



M.H. Trompstraat 6
3601 HT Maarssen
Nederland
Tel: +31 (0) 346 284004
E-mail: wimtel@totech.nl
Web: www.totech.nl
VAT: NL001961734B19

Gebruik van ferrietkernen in Breedband Baluns en Chokes. Use of Ferrite cores in Broad Band Baluns and Chokes.

Eerste publicatie: september 2003

Versie: 1.9, december 2019, Wim Telkamp, PA3DJS

Dit document is slechts ter informatie geplaatst op de Website van TeTech. TeTech is niet aansprakelijk voor enige directe of indirecte schade voortvloeiende uit het gebruik van enig gegeven uit dit document. Kopiëren van dit document is toegestaan uitsluitend t.b.v. niet commercieel gebruik, mits in zijn geheel, ongewijzigd en voorzien van bronvermelding. Locatie <http://www.totech.nl/divers/balun.pdf>. Copyright © 2003-2019, TeTech.

Dit document beschrijft de werking van transformatoren welke gebruikt worden om een niet gebalanceerde bron op een gebalanceerde belasting aan te sluiten (of omgekeerd). Dit document beperkt zich tot breedband balun transformatoren op basis van ferriet materiaal (Transmission Line Transformers).

Er wordt ingegaan op het basisprincipe, het selecteren van het benodigde ferrietmateriaal en het benodigde rekenwerk. De bij de tekst behorende afbeeldingen vindt u aan het eind van het document. De tekst bij de plaatjes in het Engels..

De afbeeldingen staan achterin. Het document leest het makkelijkst als u het document in twee schermen/windows opent waarbij één scherm/window de plaatjes weergeeft. U kunt de afbeeldingen ook uitprinten.

Inhoudsopgave:

1. Inleiding.	3
1.1. <i>Common Mode en Differential Mode</i>	3
1.2. <i>Transformator en Balun.</i>	3
1.3. <i>Grootte van de common mode spanning.</i>	6
2. De schijnbaar Transformatorloze balun.	8
2.1. <i>Basisprincipe.</i>	8
2.2. <i>Tussentijdse samenvatting en richtlijnen.</i>	10
3. De 1 op 1 ferrite balun nader bekeken.	12
3.1. <i>De waarde van Z_{CORE}.</i>	12
3.2. <i>De invloed op de signaaloverdracht (demping):</i>	12
3.3. <i>De invloed op de balancering.</i>	12
3.4. <i>1:1 Ruthroff balun.</i>	13
3.5. <i>Vervorming.</i>	14
4. De 1 op 4 balun.	14
5. Keuze van het ferrietmateriaal en vormgeving.	17
5.1. <i>Specificatie van de Balun.</i>	17
5.2. <i>Richtlijnen voor het ontwerp.</i>	17
5.3. <i>Niet-magnetische eigenschappen van ferriet.</i>	18
5.4. <i>Specificatie van magnetische eigenschappen van ferriet.</i>	19
5.5. <i>Uitrekenen van zelfinductie en impedantie.</i>	19
5.6. <i>Toelaatbare Fluxdichtheid in het kernmateriaal:</i>	22
5.7. <i>Wikkelen.</i>	24
5.8. <i>Windingen om kernen met twee gaten.</i>	25
5.9. <i>Het gebruik van zeer grote kernen.</i>	25
5.10. <i>Opsomming enkele materialen:</i>	26
6. Een ontwerpvoorbeeld en diverse tips	29
6.1. <i>Wensen voor de Balun:</i>	29
6.2. <i>Het ontwerp.</i>	29
6.3. <i>Hoe te wikkelen?</i>	31
6.4. <i>Gebruik van getwist draad.</i>	32
6.5. <i>Experimenteren, Meten is Weten.</i>	33
7. Baluns en Antennes.	35
7.1. <i>Common mode inductie t.g.v. het door de antenne opgewekte EM-veld.</i>	35
7.2. <i>Asymmetrie in de antenne.</i>	35
7.3. <i>DC stroom in antennekabels.</i>	36
7.4. <i>Gevolgen van Misaanpassing.</i>	36
7.5. <i>Blikseminslag.</i>	37
8. Afbeeldingen.	38

1. Inleiding.

In de telecommunicatietechniek komt het vaak voor dat een ongebalanceerde bron aan een gebalanceerde belasting gekoppeld dient te worden of omgekeerd. Denk aan het koppelen van een dipool aan een coaxiale kabel of het aansturen van een gebalanceerde RF versterker of mixer vanuit een ongebalanceerde bron. Doet men dit niet, dan zal de coaxiale voedingslijn gaan stralen, of storing oppikken "via de mantel".

De component die daarvoor gebruikt wordt, wordt in de volksmond "balun (transformer)" genoemd. Het woord "Balun" is afkomstig van de woorden "balanced" en "unbalanced".

Het komt ook voor dat een ongebalanceerde bron aan een belasting gekoppeld wordt welke niet ongebalanceerd is, maar ook niet gebalanceerd is. De component die daarvoor prima te gebruiken is, is de "unun" (unbalanced to (partly) unbalanced), "common mode choke", "Line isolator" of "common mode suppressor".

Met de UNUN kan men ook RF ground loops onderbreken. Het onderbreken van ground loops heeft tot gevolg dat de Common Mode stroom afneemt. Dit vermindert de kans op het binnendringen van ongewenste signalen van buitenaf.

1.1. Common Mode en Differential Mode

Definitie Common Mode en Differential Mode (zie ook figuur 1):

$$\begin{aligned}U_{CM} &= 0.5 \cdot (U_{2'-GND_L} + U_{2-GND_L}) & U_{DM} &= U_{2'-GND_L} - U_{2-GND_L} \\I_{CM} &= I_{2'} - I_2 & I_{DM} &= 0.5 \cdot (I_{2'} + I_2)\end{aligned}$$

Kies je de stroomrichtingen anders, dan veranderen de formules voor de stroom. Common Mode stroom veroorzaakt een netto magnetisch veld op enige afstand (velden versterken elkaar), Differential Mode stroom produceert nagenoeg geen H-veld op enige afstand. In transmissielijnen is meestal de Differential Mode stroom de gewenste stroomcomponent. De Common Mode stroom zorgt ervoor dat kabels gaan stralen (ongeacht hoe goed de afscherming is).

De Common Mode spanning is de spanning die je meet op de middenaftakking van een transformator of de spanning uit een spanningsdeler met gelijke weerstanden. Differential Mode spanning is meestal de gewenste component. Bij een gebalanceerde transmissielijn die niet straalt, is de Common Mode spanningscomponent (nagenoeg) 0.

1.2. Transformator en Balun.

Het type balun en unun dat in dit document behandeld wordt, valt onder de categorie "Transmission Line Transformers". De "Transmission Line Transformer" is een type transformator dat geen galvanische scheiding bezit, doch wel een bijzonder breedbandig HF gedrag vertoont en relatief eenvoudig te maken is. Figuur 1 wordt gebruikt om een aantal eigenschappen van de balun te behandelen.

De bron (source) bestaat uit Z_S en U_S . Deze bron is via een stukje ongebalanceerde transmissielijn (coaxiale kabel line 1) aan de balun gekoppeld (via de klemmen 1 en 1'). De belasting (load) Z_L is gesplitst in twee belastingen welke via een Z_{COM} aan massa verbonden zijn. In de praktijk is een belasting nooit echt zwevend. Er is via parasitaire capaciteit altijd een weg naar GND_L te vinden. Deze weg naar ground wordt voorgesteld door Z_{COM} (een zogenaamd T vervangingschema van de gebalanceerde belasting). Tussen de belasting en de balun bevindt zich een stukje gebalanceerde transmissielijn (line 2). De balun heeft nog een derde aansluiting welke nog aan de orde komt.

Indien de balun gebruikt wordt om een gebalanceerde lijn aan een niet gebalanceerde lijn te koppelen, dient $I_1 = I_1'$ en $I_2 = I_2'$ te gelden. Anders gezegd: de common mode stroom dient in beide voedingslijnen 0 A te zijn. Is dit niet het geval, dan zal ten gevolge van de ongelijkheid een magnetisch veld rond de kabel ontstaan. In geval van HF toepassingen zal dit eveneens gepaard gaan met een common mode spanning.

OPM:

Voor iedere voedingskabel welke niet dient te stralen moeten de stromen door de geleiders van de kabel/lijn elkaar opheffen. De opgewekte magnetische velden heffen elkaar dan op. Slechts zeer dicht bij de kabel/lijn kan een veld waargenomen worden. Bovenstaande gaat ook op voor coaxiale kabels. Als de stroom in de binnengeleider niet gelijk en tegengesteld is aan de stroom in de afscherming, ontstaat een EM veld buiten de kabel, hoe goed die kabel ook is.

Hoe zit het dan bij een gebalanceerde voedingslijn waarbij de stromen wel gelijk zijn, doch de spanningen niet exact tegengesteld aan elkaar zijn? Het is niet mogelijk om over afstanden welke niet meer klein zijn t.o.v. de golflengte de stromen exact tegengesteld aan elkaar gelijk te houden en de spanning op de draden niet. Dit komt omdat de twee draden van de voedingslijn, altijd een capaciteit ten opzichte van de omgeving hebben. Als de spanning op beide draden niet exact tegengesteld aan elkaar is, is er een netto capacief effect naar de omgeving. Dit levert een common mode stroom op welke straalt. Kortom in een gebalanceerde voedingslijn dienen zowel de common mode stroom als spanning nul te zijn als je niet wilt dat de lijn straalt.

Alleen in lijnen waarbij de draden ongelijke diameters hebben, of dat je meer retour- dan heendraden hebt, kan je volledige stroombalans hebben, met meer of minder spanningsonbalans (zoals in een Coplaner Wave Guide).

Bij een coaxiale kabel is volledige onbalans in de spanning juist noodzakelijk. De binnengeleider (center conductor) van een coaxiale kabel heeft uitsluitend een capacitieve koppeling naar de mantel. De capacitieve stroom ten gevolge van het spanningsverschil tussen de mantel en binnengeleider, wordt netjes via de buitengeleider afgevoerd. De buitengeleider heeft echter wel capaciteit ten opzichte van zijn omgeving. Spanning op de buitenmantel heeft daardoor direct een capacitieve stroom naar de omgeving tot gevolg.

Omdat bij coaxiale kabels de CM stroom de neiging heeft om aan de buitenkant van de afscherming te lopen, wordt CM stroom bij coaxiale kabels "mantelstroom" genoemd.

In figuur 2 is een praktische uitvoering weergegeven op basis van een transformator met middenaftakking. Het gedrag van de balun wordt sterk bepaald door wat men met de middenaftakking doet.

Er zijn grofweg twee typen baluns.

1. Een type dat de ingangsspanning omzet in twee spanningen welke ten opzichte van een zekere ground exact in tegenfase zijn. Ofwel $U_{2'} = -U_2$ (ook als Z_X en Z_Y niet aan elkaar gelijk zijn). Dit is de **spanningsbalun**.
2. Een type dat de stromen I_2 en $I_{2'}$ aan elkaar gelijk houdt (ook als Z_X en Z_Y niet aan elkaar gelijk zijn). Dit is de **stroombalun**, of **current balun**.

Voorts kan een balun een impedantietransformatie uitvoeren.

De middenaftakking is aangesloten op klem 1 (de mantel van line 1). Indien de transformator goed gewikkeld is en $Z_X = Z_Y$, geldt $U_{2'} = -U_2$ en dus ook: $I_{2'} = I_2$. Ofwel de netto stroom door line 2 is 0A. Dit betekent dat het stukje transmissielijn niet straalt (er is geen resulterend elektrisch of magnetisch veld). Als de som van de stroom door de aansluitingen 2 en 2' 0A is, is ook de som van de stroom door 1 en 1' = 0A (Kirchhoff). Dit betekent dat er geen resulterend magnetisch veld wordt opgewekt. Omdat line 1 afgeschermd is, is er ook geen resulterend elektrisch veld ten gevolge van de binnengeleider van line 1. Zowel de ongebalanceerde als gebalanceerde lijn wekken praktisch gezien geen E en H velden op.

Stel nu dat Z_{COM} relatief laag is en $Z_X < 0.5 \cdot Z_L$. In dat geval zal nog steeds gelden $U_{2'} = -U_2$. Echter nu geldt: $I_{2'} > I_2$, er is een common mode stroom (welke door Z_{COM} gaat). Het gevolg is dat een resulterend magnetisch veld opgewekt wordt, het stukje gebalanceerde lijn zal stralen. Door de ongelijkheid van $I_{2'}$ en I_2 , moet door de middenaftakking een stroom gaan lopen (de verschilstroom). De middenaftakking zit vast aan klem 1. De verschilstroom wordt onttrokken aan de kabelmantel van lijn 1. Daardoor zal $I_{1'}$ niet meer gelijk zijn aan I_1 . Door de ongebalanceerde transmissielijn gaat een common mode stroom, dus een resulterend magnetisch veld. Deze lijn zal nu eveneens een H-veld opwekken (dus stralen).

OPM:

Aangetoond kan worden dat de common mode stroom welke in het stukje niet gebalanceerde Lijn 1 loopt, voor het overgrote deel door de afscherming loopt (bij transmissielijn met massieve afscherming aan de buitenkant van de afscherming). Ten gevolge van deze stroom ("mantelstroom"), ontstaat door de zelfinductie van de kabelmantel eveneens een spanning over de mantel (ten opzichte van ground). Ondanks dat de kabel afgeschermd is, ontstaat een E- en H-veld.

Onbalans in de gebalanceerde belasting, resulteert bij dit type baluns zowel in ongewenste uitstraling van de gebalanceerde als niet-gebalanceerde lijn. Indien lijnen stralen, zijn zij ook gevoelig voor extern aangebrachte velden (reciprociteit). Onbalans in de belasting heeft tot gevolg dat de beste kabels hun goede eigenschappen verliezen.

