar deze verliesvermogens te kijken en te zien of we ook hier tot een hanteerbare formule kunnen komen voor de maximale spanning die deze temperatuurstijging beperkt tot een aanvaardbare waarde.

De thermische weerstand

Temperatuurstijging van het ferrietmateriaal zal de permeabiliteit hiervan doen toenemen. Als deze stijging beperkt blijft zou dit zelfs gunstig kunnen uitpakken in toepassingen waar een zekere minimale impedantie vereist wordt (smoorspoel, transformator). We weten ook, dat bij te grote temperatuurstijging het Curiepunt wordt overschreden waardoor we geen relatieve permeabiliteit meer over houden; μ_r wordt 1. We moeten dus zeker uit de buurt van dit Curiepunt blijven!

Het verband tussen het gedissipeerde vermogen en de hiermee samenhangende temperatuurverhoging wordt gegeven door de thermische weerstand:

$$\Delta T = P * R_{th}$$

Om de waarde van R_{th} te bepalen hebben we enkele proeven gedaan. Het bleek, dat de bekende 36 mm ringkern in ongecoate vorm een thermische weerstand naar de omgeving heeft van ca. 7 K/W. Als we deze kern dus niet meer laten dissiperen dan 4 W, beperken we de temperatuurstijging tot 28 K, op voorwaarde dat de kern zijn warmte redelijk naar de omgeving kwijt kan. Deze temperatuurstijging is voor de meeste toepassingen aanvaardbaar en houdt het materiaal ook bij hogere omgevingstemperaturen uit de buurt van het laagste voorkomende Curiepunt.

De thermische weerstand hangt af van een aantal factoren, waarbij de vorm en het volume van de kern de grootste rol spelen. Uit proeven van fabrikanten blijkt, dat een goede benadering wordt gevonden door R_{th} te relateren aan de wortel uit het volume V van de toegepaste kern:

$$R_{th} = \frac{1}{a \cdot \sqrt{V}}$$

waarin a een nader te bepalen schaalfactor is.

Het volume bepalen we voor de ringkern vorm met:

$$V = \pi \cdot h \cdot (D^2 - d^2) / 4$$

met h , D en d als eerder vastgelegd bij formule 1.

Voor de 36 mm ringkern, waarmee we de thermische-weerstand proeven hebben gedaan, vinden we hiermee een volume van 10,32 cm³. We kunnen nu de formule voor het bepalen van de dissipatie bij een temperatuurverhoging ΔT veralgemeniseren tot:

$$P = \Delta T / R_{th} = \Delta T \cdot a \cdot \sqrt{V} \quad (17)$$

en hierin de waarden invullen die we vonden bij de thermische-weerstand proeven:

$$4 = 28 * a * \sqrt{(10,32)}$$

Hieruit volgt dat $a = 0,044$.

Met behulp van deze waarde en formule (17) kunnen we nu voor andere waarden van ΔT en V de maximaal toelaatbare dissipatie berekenen.

Bij voorbeeld:

In een 55,8 mm ringkern ($V = 29,9 \text{ cm}^3$) willen we een temperatuurverhoging toelaten van maximaal 40 K. Wat is de toelaatbare dissipatie ?

$$P_{\max} = \Delta T * 0,044 * \sqrt{V} = 40 * 0,044 * \sqrt{(29,9)} = 9,5 \text{ watt.}$$

Bij het berekenen van het maximaal toelaatbare vermogen in het materiaal zijn we steeds uitgegaan van een zekere maximale temperatuurstijging. Hierbij dienen we naast de ferriet eigenschappen ook de omstandigheden waaronder de component wordt toegepast in ons achterhoofd te houden:

- Als de spoel of transformator van ongecoat materiaal op een zomerse dag aan onze antenne hangt te 'braden', kan alleen al door die omstandigheden de temperatuur oplopen tot meer dan 60 °C. Een temperatuurverhoging door dissipatie van 30 K brengt het geheel dan aardig in de buurt van kokend water.