Het CM probleem in de linkerlijn (kabel) is te verhelpen door de middenaftakking te verbinden met de ground van Z_{COM} (en niet met klem 1 van de balun). Op een printplaat is dit vaak mogelijk, doch bij antennes heeft men vaak niet de beschikking over de ground van Z_{COM} .

Type twee baluns, zorgen dat $I_2' = I_2$. Ofwel de netto stroom [de common mode stroom] door de uitgangsklemmen van de balun = 0A. De middenaftakking wordt nu open gelaten (dus kan zweven t.o.v. ground). $U_2' = -U_1$, maar $U_{2'-GND} \ll U_{2-GND}$ zodra er onbalans in de belasting is. Indien Z_X kleiner is dan Z_Y zal, omdat $I_2' = I_2$, de spanning over Z_X wat kleiner zijn dan de spanning over Z_Y . Ofwel er ontstaat een common mode spanning. Deze common mode spanning zal op enige afstand rechts van de balun leiden tot common mode stroom in lijn 2 (capacitieve stroom naar de omgeving). Het gevolg is dat de gebalanceerde lijn op enige afstand van de balun zal stralen.

Lijn 1 zal niet stralen omdat als $I_2' = I_2$ ook geldt: $I_1' = I_1$. Omdat het hier een afgeschermd kabel betreft, zal dit voor de gehele kabel gelden.

We kunnen het volgende concluderen:

Baluns welke balancering in de uitgangsspanning proberen te forceren (spanningsbalun), zorgen ervoor dat in geval van onbalans in de belasting, zowel de gebalanceerde als niet gebalanceerde line een resulterend E- en H-veld opwekken (dus stralen). Indien men kan beschikken over de ground van Z_{COM} , kan men ongewenst stralen van line 1 voorkomen.

Baluns welke balancering in de uitgangsstroom proberen te forceren (stroombalun), zorgen in geval van onbalans, dat alleen line 2 zal stralen. In line 1 ontstaat geen common mode stroom en deze zal daardoor niet stralen. Alleen dicht bij de balun zal door lijn 2 geen H-veld opgewekt worden.

De stroombalun kan gebruikt worden om een ongebalanceerde bron aan een ongebalanceerde belasting te koppelen waarbij tussen de bron en belasting een common mode spanning aanwezig is. Door deze eigenschap worden stroom baluns ook "UNUN" genoemd (UNbalanced to UNbalanced).

In geval van antennetoepassingen hebben stroombalun's in de meeste gevallen de voorkeur. Als een belasting namelijk gebalanceerd is, zal zowel spanning als stroom gebalanceerd zijn (geen Common Mode componenten). Bij andere belasting dan gepland, zal een stroombalun in de regel voor minder common mode problemen zorgen dan een spanningsbalun.

1.3. Grootte van de common mode spanning.

Hoe hoger het impedantieniveau, hoe hoger de spanning over Z_{com} kan zijn. 100W in 50 Ohm is 71 Vrms, maar 100W in 600 Ohm is 245 Vrms. Hoge impedanties resulteren in hoge spanning over Z_{com} . Een goede balun maken voor een 600 ohm impedantie is dan ook een stuk lastiger dan voor 50 Ohm impedantie.

Een balun aan een halve golf dipool kan zeer weinig verlies geven. Dezelfde balun aan een hele golf dipool kan zich als dummy load gedragen omdat de spanning over de wikkeling dan in orde van factor 8 hoger is

Zowel figuur 1 en 2 suggereren dat de spanning over Z_{com} nooit groter zal zijn dan $U_{2'-2}$ (ofwel de uitgangsspanning). Dit is niet juist. Zowel Z_X , Z_Y en Z_{COM} kunnen reactieve componenten (spoel, condensator) bevatten waardoor opslinging kan ontstaan voor common mode spanning (= spanning over Z_{com}). De common mode spanning kan daardoor véél hoger zijn dan de differential mode spanning (= $U_{2'-2}$).

Dit is standaard het geval bij antennes die niet in het midden gevoed worden. Denk aan: Windom, FD3, FD4, ook Off-Center Fed dipole (OCF dipole) genoemd. Relatief hoge CM spanning aan de antenne zijde van een balun kan ook ontstaan bij ogenschijnlijk gebalanceerde (symmetrische) antennes die scheef hangen of aan een zijde dicht tegen een obstakel zitten.

De spanning die over de balun staat (dus $U_{com-sec}-U_{com-prim}$), bepaalt hoe goed de balun moet zijn. Een balun in situatie A kan doordoor heel anders functioneren dan dezelfde balun in situatie B. Hoe lager de common mode stroom ter plaatse van de balun moet zijn, hoe beter de balun moet zijn.

Zowel type 1 als type 2 baluns kunnen gemaakt worden m.b.v. conventionele transformatortechnieken. De laagste frequentie waarbij de werking nog naar behoren is, wordt bepaald door de zelfinductie van de wikkelingen. De hoogste werkfrequentie wordt bepaald door de mate van koppeling (beïnvloedt de spreidingszelfinductie), draadlengte, capaciteit tussen de windingen en de capaciteit tussen de primaire en secundaire wikkeling.

De dissipatieve demping (dus niet de demping door misaanpassing) wordt veroorzaakt door: capacitieve verliezen in het isolatiemateriaal van het wikkeldraad, capacitieve verliezen in het kernmateriaal, magnetische kernverliezen, verliezen door de draadweerstand (skin effect).

Diverse fabrikanten bieden goede kleinsignaal transformatoren aan welke prima als balun gebruikt kunnen worden. Zij kunnen koppelcapaciteiten hebben van minder dan 2pF. Er bestaat echter een compleet andere benaderingswijze waarmee zeer breedbandige baluns gemaakt kunnen worden (ook door de amateur en de professional zonder HF meetapparatuur). Het zijn schijnbaar transformatorloze baluns. De rest van het document is volledig gewijd aan het werkingsprincipe.

2. De schijnbaar Transformatorloze balun.

2.1. Basisprincipe.

Voor de uitleg wordt uitgegaan van een coaxiale kabel met een massieve mantel. Dit is niet noodzakelijk voor de goede werking van de balun, doch past beter binnen de gebruikte manier van uitleggen. De wanddikte van de mantel is veel groter dan de indringdiepte (skin depth) bij de gebruikte frequentie.

Figuur 3 toont een doorsnede van een kastje met daarin een bron welke via een coaxiale kabel (semi rigid) naar een gebalanceerde belasting gaat. Het geheel is denkbeeldig opgebouwd op een grote metalen plaat (aangegeven met "Ground"). Z_{COM} van de belasting is 0 Ohm zodat zowel Z_Y en Z_X rechtstreeks aan massa verbonden zijn. Doordat de wanddikte van het kastje en de kabelmantel veel groter is dan de skin diepte, kan HF stroom niet door het metaal heen, doch slechts over het oppervlak lopen. Stroom lopend over de buitenkant van de mantel, kan alleen via het rechttereinde van de kabel op de binnenzijde van de mantel komen.

De bron (U_S) wekt in de binnengeleider een stroom I_C (center current) op. Aan de binnenzijde van de kabelmantel moet een even sterke stroom gaan lopen (er raken immers geen elektronen zoek). Deze stroom is aangegeven met I_{SI} (Screen Internal current). Doordat deze twee stromen exact even groot, doch tegengesteld zijn, wordt geen magnetisch veld opgewekt buiten de coaxiale kabel (common mode stroom = 0).

Aan het rechtereind van de kabel is I_{SI} opgebouwd uit de som van twee stromen: de stroom door Z_Y en een stroom welke "over" de buitenzijde van de kabelmantel loopt (I_{SE} , Screen External current). I_{SE} is uiteindelijk afkomstig van het knooppunt T (I_{GND}). Er geldt:

$$I_Y + I_{SE} = I_{SI} = I_C, \quad I_{SE} = I_{GND}.$$

I_{SE} wordt niet door een andere stroom gecompenseerd. I_{SE} veroorzaakt daardoor een magnetisch veld rondom de kabel (en dus ook een spanning over de kabelmantel ten gevolge van de zelfinductie van de kabelmantel). I_{SE} is hier dus een common mode stroom.

De verhouding tussen I_Y en I_{SE} wordt bepaald door de verhouding van Z_Y en de impedantie welke zich tussen de kabelmantel en ground bevindt. Populair gezegd. De stroom kiest het pad van de minste impedantie. De meeste stroom zal lopen via Z_Y en de binnenzijde van de kabelmantel. De weg via Ground en de buitenzijde van de kabelmantel heeft een veel groter oppervlak (en dus meer zelfinductie).

De impedantie van het pad kabelmantel, kastje, ground (Z_{SE}) is sterk afhankelijk van de dikte van de coaxiale kabel, de lengte, de gebruikte frequentie en de afstand tot het grondvlak. Als de lengte van de kabel toevallig overeenkomt met een kwart golflengte is het pad hoogohmig en zal I_{SE} veel lager dan I_Y zijn. Dergelijke kwart golflengte stukken worden gebruikt in relatief smalbandige baluns. Is de lengte veel korter dan 0.25λ , dan gedraagt het pad zich als een zelfinductie.

Men kan een stuk coaxiale kabel ook tot spoel wikkelen om zo het pad via de kabelmantel hoogohmig te maken. Voor smalbandtoepassing kan dit prima baluns opleveren. Z_{SE} (figuur 3) kan meer dan 10 kOhm zijn.

Rechts van de coaxiale structuur is het vervangingschema van onze structuur weergegeven. Z_{SE} stelt de impedantie van het pad kabelmantel / ground voor.

Voor een goede balunwerking dient te gelden: $Z_{SE} \gg Z_Y$. Als dit zo is, is I_{SE} veel kleiner dan Z_Y zodat bij goede benadering $I_Y = I_X$ en ontstaat over Z_Y en Z_X een gelijke, doch tegengestelde spanning (dat is wat we willen bij een gebalanceerde belasting). Bovendien straalt de kabel niet als I_{SE} verwaarloosbaar is.

Hoe maken wij Z_{SE} veel groter dan Z_Y , opdat I_{SE} zeer laag wordt? De kwartgolflengte en oprollen van de kabel hebben we reeds gehad. We weten dat uitsluitend I_{SE} voor een magnetisch veld buiten de kabel zorgt (en I_{SI} met I_C niet). De veldlijnen die veroorzaakt worden door I_{SE} , lopen mooi om de kabel heen. Deze veldlijnen kunnen we prima door een ferrietmateriaal laten gaan waardoor ter plekke een hoge zelfinductie ontstaat (welke alleen werkzaam is voor I_{SE}).

In figuur 4 is dit weergegeven. Zo dicht mogelijk bij het einde van de kabel is om de kabel een ferrietkern geplaatst. De dikke pijlen geven de momentane flux weer bij een momentaan naar rechts lopende stroom "over" de buitenzijde van de kabel. Bij juiste keuze van het ferriet, meer dan één winding, en diverse andere maatregelen is een common mode impedantie (Z_{SE}) te maken in orde van enkele kOhms. Z_Y bedraagt in geval van een 50 Ohm kabel slechts 25 Ohm. I_{SE} zal in geval van $Z_{core} = 750$ Ohm in orde van een factor 30 lager liggen dan I_C . Ofwel $I_Y \approx I_X$ dus $U_A \approx -U_B$ en is er sprake van balunwerking.

Bij hoge frequenties gaat de capaciteit van de kabelmantel ten opzichte van de omgeving een rol spelen. Via deze capaciteit kan alsnog enige stroom langs Z_Y gaan. Deze capaciteit beperkt de hoogste frequentie waarbij dit type balun nog effectief is.

Het aanbrengen van het ferrietmateriaal om de kabel heeft uiteindelijk tot gevolg dat de rechterzijde van de kabel gescheiden wordt van de linkerzijde. De enige koppeling tussen de twee circuits wordt gevormd door de impedantie van de kabelmantel waar de ferrietkern omheen zit, en eventuele de parasitaire capaciteiten. Figuur 5 toont een vereenvoudigd vervangingschema. Hierbij is aangenomen dat Z_S gelijk is aan de karakteristieke impedantie van de gebruikte afgeschermdde kabel en dat deze niet dempt. Z_{CORE} is de common mode impedantie van het stukje kabel in de ferrietkern. Z_{SE} is de common mode impedantie van het stuk kabel tussen de bron en de ferrietkern. GND is de ground (het referentieniveau) ter plekke van de balun. U_S is ten gevolge van de kabellengte wel vertraagd, doch dit is op dit moment niet van belang.

De tweede figuur toont een weergave zoals deze vaak in schema's terug te vinden is. Zonder begeleidende tekst is niet te zien of de transformator gemaakt is m.b.v. een coaxiale kabel, getwist aderspaar of dat twee afzonderlijke wikkelingen gelegd zijn. De begeleidende tekst zal duidelijkheid moeten scheppen.

Het hiervoor besproken type balun, is een type 2 balun. Ook bij scheve belasting, gaat de coaxiale voedingslijn nagenoeg niet stralen, het ferrietmateriaal om de kabel voorkomt common mode stroom in de niet gebalanceerde lijn. Dit type trafo komt men ook wel tegen als "current mode transformer", "common mode choke", "current balun" of "1:1 Guanella balun" (naar de Zwitserse uitvinder).

Bij onzorgvuldig ontwerp kan Z_{SE} in serieresonantie komen met Z_{CORE} (wordt dus laagohmig) en neemt de balunwerking sterk af. Meestal worden echter ferriet materialen gebruikt met een lage Q-factor (kleine μ_r'/μ_r'' verhouding) om parasitaire resonanties te vermijden.

Ook hier geldt weer dat hoge systeemimpedantie (bijv 600 Ohm) voor hoge spanning zorgt over Z_{core} met als gevolg hogere common mode stroom. Bovendien kan in een praktische situatie de common mode spanning rechts van de balun aanzienlijk hoger kan zijn dan $0.5 \cdot V_{AB}$ (denk aan de OCF dipole, FD4, Windom).