- Het Curiepunt werd steeds als bovengrens gehanteerd. Dat ligt voor 4C65 op 350 °C maar wordt voor 4A11 al bereikt bij 125 °C. De steeds gehanteerde temperatuurverhoging van 30 K komt daarom bij buitengebruik van 4A11-materiaal al aardig dicht in de buurt van het maximaal toelaatbare.

- Het ferrietmateriaal dient doorgaans als kern van een spoel of transformator. We dienen daarom bij de maximaal toelaatbare temperatuur van de component ook te letten op het verdere materiaal. Als we zekere transmissielijnen (coax, lintkabel) gaan verhitten tot temperaturen boven 90 °C, treedt al snel verweking op van de kunststof materialen (buitenmantel, diëlectricum) waardoor de karakteristieke impedantie kan verlopen.

We zullen later zien dat deze karakteristieke impedantie een wezenlijke rol speelt in sommige toepassingen van transmissielijn-transformatoren, reden waarom hiervan niet te ver willen afwijken. Bij extreme verweking kunnen zelfs complete kortsluitingen gaan ontstaan tussen binnenader en buitenmantel, ook al omdat het materiaal onder een zekere mechanische spanning werd opgewikkeld. De dan optredende vervolgschade kan flink wat groter worden dan alleen een kapotte ferriet component. Ook hierdoor blijven de liever ver onder het Curiepunt en is in de praktijk een temperatuurverhoging van 30 - 40 K het maximum wat we kunnen toestaan.

Het gedissipeerde vermogen

Als we de verliesweerstand in de kern uitrekenen (formule 12) hebben we tevens een mogelijkheid om het daarin gedissipeerde vermogen te bepalen. Dit vermogen is eenvoudig uit te rekenen als we eerst de stroom door de serieschakeling van spoel en verliesweerstand uitrekenen,

$$I = U_L / Z_C,$$

en hiermee vervolgens het gedissipeerde vermogen in de verliesweerstand r_F van deze serie schakeling:

$$P = (U_L / Z_C)^2 \cdot r_F \quad (18)$$

waarin

$$Z_C = \omega \cdot n^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_c \cdot A / l \quad (\text{formule 13, met } \mu_c \text{ i.p.v. de wortel vorm})$$

In het voorgaande hebben we een maximale waarde van P afgeleid (P_{\max}), met het oog op de toelaatbare temperatuurstijging. Uit deze waarde kunnen we een formule afleiden voor de maximale spanning over de spoel of transformator, ter beperking van de dissipatie in de kern, als we R_F berekenen m.b.v. formule (12) en formule (18) omwerken naar de spanning over de spoel:

$$U_{L(\text{dissipatie})} = \text{wortel} (P_{\text{max}} (Q + 1/Q) X_L) \quad (19)$$

In deze afleiding hebben we steeds de klein-sigtaal parameters gebruikt. Bij grotere uitsturing is het verband tussen het aangelegde veld H en de resulterende inductie in de kern B niet meer lineair. Bij grotere uitsturing zal een steeds groter deel van de lus-vormige hysteresis curve worden doorlopen, hetgeen gepaard gaat met additionele verliezen in de kern. Deze extra verliezen vinden we terug als een vermindering van de kwaliteitsfactor Q. In een serie temperatuur proeven bij verschillende uitsturingen en op verschillende frequenties blijken we deze verminderde Q bij grote uitsturing te kunnen opnemen in de formule voor de maximale spanning over de spoel:

$$U_{L(\text{dissipatie})} = \text{wortel} (P_{\text{max}} (Q/6 + 1/Q) X_L) \quad (19a)$$

In veel toepassingen kunnen we gemakkelijk het verband vinden tussen de spanning over de spoel of transformator en het vermogen van de schakeling waarin deze component is opgenomen. We zullen bovenstaande formule daarom nog verschillende malen tegenkomen in dit verhaal.

Verhogingsfactoren voor de thermische belasting

De bovenstaande vermogensberekening geldt bij een *continue* belasting van de ferriet component en vinden we pas terug wanneer er een thermisch evenwicht is tussen de component en zijn omgeving. Bij een 36 mm. toroide treedt dit pas op na ca 45 minuten in de vrije lucht.

Als we deze formule toepassen in de eindtrap van een transceiver, hebben we doorgaans niet zo vaak te maken met zo'n continue belasting. Om te beginnen zenden we maar een korte tijd en luisteren we veel langer (al zijn hier uitzonderingen te vinden). Als we geen 'oneindig lange' doorgangen maken (> 5 minuten), mogen we daarom de maximale thermische belasting rustig met een factor 2 verhogen.

Verder is er bij SSB spraakmodulatie een aanzienlijk verschil tussen het maximale en effectieve vermogen; we mogen hiervoor minstens een factor 5 rekenen en ook bij gebruik van morse (gesleutelde draaggolf) of SSB spraak-met-processor mogen we nog steeds met

een factor 3 rekenen. Deze verhogingsfactor is afhankelijk van de modulatievorm en wordt bij gebruik van FM en FSK weer gelijk aan 1, omdat de amplitude van de draaggolf daarbij niet varieert met de modulatie.

We komen daarmee tot de volgende overzicht van verhogingsfactoren, waarmee we de uitkomsten van formule 19 mogen vermenigvuldigen om de maximale waarde van de spanning te vinden. (Omdat formule 19 de spanning over de component geeft moeten we van de bovenstaande 'vermogensfactoren' natuurlijk de wortel nemen):

modulatie	vermenigvuldigingsfactor
continu	1
FM, 50 % Tx	1,4
CW, idem	2,4
SSB met processor, idem	2,4
SSB, idem	3,2

tabel 4: Verhogingsfactoren voor de spanning U_L

Denk er aan dat, indien bovenstaande factoren worden toegepast, ook opnieuw de dan optredende maximale inductie moet worden uitgerekend (formule 5) ter voorkoming van niet-lineaire effecten en dus de productie van harmonische frequentie componenten.

We moeten overigens oppassen dat we ons niet 'rijk rekenen' aan deze belastingsfactoren. Zodra we de component niet meer vrij naar de omgeving laten afstralen (of zelfs ingieten in kunsthars!) verdwijnt deze 'winst' als sneeuw voor de zon en moeten we soms zelfs met een factor kleiner dan 1 rekenen. In alle gevallen verdient het aanbeveling om de specifieke toepassing in aanmerking te nemen als we de maximale belasting van de ferriet component bepalen.

Kerninductie of kerndissipatie?

In de praktijk dienen we steeds te bepalen welke kernbelasting de overhand heeft bij de bepaling van de maximale spanning over de spoel of transformator: de inductie of de thermische belasting. We hebben daarom voor twee materialen (4A11 en 4C65) en twee ringkern maten eens uitgerekend hoe de impedantie en de toelaatbare spanningen $U_{L(\text{dissipatie})}$ en $U_{L(\text{inductie})}$ verlopen bij verschillende frequenties, uitgaande van een spoel van 5 windingen, zie tabel 5.

De getallen in de kolommen zijn berekende waarden uit de formules; hoewel het aantal cijfers een grote nauwkeurigheid suggereert moeten we natuurlijk wel bedenken dat het materiaal al een aanvangstolerantie heeft van 25 %. De getallen in tabel 5 dienen daarom alleen voor de bepaling van de orde van grootte en voor onderlinge vergelijking.

f MHz	4A11 materiaal 36 mm ringkern			4A11 materiaal 55 mm ringkern			4C65 materiaal 36 mm ringkern		
	Zc Ω	U_L (dissip.)	U_L (inductie)	Zc Ω	U_L (dissip.)	U_L (inductie)	Zc Ω	U_L (dissip.)	U_L (inductie)
0.2	35	37	34	43	45	63			
0.5	98	39	86	121	47	158			
1	215	37	171	265	45	315	32	61	162
1.5	346	36	257	426	43	473	47	74	324
4	1087	51	685	1338	59	1260	126	113	487
7	1116	57	1199	1374	68	2206	221	127	811
10	1336	63	1713	1645	76	3151	328	113	1135
15	1580	71	2570	1945	85	4726	567	91	1622
20	1708	74	3427	2101	89	6302	808	76	2433
30	1953	80	5140	2405	99	9453	1184	58	3243
40	2079	82	6853	2560	99	12603	1543	66	4865
50	2210	87	8567	2710	105	15754	1969	74	6487

Tabel 5: Toelaatbare spoelspanningen voor thermische belasting en lineariteit, berekend op basis van

$n=5$, $\Delta T=28$ K en $B_{\text{max}} = 0,2 B_{\text{sat}}$. Bij toepassing geldt de laagste van de twee spanningen.