2.2. Tussentijdse samenvatting en richtlijnen.

1. De hier beschreven werkwijze is wellicht de meest eenvoudige manier om op basis van een stuk coaxiale kabel en ferrietkernen een 1:1 breedband balun te maken met redelijke tot goede prestaties in een relatief laagohmig systeem (50..100 Ohm)..
2. Van belang is dat de impedantie van het stukje kabelmantel waar om heen zich de ferrietkern bevindt, veel hoger is dan Z_L . Als het je te doen is om onderdrukking van storing, is vaak een aanzienlijk hogere waarde dan $5 \cdot Z_L$ vereist.
3. De spanning over het stukje kabelmantel waar omheen zich de kern bevindt bedraagt in orde van $0.5 \cdot U_L$ (voor dipolen), maar kan voor asymmetrische (ongebalanceerde) antenneconstructies veel hoger zijn.
4. Gebruik een kernmateriaal met de hoogste permeabiliteit in uw frequentiegebied en bij voorkeur met een lage Q factor ($\mu_r'/\mu_r'' < 2$).
5. De lengte van de coaxiale kabel aan de gebalanceerde zijde dient zo kort mogelijk te zijn. Dit betekent: of direct aansluiten op de gebalanceerde belasting, of verlengen met een gebalanceerde voedingslijn.
6. De balun kan zeer breedbandig zijn ($> 1:10$ is haalbaar). Het gewenste signaal wordt op geen enkele wijze onderbroken (bevindt zich uitsluitend binnen de kabel).
7. Onbalans in de belasting geeft geen sterke toename van common mode stroom in de ongebalanceerde voedingslijn (dus slechts geringe straling). Dit is een groot voordeel ten opzichte van de spanningsbalun.
8. De capaciteit tussen de binnen en buitengeleider van de coaxkabel wordt juist gebruikt. In geval van gewone transformatoren vormt deze een belemmering.
9. Een nadeel is het niet hebben van een galvanische scheiding.
10. In plaats van een coaxiale kabel kan ook een getwiste draad gebruikt worden (neemt vaak minder ruimte in). Dit is echter wel gok- en meetwerk omdat de eigenschappen en dikte van de draadisolatie vaak niet bekend zijn. Als de draadlengte beneden ongeveer 0.05λ blijft, mag je best wat Z_0 mismatch hebben alvorens het echt mis gaat.

Wat het “schijnbare” in de kop van dit hoofdstuk betreft; theoretisch gezien is er sprake van twee gescheiden wikkelingen welke magnetisch met elkaar gekoppeld zijn (dus een transformator). Echter de signaaloverdracht vindt niet plaats via het magnetisch veld. De kern dient slechts om de in- en uitgang van elkaar gescheiden te houden (zwevend te maken). Dit betekent niet dat er geen kernverliezen zijn. Z_{CORE} staat immers parallel aan (een deel van) de belasting.

Doordat de overdracht van dit type transformator nagenoeg alleen bepaald wordt door de eigenschappen van de transmissielijn, wordt dit type transformator of balun “Transmission Line Transformer / Transmission Line balun” genoemd.

3. De 1 op 1 ferrite balun nader bekeken.

In het vorige hoofdstuk is het werkingsprincipe behandeld. In dit hoofdstuk wordt iets dieper op een aantal zaken in gegaan. Zoals eerder aangegeven, dit type 1:1 balun staat bekend als "**1:1 Guanella Balun**".

3.1. De waarde van Z_{CORE} .

De (minimale) waarde voor Z_{CORE} wordt bepaald door:

1. De maximaal toegestane demping
2. De maximaal toelaatbare onbalans (hetgeen zich uit in een common mode stroom op de coaxiale kabel). Dit laatste is vooral van belang voor antennes.
3. Het maximaal door de kern te dissiperen vermogen.
4. De grootte van de spanning die over de wikkeling komt te staan (dit is veelal de common mode spanning).

Hoge systeemimpedantie vereist (helaas) hoge Z_{core} .

3.2. De invloed op de signaaloverdracht (demping):

We gaan uit van een goed gebalanceerde dipool (dus gelijke draadlengtes, geen obstakels in de buurt).

Stel dat $Z_S = 50 \text{ Ohm}$, dan is $Z_Y = Z_X = 25 \text{ Ohm}$ (zie figuur 3 en 4). Een ondergrens van $Z_{CORE} = 3 \cdot Z_Y$ is in de meeste gevallen acceptabel. Indien Z_{CORE} reëel is, wordt het meeste vermogen in Z_{CORE} gedissipeerd. Dit bedraagt bij $3 \cdot Z_Y$ maximaal 9%.

De misaanpassing ten gevolge van $Z_{CORE} = 3 \cdot Z_Y$ is zeer gering. De VSWR bedraagt slechts 1.15 (Refl.coëf. = 0.067). Voor wat betreft de demping op het doorgaande signaal is het meestal voldoende om te stellen:

$$Z_{CORE} > 3 \cdot Z_L.$$

Indien u een VSWR voor de laagste frequentie van 1:1.5 accepteert, is het voldoende om te zorgen dat $Z_{CORE} > Z_L$. Om andere redenen kiest men Z_{core} meestal hoger (zie volgende paragrafen).

3.3. De invloed op de balancering.

Deze is aanmerkelijk groter. Onbalans kan leiden tot common mode stroom op de niet gebalanceerde voedingslijn. Dit is bezwaarlijk in geval van antennes. Lokaal kunnen hoge veldsterkten ontstaan in geval van zenders. In geval van ontvangers kan storing via common mode geleiding tot de kabel doordringen. De meest ongunstige situatie ontstaat bij een belasting met zeer lage Z_{COM} . Er geldt: $I_C/I_{SE} = Z_{CORE}/Z_Y$, I_{SE} = common mode stroom. Dit betekent dat bij $Z_{CORE}/Z_Y = 10$, een common mode stroom in de coaxiale kabel kan ontstaan welke 10% van de signaalstroom bedraagt. In de meeste gevallen is het voldoende om te stellen:

$$Z_{CORE} > 5Z_L.$$

Dit resulteert in common mode stroom op de kabel van maximaal 10% van de signaalstroom. Let op dat dit alleen geldt voor in het midden gevoede dipolen, bij OCF dipolen kan de common mode spanning, en daarmee de spanning over Z_{CORE} , zo maar 5 keer hoger zijn.

Indien de spanningsbalancering van belang is, is de balans eveneens sterk afhankelijk van Z_{COM} van de belasting. Indien Z_{COM} (figuur 1 en 2) zeer hoog is, is er volledige spanningsonbalans. Alle spanning verschijnt op de A aansluiting van de balun (figuur 4 en 5). Er is dan geen common mode stroom. Aan de hand van de schema's in figuur 3 en 5 kan men zelf de spanningsonbalans uitrekenen. Gelukkig komt bovenstaande situatie bij dipoolantennes slechts zelden voor.

Een halve golf dipool heeft in dit vervangingsschema Z_{com} in orde van 0. Dit is omdat als je de dipooldraden aan elkaar koppelt, je in twee open kwart golf lijnstukken kijkt. De impedantie die je ziet zal in orde van 10 Ohm zijn.

3.4. 1:1 Ruthroff balun.

De spanningsbalans in geval van hoge Z_{com} kan, indien gewenst, zéér sterk verbeterd worden, door parallel aan Z_X een extra Z_{CORE} te plaatsen. Men verkrijgt dan de "**1:1 Ruthroff balun**" op twee kernen. Zelfs als $Z_{com} = \text{inf}$, is er nog sprake van spanningsbalans.

Figuur 6 toont een uitvoering. Een tweede Z_{CORE} wordt gemaakt door een zelfde kern in combinatie met een gelijk stuk coax (en gelijk aantal windingen). Van de extra coax wordt alleen de buitengeleider gebruikt. Deze combinatie van twee kernen geeft een hoge common mode onderdrukking in geval van een perfect gebalanceerde belasting of volledig zwevende belasting. Een nadeel is dat de effectieve Z_{CORE} halveert voor common mode stroom welke over kan steken van de gebalanceerde naar de ongebalanceerde zijde. Dit nadeel weegt in veel gevallen niet op tegen het voordeel van de sterke verbetering van de balans. Dit type balun komt men veel tegen in in- en uitgangscircuits van HF, VHF en UHF eindtrappen (omdat men daar weet dat de bron of belasting goed gebalanceerd is of moet zijn). Voor UHF wordt in de regel geen ferrietmateriaal meer gebruikt.

Men ziet dit type balun ook in antenne meetopstellingen vanwege dat reeds geringe common mode stroom invloed heeft op het stralingsdiagram van antennes (vooral op de zijlobben).

Opm: *De spreiding in de permeabiliteit van ferrietmaterialen is nogal groot (kan oplopen tot 20%). Het is aan te bevelen om de beide ferrietkernen uit een zelfde productierun te betrekken, de spreiding is dan aanzienlijk minder. Is dit niet mogelijk, dan kan men ferriet selecteren door de zelfinductie van diverse ferrietkernen te bepalen bij een gelijk aantal windingen. Rekent u eerst uit of een spreiding van 20% acceptabel is (selecteren is een tijdrovend, dus duur, proces).*

Er is een alternatief:

Het is mogelijk om het extra stukje coax door dezelfde kern te halen, zo ontstaat de originele 1:1 Ruthroff balun. Echter hierdoor is de in- en uitgang van de balun niet meer fysiek gescheiden door de kern. Er is een spanningsbalun ontstaan (type 1 balun uit hoofdstuk 1, of 1:1 autotransformator).

Onbalans in het gebalanceerde circuit leidt tot common mode stroom in de niet gebalanceerde voedingskabel. Deze methode wordt voor antennes afgeraden, doch kan op printplaatniveau zeer goed gebruikt worden (men spaart een kern uit en wint ruimte).

Door toevoeging van een extra ferrietkern tussen de ongebalanceerde bron en deze "alternatieve" balun, verkrijgt men wel weer common mode onderdrukking. Deze opbouw, met dus ook weer twee ferrieten, gedraagt zich nagenoeg zoals de balun uit figuur 6. Het voordeel is dat de spreiding in het ferriet de balancering niet doet afnemen, maar praktisch is deze opbouw vaak lastiger te maken.

In geval van antennes: als je een voldoende hoge Z_{com} kan bereiken (1:1 Guanella Balun), dan is de Ruthroff Balun niet nodig. Veel praktische antennes zijn niet volledig gebalanceerd, waardoor het voordeel van een Ruthroff balun volledig wegvalt, of zelfs slechter uitpakt omdat de totale common mode impedantie lager is.

Opm: *Sommige bronnen noemen de 1:1 Ruthroff balun (gewikkeld op één kern) ook een current balun. Dit komt doordat bij de 1:1 Ruthroff balun de coax en derde wikkeling ieder op één helft van de ferriet kern zitten. De koppeling zou dan significant minder zijn. Dit is echter niet juist. De common mode impedantie is veel lager t.o.v. dat men de balun maakt op twee kernen. De 1:1 Ruthroff balun op één kern gedraagt zich daardoor veel meer als een spanningsbalun.*

Voor antennes waarbij een breedband 1:1 balun gewenst is, is de Guanella balun de eerste keus. Kan men met smalband uit de voeten, dan blijft de common mode luchtspoel (eventueel getuned voor maximale impedantie) een goede oplossing.

Dit type balun heeft ook een luchtspoelvariant, zie figuur "Ferrietvrije Balun met bijna perfecte balans). Het absorptieverlies is in de regel lager in verhouding tot de ferrietvariant, maar is in een HF-uitvoering fysiek groter.

3.5. Vervorming.

Indien Z_{CORE} zeer hoog is ten opzichte van Z_Y , zal de invloed van Z_{CORE} ook gering zijn, dus ook de door het kernmateriaal opgewekte vervorming. Een hoge Z_{CORE} resulteert in een lage mantelstroom door de kabel en dus ook in een lage flux in het kernmateriaal. Dit verlaagt de vervorming. In het geval van zenders kan het kernmateriaal een bron van harmonischen zijn (net als constructies in de buurt van de antenne).

De praktijk leert dat voor frequenties $> 1..2$ MHz de thermische effecten eerder een rol spelen dan verzadigingseffecten in het kernmateriaal. Hierbij is uitgegaan van de Nederlandse limit van 400W. In het rekenvoorbeeld wordt gerekend aan een 20W balun. De fluxdichtheid in het kernmateriaal blijkt niet boven de 18mTpiek uit te komen op 500 kHz. Bovendien wordt bij het ontwerp van baluns ferriet materiaal gebruikt dat in het dissipatieve frequentiegebied gebruikt wordt (lees: veel verlies geeft). In de meeste gevallen zal vervorming een ondergeschikte rol spelen.

4. De 1 op 4 balun.

Figuur 7 toont het ontstaan van de 1 op 4 balun (1 op 2 in spanning). Figuur 7A toont twee 1 op 1 baluns gemaakt van 100 Ohm line. Deze worden parallel aangesloten op

een 50 Ohm lijn. Hiermee is de 50 Ohm lijn belast met 50 Ohm, mits beide baluns met 100 Ohm belast worden. De kernen maken de twee 100 Ohm outputs nagenoeg zwevend ten opzichte van elkaar en in fase (de trafo's hebben dezelfde looptijd). Het is geen bezwaar om voor de bovenste wikkeling van de onderste trafo de afscherming te gebruiken.

In de B figuur zijn ze in serie gezet en belast met de twee weerstanden van 100 Ohm in serie (vervangen door één weerstand van 200 Ohm). Op voorwaarde dat de lijnstukken van de beide baluns even lang zijn, zijn alle lijnstukken karakteristiek afgesloten. Dit garandeert, samen met een goede materiaalkeuze, een breedbandige balun. Dit type balun wordt ook wel aangeduid met de naam "**1:4 Guanella transformer**", of "**1:4 guanella balun**" (naar de uitvinder).

Men kan deze balun op één kern wikkelen. Mits men de getekende wikkelrichting aanhoudt (figuur 7C). Doet men dit niet, dan ontstaat sluiting ten gevolge van de middelste twee wikkelingen (de opgewekte velden werken elkaar dan tegen waardoor nagenoeg geen zelfinductie ontstaat).