In tabel 5 zien we dat de spoelspanning voor een verliesvermogen in de kern van 4 W bij een 36 mm, 4A11 ringkern en 5 windingen, beperkt is tot een waarde van ca. 65 V. op 10 MHz. (derde kolom) in een 50 Ω systeem overeenkomend met een systeemvermogen van ca.85 W.

Willen we dat de spoel of trafo geschikt is voor een groter vermogen, dan kunnen we overgaan naar een grotere kern. In kolom 6 van tabel 5 zien we dat de grotere kern (die een

verlies toe staat van 6,8 W) een spanning van ca 76 V. op 10 MHz. over de spoel toelaat, overeenkomend met 116 W. in een 50 Ω systeem.

In plaats van een grotere kern kunnen we natuurlijk ook meer windingen toepassen. Deze verhogen de impedantie en beperken daardoor de stroom en dus het verliesvermogen in de kern. Verhogen we het aantal windingen van 5 naar 6, dan gaat de maximale spanning voor de dissipatie limiet (derde kolom) van ca 65 V. op 10 MHz. naar 78 V. en dat is goed voor 122 W. in een 50 Ω systeem.

We zien verder dat het 4C65 materiaal geschikter is voor grotere spanningen, dus ook grotere vermogens (kolom 9 van tabel 5). Dit is een gevolg van de hogere Q van dit materiaal bij lagere frequenties; de spoel van kolom 9 kan tussen 4 en 15 MHz gemakkelijk worden belast met een spanning ca 100 V, in een 50 Ω systeem overeenkomend met een vermogen van 200 W, continu. Boven 20 MHz neemt dit voordeel echter weer snel af omdat ook 4C65 hier oplopende verliezen vertoont.

Het valt ons verder op dat de maximale kerninductie voornamelijk op lagere frequenties een rol speelt. Bij 4A11 materiaal wordt de maximale spanning in gelijke mate bepaald door de kernverliezen en de inductie in de kern bij ca 0,2 MHz (vergelijk de derde en vierde kolom, resp. zesde en zevende kolom van tabel 5). Boven deze frequenties zijn het de kernverliezen die de maximale spanning over de spoel bepalen en dus het maximale vermogen waar de transformator voor geschikt is.

Als de spoel parallel aan een 50 Ω systeem zou staan, zou de spoel op een 4A11 kern al 'onzichtbaar' geworden zijn vanaf even boven 1 MHz omdat de impedantie Z_C dan al hoger geworden is dan vijf maal deze 50 Ω (zie tweede kolom). De impedantie blijft verder toenemen ondanks dat de Q van het materiaal steeds verder afneemt. Door dit gedrag leent het materiaal zich bijzonder goed voor de toepassing in smoorspoelen, al moeten we hier steeds alert blijven op de maximale dissipatie in deze component.

Bij het 4C65 materiaal zal de gevraagde impedantie in de schakeling bij HF toepassingen belangrijker zijn bij de bepaling van het aantal windingen; pas boven de 7 MHz. is de impedantie van onze spoel met vijf windingen hoog genoeg t.o.v. 50 Ω (zie achtste kolom).

Bij elke spoelberekening dienen dus zowel de gevraagde impedantie als de maximale belasting (kernverliezen, inductie) berekend te worden op de toepassingsfrequentie voor de uiteindelijke bepaling van het aantal windingen op de kern. Ook de keuze van het kernmateriaal speelt hierbij een grote rol, met name in de afweging tussen belasting (voor HF

toepassingen hoger bij 4C65) en bandbreedte (groter bij 4A11 want grotere permeabiliteit dus minder windingen dus kortere transmissielijnen en kleinere parallelcapaciteit).