Er is één zeer groot verschil tussen het wikkelen op één kern of op twee kernen:

Een common mode spanning in de gebalanceerde output van de twee-kernen versie resulteert slechts in een geringe common mode stroom in de ongebalanceerde 50 Ohm lijn (de ferrieten belemmeren common mode stroom). De twee-kernen balun functioneert als een transformator met volledig gescheiden wikkelingen en wikkelverhouding 1:2.

De één-kern uitvoering (figuur 7C) houdt geen common mode spanning tegen en is niet geschikt om een gebalanceerde belasting aan te sturen. Dit is dus geen balun, ondanks dat hij zo wel genoemd wordt.

Pas als de balun uit figuur 7C voorafgegaan wordt door een 1:1 current of voltage balun, is sprake van een echte 1:4 balun.

Een 1 op 9 transformator kan men maken door 3 lijnen (twisted pairs) van 150 Ohm op kernen te wikkelen. Zet ze aan de linkerkant parallel aan elkaar en aan de rechterkant in serie. De ingang is dan mooi 50 Ohm terwijl door het serieschakelen een impedantie van 450 Ohm ontstaat (1:9 impedantiestap). Men verkrijgt dan de drievoudige spanning. Merk wel op dat de spanning welke "over" de kernen komt te staan nu ook veel hoger is dan in geval van een 1:1 balun. Het gevolg is dat de impedantie welke door de ferrietkernen ontstaat hoger dient te zijn (in orde van 2 keer zo hoog). Dit komt nog uitgebreid aan de orde.

Weglaten van een trafo (Ruthroff baluns)?

Als men de stroombaluneigenschap in figuur 7B opoffert, mag men de middenaftakking aan de massa van de coaxiale kabel verbinden. Men heeft dan een spanningsbalun die goed functioneert bij een gebalanceerde belasting. Als de looptijd van de ingang naar de uitgang van de onderste trafo verwaarloosbaar is, kan men de bovenste transformator weglaten (die is nu immers kortgesloten). De onderste transformator zit met zijn + uitgang vast aan de massa van de coaxkabel en creëert daardoor het tegenfase signaal.

Dit mag alleen indien de fasedraaiing t.g.v. de looptijd door de 100 Ohm lijn van de onderste trafo verwaarloosbaar is (max 22.5^0). Dit is niet altijd het geval waardoor in

de praktijk de bovenste trafo noodzakelijk kan zijn. De faseverschuiving in een polyethyleen coaxiale kabel bedraagt:

$$\text{Phi.delay(graden)} = 1.8\mu \cdot l_{\text{kabel}} \cdot f_{\text{max}} < 22.5^{\circ}.$$

In geval van een 1:9 balun (1:3 in spanning) ziet men wel de situatie zoals in figuur7D. Het ongebalanceerde signaal gaat eerst door een 1:1 balun (T1). Vervolgens worden twee 1:1 baluns gevoed (T2 en T3). De outputs worden letterlijk in serie gezet (dus spanningen worden opgeteld) bij de oorspronkelijke spanning welke uit T1 komt.

Het gevolg is dat op de uitgang 3 keer de ingangsspanning verschijnt. De belastingsimpedantie komt daarmee op $9 \cdot 50 \text{ Ohm} = 450 \text{ Ohm}$. Voorwaarde voor goed functioneren is dat de faseverschuiving welke ontstaat door T2 en T3 minimaal is (minder dan 22.5°). Als men zorgt dat de lijnlengte kleiner is dan $0.05 \cdot \lambda$ voor de hoogste frequentie, dan zit men goed.

“over” de transformatoren T2 en T3 staat de volledige signaalspanning (in tegenstelling tot de halve signaalspanning bij een 1:1 balun). Z_{CORE} dient daardoor 2 maal zo groot te zijn als in geval van een 1:1 balun. Als men een iets hogere VSWR bij de laagste frequentie toestaat ($< 1:1.5$), dan is het voldoende om voor T2 en T3 te stellen: $Z_{\text{CORE}} = 2 \cdot Z_L$. Voor Z_L neemt men de impedantie aan de ongebalanceerde zijde (in de meeste gevallen 50 of 75 Ohm).

Men kan T2 en T3 op één kern wikkelen, mits men de aangegeven wikkelrichting aanhoudt (net als bij de 1:4 balun). Omdat in dit geval de fluxbijdragen van beide lijnen optellen (elkaar versterken), kan het aantal windingen per line met 40% afnemen. Dit is gunstig om de looptijd door T2 en T3 beperkt te houden. Het common mode gedrag wordt volledig door T1 bepaald. Als "twisted pair" voor T2 en T3 kan men een aderpaar uit CAT 5 kabel nemen, eventueel voorzien van een extra isolatie (sleeve) om onderlinge koppeling en capacatieve koppeling met het ferriet te verminderen.

5. Keuze van het ferrietmateriaal en vormgeving.

De keuze van het materiaal, de afmetingen en het aantal windingen is van doorslaggevend belang voor de werking van de balun. In dit hoofdstuk en het volgende hoofdstuk waar een voorbeeld uitgewerkt wordt, wordt ingegaan op de selectiecriteria.

5.1. Specificatie van de Balun.

Alvorens een keuze gemaakt kan worden, dient u de eisen voor uw Balun of Unun op papier te zetten. Van belang is:

1. Het frequentiegebied (de laagste en hoogste frequentie).
2. Het vermogen dat getransporteerd dient te worden.
3. De hoogste spanning die over de wikkeling komt te staan (dus niet de spanning tussen de twee wikkelingen).
4. Vereiste wikkelruimte (indien veel vermogen getransporteerd dient te worden, is eveneens dikke coax vereist), dus kern(en) met groot gat.
5. De maximale toelaatbare demping, common mode stroom, en misaanpassing.
6. Is Z_{SE} (zie fig 5) bekend? In geval van antennes is deze meestal niet bekend omdat de kabellengte en routing van de coaxiale voedingskabel niet vast liggen.
7. Welke ferrieten heb ik tot mijn beschikking (materiaal en afmetingen).

De kunst is nu om aan de hand van bovenstaande gegevens een kern (of meer kernen) te vinden welke in combinatie met een wikkeling van coaxiale kabel (of getwiste draden), de juiste impedantie oplevert.

5.2. Richtlijnen voor het ontwerp.

Enkele richtlijnen welke als start voor het ontwerp kunnen dienen (uitgaande van een 1:1 balun [volgens figuur 4 en 5]) en gebalanceerde belasting:

1. $Z_{CORE} > 10 \cdot Z_L$, $Z_{CORE} \geq 10 \cdot Z_{0,KABEL}$ (voor het gehele frequentiegebied). In dit geval bedraagt de common mode stroom welke ten gevolge van het gewenst signaal ontstaat slechts 5% van de signaalstroom (-26 dB). Voor > 100W en/of hoog storingsniveau in de shack, is hogere impedantie wenselijk.
2. Zorg dat het reële deel van Z_{CORE} overheersend is. Anders gezegd Z_{CORE} dient geen hoge Q factor te hebben. Dit voorkomt parasitaire resonanties. Deze eis is nagenoeg niet van belang in geval van baluns welke op printplaatniveau gebruikt worden (bijv t.b.v. mixers of gebalanceerde RF eindtrappen).
3. Bepaal aan de hand van het te transporteren vermogen de spanning “over” de wikkeling/kern ($=0.5 \cdot U_L$, zie figuur 4). 50W vermogen in 50 Ohm is 70Vpiek over Z_L , dus staat er 35Vpiek “over” de kern. Voor OCF dipolen gaat deze simpele berekening niet op.
4. Maak een inschatting van de maximale dissipatie van uw kern. Enkele richtgetallen: 50mW in een 5 mm kerntje, 0.2W in een 13 mm ringkernje, 2W in een 30mm lange cable clamp (halve kernen welke op kabel geklemd kunnen worden), 5W in een 80mm ringkern.

5. Controleer of het materiaal niet in verzadiging gaat. De maximale fluxdichtheid (B_{pk}) hangt af van de frequentie. Meestal wordt in het HF gebied hieraan automatisch voldaan vanwege de eisen aan de maximale dissipatie in het kernmateriaal. Als je boven 20mT uitkomt, is controle op vervorming wenselijk.
6. Gebruik een kernmateriaal met in uw frequentiegebied de hoogste permeabiliteit en bij voorkeur lage Q factor. "EMC" ferrietmateriaal heeft voorkeur boven "power" ferriet materiaal als het om breedband baluns gaat.

5.3. Niet-magnetische eigenschappen van ferriet.

Voor breedband Baluns en Mantelstroom filters (Common Mode Chokes) in het HF gebied worden in de regel ferrietmaterialen gebruikt. Ferrietmaterialen zijn onder te verdelen in twee klassen; MnZn materialen (μ_r variërend van 500..20.000) en NiZn materialen (μ_r variërend van 10..1000).

Naast de verschillen in magnetische eigenschappen zijn er zeer grote verschillen in specifieke weerstand en relatieve permittiviteit. Deze hebben eveneens (indirect) invloed op de magnetische eigenschappen. Voor HF kan men het elektrisch en magnetisch veld niet meer automatisch als twee gescheiden fenomenen zien.

Onderstaande tabel geeft een indruk van de specifieke weerstand (ρ) en relatieve permittiviteit (ϵ_r). $1/(\rho \cdot \epsilon \cdot \epsilon_r \cdot \omega)$ geeft aan in hoeverre het materiaal zich gedraagt als een (slechte) geleider of (slecht) diëlectricum, $\gg 1$ = geleider, $\ll 1$ = diëlectricum.

Property	Ferrite Type	Frequency (MHz)			
		0.1	1	10	100
Resistivity Ωm	MnZn	2	0.5	0.1	0.01
	NiZn	100k	50k	10k	1k
Relative Permittivity	MnZn	200k	100k	50k	10k
	NiZn	40	22	15	12
$1/(\rho \cdot \epsilon \cdot \epsilon_r \cdot \omega)$	MnZn	0.45	0.36	0.36	1.8
	NiZn	0.045	0.016	0.012	0.015

Vooraf in het hoge HF gebied (> 10 MHz) en in het bijzonder in combinatie met grote kernen, lopen (in de regel) de magnetische eigenschappen van MnZn ferriet sterk terug ten opzichte van die van NiZn ferriet. Dit komt voornamelijk doordat, net als bij metalen, sprake is van een indringdiepte voor het magnetisch veld, waardoor niet meer het gehele kernmateriaal gebruikt wordt. De indringdiepte ligt voor MnZn ferriet aanmerkelijk lager dan voor NiZn ferriet. Zie ook de paragraaf "*Het gebruik van zeer grote kernen*".

Diverse NiZn ferrietmaterialen dient met niet bloot te stellen aan sterke magnetische velden omdat hun eigenschappen achteruit gaan, ook als het magnetische veld weer weggenomen wordt. Houdt je permanente magneten dus weg van je ferrietmaterialen.

5.4. Specificatie van magnetische eigenschappen van ferriet.

De magnetische eigenschappen van Ferrietmaterialen en kernen worden op de volgende manier gespecificeerd (alleen de voor baluns relevante specificaties worden genoemd):

1. De relatieve permeabiliteit als functie van de frequentie voor ferriet materialen. We gebruiken het symbol μ_s . μ_s is de relatieve permeabiliteit van het ferrietmateriaal voor zeer lage fluxdichtheid, minder dan 1 mT. Het kernmateriaal is hierbij als lineair te beschouwen. Bij toename van de fluxdichtheid neemt μ_s iets toe, om bij verdere verhoging weer af te nemen. De index "s" staat voor "serie, series". Het nut wordt snel duidelijk. Meestal splitst men μ_s in een μ_s' en een μ_s'' (of μ_s'''). μ_s' is het deel dat zorgt voor het inductieve deel van de inductor, μ_s'' zorgt voor het verliesgevend deel van de inductor. Er geldt: $\mu_s = \sqrt{(\mu_s')^2 + \mu_s''^2}$. Voor de Q factor van het materiaal geldt: $Q = \mu_s' / \mu_s''$.
Figuur 8A toont een voorbeeld van twee ferriet materialen. Aan de hand van deze gegevens, de geometrie van de kern en het aantal windingen kan de zelfinductie als functie van de frequentie bepaald worden.
2. Een A_L waarde voor kernen (E-kernen, ringen, toroids, etc). De zelfinductie volgt uit de formule: $L = A_L \cdot 10^{-9} \cdot n^2$ (n =aantal windingen, L in Henry, weglaten van de factor 10^{-9} geeft L in nH). Let op: de verkregen waarde is alleen geldig voor relatief lage frequenties. Bij hoge frequenties neemt de permeabiliteit en dus ook de zelfinductie af. Men ziet A_L ook opgegeven als zelfinductie in mH bij 1000 windingen. Het resultaat is echter hetzelfde!
3. Impedantie als functie van de frequentie bij gegeven aantal windingen voor ferrietringen en buisjes. Sommige fabrikanten geven het reële en imaginaire deel weer. Meestal gaat dit om kernen voor EMC toepassing. Figuur 8B en 11 tonen een voorbeeld. Verdubbeling van het aantal windingen, geeft een 4 maal zo hoge impedantie. Wel neemt voor hoge frequenties de impedantie af, vanwege de capaciteit tussen de windingen onderling, en windingen en ferriet (zie figuur 11).

De in figuur 8A en B getoonde afbeeldingen zijn afkomstig van FERROXCUBE (HB2002.pdf). FERROXCUBE is een van de fabrikanten van ferrietmaterialen welke voor technici zeer goed bruikbare gegevens verstrekt. De inleiding, die ferriet materialen in het algemeen behandelt, is het lezen meer dan waard. Er worden veel meer aspecten en toepassingen van ferriet materiaal behandeld dan in dit document.

Een andere fabrikant met ruimte keuze is EPCOS (Siemens). Ook WÜRTH heeft een zeer uitgebreide reeks aan ferriet ringen en toroïden welke geschikt zijn voor breed band Baluns en Common Mode Chokes.

AMIDON verschaft eveneens veel technische info voor de zelfbouwer.

5.5. Uitrekenen van zelfinductie en impedantie.

Figuur 9 toont de formules waarmee de zelfinductie en impedantie (Z_{CORE} uit figuur 5) van het stukje kabel dat zich in de kern bevindt uitgerekend kan worden.

De relevante formules nog een keer opgesomd met een toelichting

$$L_{CORE} = 4 \cdot 10^{-7} \cdot \frac{\mu_s \cdot A_C \cdot n^2}{D_{AV}} = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{\mu_s \cdot A_C \cdot n^2}{Le_{AV}}$$

Waarin:

- L_{CORE} = De zelfinductie van de op een ronde eengats kern (of toroïde) gemaakte (common mode) spoel, in H. De gevonden waarde voor L is meestal geen zuivere zelfinductie en sterk frequentieafhankelijk.
- μ_s = De absolute waarde van de relatieve permeabiliteit van het kernmateriaal bij de te gebruiken frequentie.
 $\mu_s = \sqrt{(\mu_s')^2 + \mu_s''^2}$.
- A_C = De doorsnede (oppervlak) van het kernmateriaal loodrecht op de veldlijnen in het kernmateriaal, in m².
 $A_C = 0.5 \cdot (D_{BUITEN} - D_{BINNEN}) \cdot h_{CORE}$, voor een ringkern (bij benadering).
- n = Het aantal keren dat het getwiste aderpaar of coaxiale kabel door de kern gaat. n is daardoor altijd een geheel getal.
- D_{AV} = Gemiddelde diameter van de kern, in m.
 $D_{AV} = 0.5 \cdot (D_{BUITEN} + D_{BINNEN})$, in m
- Le_{AV} = Gemiddelde weglengte van de veldlijnen door de kern, in m.

Indien van een bestaande kern de A_L -waarde bekend is, en u beschikt over de materiaalgegevens van de kern, dan kunt u de zelfinductie uitrekenen aan de hand van:

$$A_{L(f)} = A_{L(10kHz)} \cdot \frac{\mu_{S(f)}}{\mu_{S(10kHz)}}$$

$$L_{CORE} = 10^{-9} \cdot A_{L(f)} \cdot n^2$$

Waarin:

- f = De frequentie waarvoor men de A_L -waarde wenst te bepalen, in Hz.
- $A_{L(10kHz)}$ = De door de fabrikant opgegeven waarde voor A_L , in nH/ \sqrt{n} . Deze wordt meestal bepaald bij een frequentie van maximaal 10 kHz, vandaar de index "10kHz".
- $\mu_{s(10kHz)}$ = De absolute waarde van de relatieve permeabiliteit van het kernmateriaal bij 10kHz (nagenoeg gelijk aan μ_s').
- $\mu_{s(f)}$ = De absolute waarde van de relatieve permeabiliteit van het kernmateriaal bij de gewenste frequentie f (dus $\sqrt{(\mu_s')^2 + \mu_s''^2}$).
- $A_{L(f)}$ = De A_L -waarde bij de gewenste frequentie f , in nH/ \sqrt{n} .
- n = Het aantal keren dat het getwiste aderpaar of coaxiale kabel door de kern gaat. n is daardoor altijd een geheel getal.
- L_{CORE} = De zelfinductie van de met een ronde eengats kern (of toroïde) gemaakte (common mode) spoel, in H. De gevonden waarde voor L is meestal geen zuivere zelfinductie en sterk frequentieafhankelijk.

De impedantie volgt dan uit:

$$|Z_{L_{core}}| = \omega \cdot L_{CORE}$$

Waarin:

ω = De radiaalfrequentie in rad/s ($2 \cdot \pi \cdot f$).

$|Z_{L_{core}}|$ = De absolute waarde van de impedantie van de (common mode) spoel bij frequentie f . Let op dat L_{CORE} sterk frequentieafhankelijk is en het verband tussen Z en f zelden lineair is.

OPM: Indien u in uw zelfinductieberekeningen de zelfinductie afzonderlijk bepaald heeft voor μ_s' en μ_s'' , dan verkrijgt men een L_{CORE}' en L_{CORE}'' . Voor de impedantie geldt dan: $Z_{L_{CORE}} = j \cdot \omega \cdot L_{CORE}' + \omega \cdot L_{CORE}''$. Nu ziet u ook dat indien $\mu_s'' \gg \mu_s'$, de ferrietspoel zich als een nagenoeg Ohmse weerstand gedraagt.

Bovendien zal bij relatief hoge frequentie en veel windingen de impedantie lager zijn t.g.v. capaciteit tussen windingen onderling en tussen windingen en ferriet, ofwel meten om het optimale aantal windingen te vinden.

Aangezien de permeabiliteit (μ_s) zeer sterk frequentie-afhankelijk is, dient men bij diverse frequenties de impedantie uit te rekenen. Voor baluns welke in antennesystemen gebruikt worden, en waarbij het niet bekend is hoe lang de coaxiale kabel is, dient men ter voorkoming van serieresonantie slechts ferrietmaterialen te gebruiken met lage Q factor. Hierbij dient bij de laagste frequentie bij voorkeur $\mu_s'' > 0.5 \cdot \mu_s'$ te zijn. Dit hoeft natuurlijk niet als je vooraf in kunt schatten dat je geen parasitaire serieresonantie krijgt.

Diverse fabrikanten specificeren bepaalde kernen aan de hand van een grafiek die Z als functie van f toont. In de regel geldt dan:

$$Z_{(f,n)} = Z_{(f)} \cdot n^2 \quad [Ohm]$$

Waarin:

$Z_{(f,n)}$ = De impedantie van de ferrietspoel bij gegeven frequentie en n windingen, in Ohm.

$Z(f)$ = De impedantie van het ferrietmateriaal volgens de grafiek, in Ohm (er vanuit gaande dat de draad slechts één keer door de ferrietskern gaat).

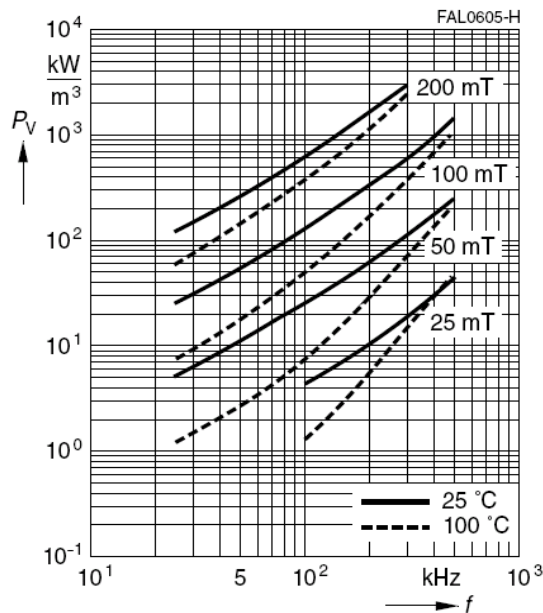
n = Het aantal keren dat de draad door de kern heengaat (dus altijd een geheel getal)..

Voor hoge frequenties (100 MHz en hoger), zal reeds bij 3..5 windingen de capaciteit tussen de bedrading dominant worden en hiermee de maximaal haalbare impedantie beperken. Sommige fabrikanten geven in hun grafieken tevens de impedantie weer bij een zeker aantal windingen (o.a. KITAGAWA). Zie bijvoorbeeld figuur 11. U dient zich wel te realiseren dat de capaciteit tussen de windingen sterk afhankelijk is van de draaddikte, dikte van isolatie en wikkelstrategie.

U kunt met behulp van bovenstaande formules een materiaal selecteren. Door een aantal kernen door te rekenen krijgt u gevoel voor afmetingen. Uiteindelijk komt u dan tot een geschikte combinatie van kernen en windingen. U dient nog wel even de fluxdichtheid in de gaten te houden (hoewel dat meestal goed zit, want in de meeste gevallen is de kerndissipatie eerder een probleem dan kernverzadiging)

5.6. Toelaatbare Fluxdichtheid in het kernmateriaal:

Het vermogensverlies in kernmateriaal is sterk frequentie- en fluxafhankelijk. Onderstaande figuur is geldig voor N87 materiaal van EPCOS (niet aanbevolen voor breedband baluns).



Bij verdubbeling van frequentie, neemt het verlies grofweg toe met factor 2.2.

Verdubbeling van fluxdichtheid geeft een toename met grofweg factor 5.

Moderne materialen voor vermogenstoepassing kunnen gebruikt worden tot zo'n 200mT_{pk}, ¡maar dan wel voor $f \ll 1$ MHz!

Voor HF moet de fluxdichtheid zeer sterk afnemen om de olopende verliezen te compenseren. Als je dus begint te rekenen met een fluxdichtheid van bijv 50 of 100 mT (omdat je dit gewend bent vanuit vermogenselektronica), dan gaat het echt mis in geval van HF baluns.

Als je iets breedbandigs maakt, zit je voor je hogere frequenties altijd in het deel waarbij $\mu_s \gg \mu_s'$, waardoor de "zelfinductie" van de kern volledig ohms is. Dit vereenvoudigt het rekenwerk aanzienlijk, omdat je voor het uitrekenen van de kerndissipatie geen rekening hoeft te houden met de flux.

Hoeveel kun je nu dissiperen?

Er is in ieder geval een temperatuurbepering:

Kom je boven het "curie punt", dan zakt de permeabiliteit zeer sterk in (en daarmee ook je impedantie, zelfinductie). Het curiepunt verschilt per materiaal en loopt uiteen van 80 °C tot boven 200 °C. Wikkel je coaxiale kabel met PE (polyetheen) isolatie, dan zal bij 80 °C de binnengeleider aan het zwerven gaan (wellicht sluiting maken met de mantel). Telfon diëlectricum (massieve isolatie, geen schuim) is een betere keus vanwege dat dit tot boven 200 °C bruikbaar is.

Het vermogensverlies in het ferrietmateriaal is evenredig met het volume van de kern. Het gedissipeerde kernvermogen dient afgevoerd te worden via de lucht.

Bij het verdubbelen van afmetingen, neemt het volume achtvoudig toe (dus ook het verlies bij gelijke fluxdichtheid), terwijl het oppervlak voor warmteafgifte slechts verviervoudigt. Grote kernen kunnen per volume-eenheid daardoor minder dissiperen dan kleine kernen. In een kleine kern kan men een iets hogere fluxdichtheid toelaten.

De "Iron Powder and Ferrite Coil Forms" catalogus van Amidon Associates. Geeft onderstaande formule voor de temperatuurstijging van een vrij opgestelde transformator. Deze kun je gebruiken als eerste indicatie om een indruk te krijgen van de toelaatbare dissipatie.

$$T_{rise} \approx 0.15 \cdot \left(\frac{P_{dis}}{A_s} \right)^{0.833} \quad [^{\circ}C, K]$$

Waarin:

- T_{rise} = toename van temperatuur van transformatoroppervlak in degr. C of K.
- P_{dis} = Gedissipeerd vermogen in de balun, trafo (dus kernverlies + koperverlies), in W
- A_s = Oppervlak van de transformator dat blootgesteld is aan circulerende lucht), in m^2 .

Bedenkt wel dat als je de balun in een relatief krappe behuizing stopt (waarbinnen de luchtcirculatie dus beperkt is), de temperatuur aanzienlijk hoger op zal lopen. Experimenteren en meten blijft dus nodig.

De piek fluxdichtheid (B_{pk}) kun je uitrekenen met:

$$B_{pk} = \frac{L_{CORE} \cdot \hat{I}}{n \cdot A_C} = \frac{0.159 \cdot \hat{U}}{n \cdot f \cdot A_C} = \frac{4 \cdot 10^{-7} \cdot \hat{I} \cdot n}{\mu_s \cdot D_{av}} \quad [T, Vs/m^2]$$

Waarin:

- B_{pk} = De piek fluxdichtheid in het kernmateriaal in T, Wb/m², Vs/m².
 L_{CORE} = De zelfinductie bij de frequentie waarvoor men B uitrekent, in H.
 \hat{I} = De topwaarde van de stroom bij de frequentie waarvoor men B wenst uit te rekenen, in A. $\hat{I} = 1.42 \cdot I_{RMS}$.
 \hat{U} = De topwaarde van de spanning over de wikkeling bij de frequentie waarvoor men B wenst uit te rekenen, in V. $\hat{U} = 1.42 \cdot U_{RMS}$.
 n = Het aantal keren dat de draad door de kern gaat.
 A_C = De doorsnede (oppervlak) van het kernmateriaal loodrecht op de veldlijnen in het kernmateriaal, in m².
 A_C = $0.5 \cdot (D_{BUITEN} - D_{BINNEN}) \cdot l_{CORE}$.
 μ_s = relative permeabiliteit van kernmateriaal voor de betreffende frequentie.
 D_{av} = Gemiddelde diameter van de toroïde kern, in m.

\hat{I} kan men uitrekenen aan de hand van de spanning welke over de common mode spoel komt te staan en de impedantie van de common mode spoel. Men hoeft het slechts te controleren bij die frequentie waarbij de impedantie het laagst is.

De formule die de flux geeft als functie van de spanning, frequentie en kerndoorsnede is voor het rekenen aan baluns de makkelijkste. Je hebt namelijk te maken met een zeker zendvermogen dat toegevoerd wordt aan een zekere impedantie, hieruit is de piekspanning makkelijk terug te rekenen, en dus ook de flux.

In het volgende hoofdstuk wordt een voorbeeld gegeven van een balunontwerp.

5.7. Wikkelen.

In veel ontwerpen van baluns zie je dat de coaxiale kabel (of getwist draad) zeer strak gewikkeld is. Dit staat netjes, maar is niet de beste manier. Strak wikkelen vermindert de benodigde hoeveelheid kabel of getwist draad, maar maximaliseert de capaciteit tussen kern en kabel/draad, en de E-veldsterkte tussen windingen en kern (kans op doorslag).

¡Strak wikkelen verhoogt niet de common mode impedantie (Z_{core})! De kern isoleren (of extra isolatie om de kabel/getwist draad), vermindert de capaciteit via de kern en vermindert de kans op doorslag (in geval van vermogenstoepassing).

Als je ringkernen gebruikt, loop je kans op ruimtetekort waardoor windingen strak tegen elkaar liggen. Strak tegen elkaar wikkelen vergroot de windingcapaciteit en verlaagt daarmee de hoogste frequentie waarbij de balun nog goed functioneert. Gebruik een grotere kern (meer ruimte), of twee kernen op elkaar (minder windingen nodig).

Gebruik van kernen met verschillende eigenschappen (zoals in het voorbeeld uit hoofdstuk 6).

Het verhaal gaat dat als je een LF en een HF kern op elkaar legt, en deze als één kern wikkelt, je het beste uit twee werelden krijgt. Dit is niet zo. De kernen apart wikkelen geeft de beste performance en is zeker een aanrader als je echt breedband baluns wenst te maken.

Als je coaxiale kabel gebruikt in de 1:1 balun, dan moet het snelste ferriet (laagste μ_r) aan de gebalanceerde zijde komen. Gebruik je getwist draad, dan komt het snelste ferriet aan de ongebalanceerde zijde.

5.8. Windingen om kernen met twee gaten.

In de RF techniek worden nog veel kernen met twee gaten gebruikt (varkensneuzen, Eng: two-hole core). Een varkensneus kan men bij benadering opgebouwd denken uit twee kernen met één gat die tegen elkaar geplaatst zijn. Zie hiervoor figuur 10B. In tegenstelling tot E-kernen voor transformatoren is de breedte van het middenstuk bij de meeste kernen met twee gaten niet gelijk aan 2 maal de breedte van de buitenstukken. Hierdoor gaat de vergelijking met twee losse kernen niet exact op.

Meestal komt één winding in varkensneuzen overeen met één winding om het middenbeen (bijvoorbeeld bij de definitie van A_L). Dus de draad gaat één keer door het rechtergat en één keer door het linkergat. Als je zelf van twee kernen met één gat een varkensneus maakt, heb je dus twee maal de zelfinductie, ten opzichte van de kern met één gat. De A_L -waarde voor deze zelfgemaakte varkensneus is dus twee maal die van een enkele kern.

Als je om deze zelfgemaakte varkensneus 1.5 winding legt (dus 2 keer door het linkergat en 1 keer door het rechtergat), dan heb je 5 maal de zelfinductie van een enkele kern. Breng je twee windingen om het middenbeen aan, dan heb je 8 maal de zelfinductie van een enkele kern.

Wikkel je slechts om een kernhelft van de varkensneus, dan is de A_L -waarde ongeveer de helft ten opzichte van de A_L -waarde voor wikkelen om het middenbeen.

Een efficiënte wikkelstrategie voor grote EMC kernen (zoals om computersnoeren) is weergegeven in figuur 12. Maak de lussen wel zo klein als praktisch mogelijk vanwege de capaciteit tussen de lussen onderling.

5.9. Het gebruik van zeer grote kernen.

Onder grote kernen wordt hier verstaan, kernen waarvan de grootste doorsnede van het kernoppervlak (dwars op de veldlijnrichting) groter dan pakweg 6mm is.

De kleinere kernen kan men slechts van een beperkt aantal windingen voorzien, en/of de buigradius wordt te krap. Als de vermogens groter worden, kan men in plaats van RG58 ook teflon (PTFE) kabel gebruiken. Dit kan hogere temperatuur hebben. Bij nog grotere vermogens (of zeer slechte VSWR op lijn) ontkomt men niet aan dikkere kabel en grote kernen.

De gebruikte kernen (bijv met diameter > 30mm) hebben dan al gauw een wanddikte van meer dan 6mm. In dat geval krijgt men net als bij geleiders te maken met indringdiepte (maar dan voor het magnetisch veld). Als men nagaat dat een MnZn ferriet doorgaans een $\mu_r = 1000$ (3.6 MHz) heeft en $\epsilon_r = 80.000$, kan men de golflengte in het materiaal uitrekenen aan de hand van c (formule officieel alleen geldig indien er geen verliezen in het materiaal zijn):

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0}} \quad \text{en} \quad \lambda = \frac{c}{f}$$

Invulling (3.6 MHz) geeft: $c = 33.5\text{km/s}$ en $\lambda = 9\text{mm}$! Als de verliezen in het materiaal niet zo hoog zouden zijn, had u zeker een staande golf in uw kern gekregen.

Door de hoge verliezen in zowel de permeabiliteit als permittiviteit, is de indringdiepte aanmerkelijk minder dan 9mm.

Kortom, in geval van dikke kernen van MnZn ferriet, dringt het magnetisch veld niet meer door tot het gehele materiaal. Het gevolg is dat de zelfinductie lager uitvalt dan uitgerekend op grond van de afmetingen van de kern en μ_r . In geval van grote kernen, wordt aangeraden om NiZn ferriet te gebruiken.

Het gebruik van NiZn ferriet heeft nog het voordeel dat het materiaal een veel lagere ϵ_r heeft waardoor de effectieve capaciteiten tussen windingen op één (of meerdere) kern(en) aanmerkelijk lager uitvalt.

5.10. Opsomming enkele materialen:

De ontwikkeling van kernen op basis van Poederijzer en Carbonyl was eerder marktrijp dan die van ferrietmateriaal. In veel oudere ontwerpen ziet men dan ook nog poederijzer- of carbonylkernen.

Met de huidige keuze aan materialen en onze HF toepassing, heeft ferriet voor baluns en common mode chokes de voorkeur. Onderstaand lijstje bevat daarom alleen MnZn en NiZn ferrietmateriaal. De volgorde is van lage frequentie naar hoge frequentie.

3E25 (ferroxcube, $\mu_r=6000$, MnZn)
 Bij 500 kHz: $Q=1$, $|\mu_s| = 5000$,
 Bij 10 MHz: $|\mu_s| = 300$)

3E28 (ferroxcube, $\mu_r=4000$, MnZn)
 Bij 1.2 MHz: $Q=1$, $|\mu_s| = 3000$,
 Bij 10 MHz: $|\mu_s| = 500$)

Bovenstaande materialen zijn prima geschikt voor common mode chokes op MF, AM omroepband en lage deel HF vanwege de hoge magnetische permeabiliteit bij MF. Materialen doen het ook zeer goed in MF en HF EMC toepassing (ontstoring).

3S4 (ferroxcube, $\mu_r=1700$, MnZn)
 Bij 3.4 MHz: $Q=1$, $|\mu_s| = 1000$,
 Bij 10 MHz: $|\mu_s| = 450$)

Bovenstaand materiaal is prima voor AM omroepband en HF, ook in EMC toepassing (ontstoring).

4S2 (ferroxcube, $\mu_r=850$, NiZn)
Bij 5.6 MHz: $Q=1$, $|\mu_s|=680$,
Bij 10 MHz: $|\mu_s|=480$
Bij 50 MHz: $|\mu_s|=170$)

43 (Fair rite, Amidon, $\mu_r=800$, NiZn)
Bij 14 MHz: $Q=1$, $|\mu_s|=280$,
Bij 50 MHz: $|\mu_s|=115$)

Bovenstaande NiZn materialen lijken veel op elkaar en zijn prima geschikt voor baluns, common mode chokes voor HF en VHF. Het ferroxcube materiaal lijkt beter te presteren. Dit zijn twee echte all-round materialen als het aankomt op breedband HF (3..30 MHz) en common mode onderdrukking. De materialen doen het ook zeer goed in HF en VHF EMC toepassing. Merk op dat dit NiZn materialen zijn (hogere specifieke weerstand en lagere diëlektrische constante).

3S3 (ferroxcube, $\mu_r=350$, MnZn)
Bij 15 MHz: $Q=1$, $|\mu_s|=137$,
Bij 50 MHz: $|\mu_s|=93$)

4C65 (ferroxcube, $\mu_r=125$, NiZn)
Bij 45 MHz: $Q=1$, $|\mu_s|=160$,
Bij 100 MHz: $|\mu_s|=100$)

Deze materialen zijn geschikt voor het hoge deel HF, VHF en UHF, waarbij 3S3 wat beter presteert aan de lage kant, en 4C65 beter aan de hoge kant.

Zulk soort materiaal is minder geschikt voor common mode chokes in het lage deel HF. Je hebt veel windingen nodig om enige inductie/impedantie te behalen. Veel windingen leiden tot veel capaciteit. Je zult moeten analyseren of je last krijgt van parasitaire common mode resonantie. De Q factor van deze materialen is op het lage deel HF nog behoorlijk, zeker voor 4C65. Dit kun je benutten als je een smalband balun wilt maken voor het lage deel HF. De parasitaire windingcapaciteit kun je laten resoneren met de zelfinductie. Het risico van deze aanpak is dat je op een relatief hoge flux uitkomt in zendtoepassing. Gezien het lage verlies op HF kan dat, maar dit vergroot wel de kans op vervorming (intermodulatie/harmonischen). Testen is dus zeker vereist.

Als breedbandigheid geen vereiste is, zijn zogenaamde "power ferrites" ook bruikbaar. Steeds meer schakelende vermogenselektronica werkt in het lage MHz gebied. Een paar materialen om een indruk te krijgen:

N87 (Epcos, $\mu_r=2200$, MnZn)
Bij 1.2 MHz: $Q=1$, $|\mu_s| =3400$,

3F3 (ferroxcube, $\mu_r=2000$, MnZn)
Bij 2 MHz: $Q=1$, $|\mu_s| =2800$,

Bovenstaand "power ferrite" is prima bruikbaar voor 1.8 en 3.6 MHz, en als je weet wat je doet (meten dus) ook nog wel bruikbaar op 7 MHz. Soms moet je roeien met de riemen die je hebt.

Diverse "cable clamps" of "cable sleeves" hebben een dermate lage permeabiliteit dat deze voor HF gebruik minder geschikt zijn. De enige manier om daar achter te komen is: meten!

6. Een ontwerpvoorbeeld en diverse tips

6.1. Wensen voor de Balun:

Ontwerp een 1:1 balun welke bruikbaar is in het frequentiegebied 0.5 MHz tot 200 MHz. De in- en uitgangsimpedantie bedraagt 50 Ohm. Het zendvermogen bedraagt maximaal 20W. De diameter van de 50 Ohm coaxkabel bedraagt 3.5mm.

Ik heb uitsluitend de beschikking over ferrietkernen met een binnendiameter van 9mm, buitendiameter van 17 mm en lengte van 12mm. Ik heb ze in de materialen 3S1 en 3S4. Het kernoppervlak (t.b.v. dissipatie) bedraagt $10 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$, per kern. 500mW dissipatie geeft een temperatuurstijging van $27 \text{ }^\circ\text{C}$.

6.2. Het ontwerp.

Uitgaande van een common mode impedantie voor de balun van $10 \cdot Z_L$ is een $Z_{\text{CORE}} > 500 \text{ Ohm}$ vereist. 20W levert een spanning van $32V_{\text{RMS}}$ over 50 Ohm, daarvan valt de helft over de spoel (welke gevormd gaat worden door het ferrietmateriaal rondom de kabel). Het maximale verliesvermogen (bij 20W input) bedraagt dan $16^2/500 = 0.5\text{W}$. Hierbij is uitgegaan van een volledig "ohmse" impedantie.

Bij 500 kHz is dan een zelfinductie vereist van tenminste:

$$L = |Z|/(2\pi f) = 500/(2 \cdot \pi \cdot 500\text{k}) = 160\mu\text{H}.$$

Voor diverse andere frequenties geldt:

frequentie	Minimaal vereiste inductie (L)
500 kHz	160uH
5 MHz	16uH
10 MHz	8uH
50 MHz	1.6uH
100 MHz	0.4uH

Voor beide kernen geldt

$$D_{\text{AV}} = 13 \cdot 10^{-3} \text{ m (gemiddelde diameter)},$$
$$A_{\text{C}} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ m} \cdot 12 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 48 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 \text{ (kerndoorsnede [oppervlak])}$$

Hieruit volgt (na invulling in de spoelformule):

$$L_{\text{CORE}} = 4 \cdot 10^{-7} \cdot \mu_s \cdot A_{\text{C}} / D_{\text{AV}} = 1.48 \cdot 10^{-9} \cdot \mu_s \cdot n^2.$$

3S1 heeft een $\cdot \mu_s \cdot = 4500$ (bij lage frequenties) ofwel:

$$L_{\text{CORE}} = 6.6 \cdot 10^{-6} \cdot n^2.$$

3S4 heeft een $\cdot \mu_s \cdot = 1500$ (bij lage frequenties), ofwel:

$$L_{\text{CORE}} = 2.2 \cdot 10^{-6} \cdot n^2.$$

Voor de lage frequenties is 3S1 de beste keus van de twee materialen (μ_s' is reeds kleiner dan $\cdot \mu_s \cdot$, dit voorkomt parasitaire resonanties) en je hebt weinig windingen nodig.

Om op basis van 3S1 materiaal 160uH te maken, heb ik $\text{sqrt}(160/6.6) = 4.9$ windingen nodig (dus 5). Helaas het lukt niet om 5 windingen door de kern te krijgen.

Ik besluit om twee kernen te gebruiken, mijn zelfinductie per kern kan dan halveren. Op basis hiervan kom ik op $\sqrt{80/6.6} = 3.5$ winding, dus worden er 4. Dit is net te doen. Bij $n=4$ komt mijn zelfinductie uit op:

$$L_{\text{CORE}(500\text{kHz})} = 1.48n \cdot 4500 \cdot 4^2 = 106 \text{ uH (bij 500 kHz)}$$

Ik heb wel twee kernen in serie, zodat mijn totale zelfinductie bij 500 kHz 212uH bedraagt, dit is ruimschoots boven de minimaal vereiste 160uH. De dissipatie per kern halveert (dus $< 250\text{mW/kern}$)

Kijkende naar de magn. permeabiliteit als functie van de frequentie, neemt de permeabiliteit boven 2 MHz snel af. Bij 5 MHz is $\mu_s = 300$. Dit is een factor $4500/400 = 11$ lager. Mijn zelfinductie (absolute waarde, $|L|$) is daardoor ook een factor 11 lager ofwel $|L| = 212\text{uH}/11 = 19 \text{ uH}$. Dit voldoet nog net aan onze specs.

Bij hogere frequenties zullen we nog meer zelfinductie te kort komen omdat μ_s bijzonder sterk afneemt. Dit is ook te zien in de impedantiecurve. Bij toenemende frequentie neemt de impedantie af. Met dit materiaal is het praktisch gezien niet mogelijk om het hoge frequentiegebied aan te kunnen.

De permeabiliteitscurve voor het 3S4 materiaal neemt veel minder snel af (let op: de assen zijn anders ingedeeld). Als we de coaxkabel eerst wikkelen om de 3S1 kern, en vervolgens om een 3S4 kern, dan hebben we twee impedanties in serie staan. Bij de lage frequenties zijn de twee 3S1 kernen dominant, bij hoge frequenties de 3S4 kern. Dit voldoet aan de wensen (zelfs zonder enige bijdrage van 3S1 kernen). Omdat de door de kernen opgewekte impedanties een lage Q factor hebben (veelal kleiner dan 1), hoeft men niet bang te zijn voor parasitaire serieresonantie (waardoor de common mode impedantie sterk kan dalen).

De afmetingen van de 3S4 kern zijn gelijk aan die van 3S1, dus aan de hand van de permeabiliteit kunnen we snel de zelfinductie bepalen. Bij 5 MHz is $\mu_s = 700$. Ofwel voor 4 windingen geldt: $L_{\text{CORE}(5 \text{ MHz})} = 2.2\text{u} \cdot 4^2 \cdot 700/1500 = 16 \text{ uH}$. Samen met de 19uH van de twee 3S1 kernen, komen we op 35 uH (en voldoen we ruim aan onze spec bij 5 MHz).

Als we even extrapoleren naar 100 MHz, komen we op een $\mu_s = 100$. De zelfinductie komt dan op (4 windingen) $L_{\text{CORE}(100\text{MHz})} = 2.2\text{u} \cdot 4^2 \cdot 100/1500 = 2.3\text{uH}$. Dit is ruimschoots boven de eis van 0.4 uH waardoor de dissipatie veel lager uit zal vallen. We kunnen aannemen dat het bij 200 MHz zeker goed zit. Dit, omdat de impedantiecurve van 100 MHz naar 200 MHz nog steeds stijgt.

Het is wellicht zinvol om het aantal windingen van 4 naar 3 terug te brengen (voor de 3S4 kern). Het verlaagt de capaciteit tussen de windingen. We hebben immers voldoende zelfinductie. Meting zal uit moeten wijzen of dit zinvol/nodig is.

Voor wat betreft het gedissipeerde vermogen, deze kernen kunnen prima 500mW dissiperen. Kortom hier hoeven we niets meer aan te doen.

Impedantiecurves

Als je impedantiecurves hebt voor de kern die je gaat gebruiken, is het rekenwerk een stuk eenvoudiger. In eerste orde benadering geldt:

$$Z_{\text{core}} = Z_{\text{curve}} \cdot n^2.$$

Waarbij Z_{curve} = impedantie volgens de grafiek of tabel

Controle op de fluxdichtheid.

Makkelijkste manier is het gebruik van de tweede van de drie formules voor de piek fluxdichtheid. We weten U_{pk} , frequentie en kerndoorsnede. Voor het gemak nemen we even aan dat de gehele RF spanning valt over de twee 3S1 kernen met ieder 4 windingen. Over één kern valt dus de halve spanning. 20W in 50 ohm komt overeen met 45 Vp, de helft valt over de complete balun, dus over één kern valt $0.5 \cdot 0.5 \cdot 45V_p = 11.3V_p$.

$$\text{Fluxdichtheid} = 0.159 \cdot V_{pk} / (n \cdot f \cdot A_c) = 0.159 \cdot 11.3 / (4 \cdot 500k \cdot 48u) = 19 \text{ mT}_{pk}.$$

Deze fluxdichtheid licht ver beneden de verzadigingsdichtheid en zal zeer waarschijnlijk niet leiden tot productie van harmonischen van het zendsignaal. Meting zal uit moeten wijzen of eventuele niet lineaire vervorming acceptabel is.

Hiermee ligt het magnetisch ontwerp vast, nu alleen nog de praktische uitvoering.

6.3. Hoe te wikkelen?

De meest simpele manier om te wikkelen is; drie kernen op elkaar stapelen en de coaxiale kabel 4 keer door het samenstel van kernen halen. In de linkerfiguur van figuur 10A is dit weergegeven.

Dit is echter een ver van goede manier, ondanks dat dit in literatuur vaak wel als mogelijkheid aangegeven wordt. De 4 windingen lopen over een relatief grote afstand dicht bij elkaar. Het gevolg is een capaciteit welke in orde van 5 pF of meer zal zijn. Bij 200 MHz heeft deze capaciteit een reactantie van slechts 160 Ohm, waardoor ons gehele concept niet meer werkt bij hoge frequenties.

De rechter afbeelding in figuur 10A toont een beter alternatief. De HF component welke via het samenstel van ferrieten wenst te ontsnappen naar de ongebalanceerde zijde, staat op de afscherming van de coax waarop de gebalanceerde belasting aangesloten wordt (rechterzijde).

De frequentiecomponenten in orde van 30 MHz en hoger worden door het 3S4 ferriet geblokkeerd. Door de relatief korte afstand waarover de windingen bij elkaar zitten en 3 in plaats van 4 windingen, zal de capaciteit tussen de linker en rechterzijde van de kabeleinden aanmerkelijk minder zijn. Of 500 Ohm bij 200 MHz wordt gehaald, is niet zeker, doch het zal veel beter uitvallen dan bij gebruik van de linker optie. Het VHF gedrag kan verbeterd worden door nog een extra kern aan te brengen van 3S4 materiaal waar de draad slechts 2 keer doorheen gehaald wordt. Meting zal uit moeten wijzen of dit noodzakelijk is.

Voor de lage frequenties (0.5 - 10 MHz), bereikt de common mode spanning de middelste en linkerkern en wordt daar geblokkeerd. De rechterkern (3S4) met de 3

kabelwindingen heeft natuurlijk wel capaciteit naar de omgeving, doch deze speelt bij de lage frequenties aanmerkelijk minder. Eventueel kan men de twee 3S4 kernen wel op elkaar leggen, maar meting van het gedrag is dan zeker noodzakelijk.

In het algemeen geldt: het opdelen van het aantal windingen over meerdere kernen, vermindert de parasitaire capaciteit per ferrietspoel. Doordat de parasitaire capaciteiten van de losse ferrietspoelen onderling in serie staan, ontstaat een lage capaciteit gemeten over de complete balun. Bovendien ontstaat door de grotere fysieke afstand tussen de gebalanceerde en niet gebalanceerde zijde minder koppeling met een eventueel aangesloten (dipool)antenne.

Dunne coax geeft eveneens een lagere capaciteit, maar meer verliezen voor het RF signaal. Figuur 11 toont de impedantie van een kern met een buitendiameter van rond 15mm en een lengte van 30mm. Dit type kernen vindt men vaak om computerkabels om ongewenste emissie te verminderen. Het effect van het vermeerderen van het aantal windingen is duidelijk zichtbaar. Het afnemen van de impedantie bij 500 MHz bij 3 en 4 windingen, wordt veroorzaakt door de capaciteit tussen de windingen en de capaciteit via het ferrietmateriaal. Dit plaatje toont echter dat het door het achter elkaar plaatsen van een aantal kernen (zie figuur 10) bijzonder goed mogelijk is om over een breed frequentiegebied een hoge Z_{CORE} te krijgen.

Figuur 11 toont iets wat best belangrijk is:

Als je een balun of common mode choke wilt ontwerpen met meer dan een winding op basis van impedantiecurven van de producent van het ferrietmateriaal (zie bijv. figuur 8B), dan gaat het niet goed. De impedantiepiek zal altijd lager liggen in verhouding tot de materiaalpiek.

Dus als je een choke ontwerpt die een impedantiepiek dient te hebben rond 20 MHz, dan zal je van materiaal uit moeten gaan dat de impedantiepiek wellicht heeft bij 100 MHz (1 winding). Hoe meer windingen, hoe hoger in frequentie de materiaalpiek dient te liggen. Vandaar dat materiaal 43 populair is voor HF toepassing, ondanks dat de impedantiepiek rond 300..400 MHz ligt.

6.4. Gebruik van getwist draad.

Veel baluns, vooral klein-sigitaal baluns, worden gewikkeld van getwist draad. Het probleem is dat zeer dunne coax niet verkrijgbaar is (beneden 2mm diameter wordt lastig), of gewoonweg lastig in gebruik is. Getwist draad heeft het voordeel dat relatief eenvoudig een hoge karakteristieke impedantie te maken is. Coaxiale kabels met hoge karakteristieke impedantie zijn moeilijker verkrijgbaar en dikker waardoor wikkelen lastiger wordt. Tevens kan men in geval van getwist draad zeer kleine kernen gebruiken. Het gebruik van getwist draad is geen probleem als men de volgende zaken in de gaten houdt:

1. De hart op hart afstand tussen de twee getwiste draden dient kleiner te zijn dan de afstand tussen het kernmateriaal en het getwiste draad. Dit is om te voorkomen dat het zeer nabije veld van de getwiste draden koppelt op het ferriet materiaal. Dit verhoogt de demping voor het gewenste signaal. Door gebruik te maken van gecoatete ferrietkernen en dun draad wordt meestal aan deze eis voldaan. Heeft men kale kernen, dan kan men zelf een isolatielaag aanbrengen (eventueel een sleeve om de getwiste draad, dit verhindert ook

eventuele diëlektrische doorslag). Experimenteren wordt aangeraden, want soms weegt het extra werk niet op tegen de verbetering.

2. De karakteristieke impedantie van getwist draad is sterk afhankelijk van het aantal twists per cm, de draaddikte, dikte van het isolatiemateriaal en hoe hard je er aan trekt tijdens het twisten. Indien de lengte van de getwiste draden $< 0.05\lambda$ is, kun je best wat mis zitten qua impedantie voordat het problematisch wordt.
3. Dient u een balun te maken welke gebruikt wordt in een toepassing met zeer lage impedantie (denk aan eindtrappen met transistors), dan kan men, bijvoorbeeld, 4 draden tegelijkertijd twisten, of meerdere getwiste draden afzonderlijk wikkelen en parallel zetten. Door twee draden parallel te schakelen verkrijgt men een "twisted pair" met lagere karakteristieke impedantie.
4. Indien de balun op kernen van verschillend materiaal gewikkeld wordt, net zoals in dit voorbeeld, dan dient men het ferriet dat effectief is voor de hoogste frequenties aan de ongebalanceerde zijde te plaatsen (dus tegengesteld aan de volgorde die voor afgeschermd kabel gebruikt wordt). Dit is nodig omdat in tegenstelling tot de coaxiale kabelvariant, direct op de overgang van coax naar getwiste draad een sterke common mode spanningscomponent ontstaat.
5. Diverse 1:4 balun transformatoren worden gewikkeld op kernen met twee gaten (varkensneuzen). In veel gevallen wordt niet getwist tweelingsnoer gebruikt. Dit verhoogt de inductieve overspraak tussen de windingen onderling. Als de eisen aan de balun niet al te streng zijn, is dit een goedkoop alternatief.
6. Kies Z_{CORE} voor de laagste frequentie niet onnodig hoog (kijk of enige demping acceptabel is). Dit voorkomt een onevenredig hoog aantal windingen en verbetert daarmee het gedrag voor hoge frequenties. In geval van hoog vermogen toepassing kan vervorming (intermodulatie, harmonischen) een rol gaan spelen.

6.5. Experimenteren, Meten is Weten.

Als je naar bovenstaande puntenlijst kijkt, kan je maar één conclusie trekken: experimenteren loont! Als je een bestaand concept nabouwt, test het!

Dit is zeker nodig als je getwist draad gaat gebruiken en/of 1:4 of 1:9 baluns gaat maken; wie zegt dat je hetzelfde draad en dezelfde kern hebt, is de draadisolatie echt PE, PTFE, of toch een of ander sterk verliesgevend materiaal?

In principe is de balun, mantelstroom filter (of hoe ze ook heten), een lineair ding. Oh nee, zou het moeten zijn.... VSWR en common mode impedantie kun je gewoon met kleine signalen meten (network analyser, signaal generator + spectrum analyzer of oscilloscoop).

Groot-sigitaal aspecten (warmte-ontwikkeling, corona ontlading, verzadiging) kun je meten alleen met groot-sigitaal. Als bij het verhogen van het vermogen de VSWR verandert (dus beter of slechter wordt), heb je zeker te maken met niet-lineaire effecten. Bij hoge systeemimpedantie ligt corona ontlading (of volledig doorslaan) op de loer.

Beschik je niet over voldoende power? Gebruik dan resonantie. Met een dikke LC-kring kun je met weinig vermogen prima de spanning over de wikkeling genereren die je bijvoorbeeld bij 400 W of een 1 kW hebt.

Zorg ervoor dat als de boel in de brand gaat, de brand beperkt blijft tot je balun, zodat je makkelijk kan blussen. Buiten testen kan natuurlijk ook.

Figuur 13 toont twee klein-sigitaal meetopstellingen voor de 1:1 current balun (common mode choke).

"Method 1"

Deze methode is bedoeld om Z_{CORE} te bepalen gezien vanuit de gebalanceerde belasting. Bij een ideaal gebalanceerde belasting staat Z_{CORE} immers parallel aan de halve belastingsweerstand (zoals in figuur 4, waarbij Z_{CORE} parallel staat aan Z_Y). Indien de schakelaar gesloten is, kan je de doorlaatdemping bepalen. Bij een goede balun mag er nagenoeg geen verschil in doorlaatdemping optreden indien men de mantel (B) en binnengeleider (A) met elkaar verwisselt.

Het openen van de schakelaar tussen mantel en GND forceert het retourpad via de kabelmantel (en de strooicapaciteit) waardoor Z_{CORE} in serie komt te staan met de belasting en de bron. Hieruit kan men de schijnbare Z_{CORE} berekenen. De strooicapaciteiten zorgen voor een lagere waarde van Z_{CORE} , de balun moet dus ver verwijderd blijven van metaal. Een stukje coaxiale kabel tussen de aansluitingen A, B en de connector die naar de detector leidt, heeft slechts geringe invloed op het meetresultaat. Een stukje coaxiale kabel van enkele cm tussen de CM choke en aansluitingen A en B zorgt voor extra strooicapaciteit dat in het hoge deel HF en hoger onmiddellijk merkbaar is als je common mode impedanties hebt in orde van kOhms.

Als je corrigeert voor looptijd door de balun (met de schakelaar gesloten), en corrigeert voor fasedraaiing (met schakelaar open), kun je in principe met een oscilloscoop de complexe waarde van Z_{CORE} bepalen.

Voor het bepalen van de CM onderdrukking van een choke, gebruik je "method 2".

"Method 2"

Deze methode is bedoeld om te bepalen hoe goed de choke/balun common mode signalen blokkeert.

De waarde van Z_{CORE} is bij methode 2 meestal wat hoger dan bij methode 1, zeker als de balun relatief groot of lang is. Dit komt doordat signaal weglekt via de strooicapaciteiten. Het plaatsen van de balun op de metalen ondergrond geeft een te optimistisch resultaat (tenzij in werkelijkheid die ondergrond aanwezig is, of er door deze capaciteit parasitaire resonantie ontstaat). Met behulp van deze opstelling kun je probleemloos common mode impedantie (Z_{CORE}) bepalen tot ver in het kOhm bereik.

Het resultaat verkregen met "method 2" is realistischer dan dat je krijgt met een 1-poort impedantie-analyzer. Dit is zeker het geval voor baluns met grote fysieke afmeting en waarbij de in- en uitgang niet dicht bij elkaar zitten.

7. Baluns en Antennes.

Veel baluns worden gebruikt in breedband transistor eindtrappen voor zenders en in antennes. Het voorbeeld toont aan dat met relatief weinig inspanning een balun te maken is welke redelijke vermogens kan verwerken. Bij het gebruik van Baluns in antennes wil nog wel eens het een en ander misgaan. Een aantal zaken passeren de revue:

7.1. Common mode inductie t.g.v. het door de antenne opgewekte EM-veld.

Een antenne, vooral de relatief smalbandige antennes, wekken een redelijk sterk nabij veld op. Denk bijvoorbeeld aan een halve golf dipool of een resonante "inverted V". Het door de antenne opgewekte E- en H-veld induceert uitsluitend geen common mode stroom in de kabel, indien de kabel in het symmetrievlak van de antenne ligt.

De kabel dient in geval van een halve golf of kortere dipool, de antenne haaks te verlaten over een afstand van tenminste de halve antennelengte, of een kwartgolf. Zo niet, dan is iedere inspanning om een goede balun te maken zonde omdat de antenne rechtstreeks op de kabel instraalt. Helaas is de ideale situatie niet altijd mogelijk en blijkt de antenne rechtstreeks te stralen op de kabel.

Indien het E- en H-veld van de antenne sterke CM stroom in de kabel introduceert, genereert CM stroom vanuit de shack een E- en H-veld rond de antenne. De antenne pikt dit op en zo komt het bij de ontvanger.

De nadelige invloed van CM stroom en spanning op de kabel is te verminderen door nog één of meerdere "common mode chokes" (mantelstroomfilters, unun's) te plaatsen op afstand in orde van $0.25 \cdot \lambda$. Zie ook volgende paragraaf.

7.2. Asymmetrie in de antenne.

In veel gevallen bevindt een antenne zich niet vrij van obstakels. Één einde bevindt zich bijvoorbeeld dicht bij een opstakel dan het andere einde. Tevens zijn er diverse antennesystemen welke asymmetrisch gevoed worden (Windom, FD4, etc). Bij deze antennes is de common mode spanning aanzienlijk hoger dan de spanning tussen de twee voedingspunten. Hoe meer asymmetrisch (ongebalanceerd) een antenne wordt, hoe hoger de common mode spanning wordt, Zelfs al verlaat de kabel/voedingslijn de antenne onder meest gunstige omstandigheden.

Een FD4 levert bij 100W input vermogen in orde van 400Vp common mode spanning op. Hierdoor verandert de ontwerpprocedure in principe niet, maar de spanning over de balun is aanzienlijk hoger dan $0.5 \cdot V_{pk}$. Het maken van een ferrietbalun die in zo'n situatie nog goed werkt, is best lastig. Je zult veel ferriet nodig hebben dat ook nog bij de antenne moet zitten als je wilt dat je kabel niet meestraalt. De current balun zal een CM impedantie moeten hebben van kOhms. Als je twisted pair gebruikt, is wellicht een extra sleeve nodig zodat je draad niet tegen de kern zit (capaciteit, doorslag).

In het algemeen: Spanningsbaluns zullen tot hogere common mode stroom in de kabel/voedingslijn leiden, dit is meestal niet gewenst. Stroombaluns hebben de voorkeur. Het gebruik van de Ruthroff balun is nadelig (lagere common mode impedantie).

De combinatie van de "balun" uit figuur 7C met de common mode choke uit figuur 5 geeft voor twee kernen de hoogste common mode impedantie.

Directe stralingskoppeling van antenne op kabel, kan verder verminderd worden door op afstanden van ongeveer 0.25λ nog enkele ferrieten aan te brengen. Bij de keuze van het ferriet materiaal dient u ervoor te zorgen dat $\mu_s'' > 0.5 \cdot \mu_s'$ is. Anders kunnen ongewenste parasitaire resonanties over de kabelmantel ontstaan. Het gewicht van dit alles kan nog wel eens een nadeel zijn.

Kortgezegd: Ferriet Baluns, common mode chokes ununs, etc werken zeer goed in toepassingen waarbij de common mode spanning relatief laag is (denk aan in orde van $15 \cdot \sqrt{\text{zendvermogen}}$). Daarboven is aanzienlijk meer ontwerpinspanning nodig om tot een goede oplossing te komen.

7.3. DC stroom in antennekabels.

Ferriet materiaal dat gebruikt wordt voor breedband HF antennes, dient een hoge μ te hebben. Dit is nodig om bij de lage frequenties niet al te veel windingen nodig te hebben en omdat alleen ferriet materiaal met hoge μ bij lage frequenties al redelijk verliesgevend is. In de meeste gevallen geeft dit geen problemen.

Loopt er echter DC door uw kabel (welke niet via de mantel retour gaat), dan is de kans zondermeer aanwezig dat het ferriet in verzadiging gaat en de werking van het ferriet zeer sterk achteruit gaat. Niet veel mensen zullen DC door hun kabel jagen, maar als je het doet, check dan op verzadiging in eventuele baluns en mantelstroomfilters.

7.4. Gevolgen van Misaanpassing.

De Transmission Line Transformer staat het slechts toe om zeer breedbandige baluns te maken met impedantieverhoudingen van 1:1, 1:4, 1:9, etc. Dit betekent dat u soms enige misaanpassing dient toe te staan. Dit is vaak geen probleem. De antenne zal zelf ook niet over het gehele frequentiegebied gelijke impedantie hebben. Hierdoor is in de regel aanpassing noodzakelijk ter plekke van de zender. Is breedbandigheid niet zo van belang, doch perfecte aanpassing wel? Wikkel dan een conventionele transformator, of modificeer uw antenne-installatie. Indien u bij het ontwerp van een conventionele transformator zorgt dat bij de laagste frequentie geldt: $Z_{\text{CORE}} > 3 \cdot \text{lijnimpedantie}$, dan gaat dit heel goed. U kunt de formules uit figuur 9 gebruiken. Maak Z_{CORE} niet zo groot als mogelijk is, dit komt het gedrag voor hoge frequenties en de eigencapaciteit niet ten goede.

Misaanpassing heeft altijd tot gevolg dat of een hogere stroom, of hogere spanning noodzakelijk is om een zeker vermogen over te dragen. Antennes die aanmerkelijk korter dan een halve golflengte worden, hebben een hoge (capacitieve) ingangsimpedantie (honderden ohms is geen uitzondering). Dit heeft tot gevolg dat na aanpassing bij de zender, een veel hogere spanning over de dipoolantenne komt te staan (waarvan de helft "over" de kern valt). Houdt u bij het dimensioneren van uw balun rekening met eventueel hogere antennespanning t.g.v. misaanpassing. Het voorkomt dat uw kabels smelten door oververhitting van uw ferrietenkernen. Het kan ook gebeuren dat u verstelt staat van de goede VSWR, doch al het vermogen wordt verstoekt in uw kernmateriaal. . . .

Even wat harde getallen aan de hand van een voorbeeld (V_{pk} en I_{pk} zijn de maximaal optredende waarden bij de gegeven VSWR):

$$\frac{V_{pk}}{V_{pk_{VSWR=1}}} = \sqrt{VSWR} = \frac{I_{pk}}{I_{pk_{VSWR=1}}}$$

100W in 50 Ohm komt overeen met $V_{pk_{VSWR=1}} = 100Vp$.

Stel je hebt een dipool (met balun boven of onder in de mast) en die heeft een VSWR=3 op zijn ingang, vervolgens ga je met een 50 Ohm kabel de shack in. De VSWR=3 ga je aanpassen met je tuner beneden in de shack (radiohut) tot VSWR=1. De balun kan nu in het ongunstigste geval een spanning ervaren van $100 \cdot \sqrt{3} = 173Vp$. De warmte-ontwikkeling in de balun zal nu met factor 3 toenemen.

Ter info: deze 173Vp komt overeen met 300W in 50 ohm. In het gunstigste geval ervaart de balun een spanning van $100/\sqrt{3}$, maar dan is de stroom door de balun wel $\sqrt{3}$ hoger.

Ook als je een balun koopt, dien je naar de VSWR te kijken die je thuis verwacht aan te treffen. Dus als je een 100W TRX hebt, en je wilt met een tuner een VSWR=10 op de ingang van je balun aanpassen, dan heb je een balun van 1kW nodig.

Een optie is om een symmetrische tuner te bouwen/kopen en dan van 50 Ohms symmetrisch naar 50 Ohm coaxiaal te gaan waarbij de balun altijd VSWR=1 ervaart. Hierbij is het van belang dat de antenne installatie volledig gebalanceerd (symmetrisch is), aangezien common mode spanning gewoon over de tuner heen loopt, ook als je van impedantie wijzigt! Ga dit voor uzelf eens na.

7.5. Blikseminslag.

In tegenstelling tot een traditionele transformator, komen ook lage frequenties sterk door de hier besproken 1:1 balun heen. Het gevolg is dat bij nabije blikseminslag de puls uit uw coax aanmerkelijk meer energie bevat. De meeste energie van een bliksem bevindt zich in relatief lage frequenties. Het gebruik van (omschakelbare) band pass filters geplaatst voor uw ontvanger of transceiver, vermindert de nadelige effecten van nabije blikseminslag.

U bent aangekomen bij het einde van de tekst. Hierna volgen de afbeeldingen.

Verder lezen? Bob van Donselaar, ON9CVD heeft veel gemeten aan ferrietmateriaal en heeft dit op zijn website ter beschikking gesteld (zowel Engelstalig als Nederlandstalig): <http://sharon.esrac.ele.tue.nl/~on9cvd/>

8. Afbeeldingen.

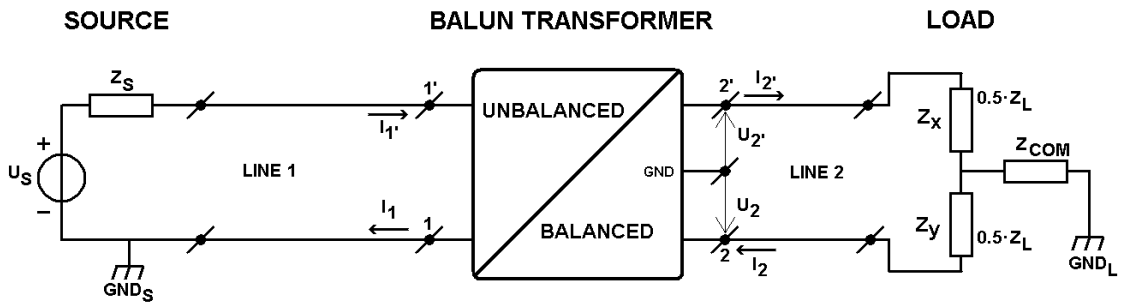
Op de volgende bladzijden treft u de afbeeldingen aan. Dit document leest het prettigst indien u de afbeeldingen uitprint. De tekst bij de afbeeldingen is in het Engels.

De tekst in dit document is met opzet verdeeld over slechts één kolom. Hierdoor is deze tekst in combinatie met de afgedrukte figuren makkelijk vanaf het scherm te lezen.

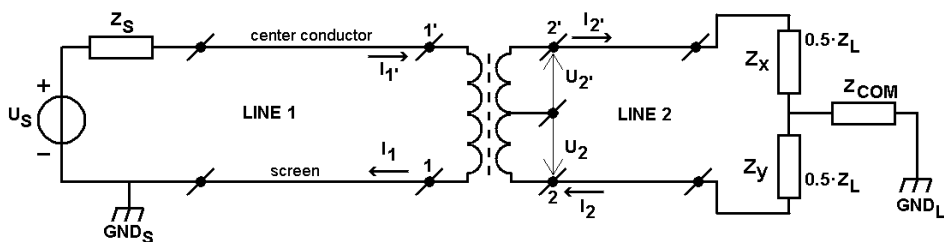
Gebruikt u baluns in antennes, en loopt u wel eens tegen antenneproblemen aan? Dan is het goed te weten dat TeTech twee cursussen antenneontwerp beschikbaar heeft: "Praktisch Ontwerp van "kleine" RF Antennes" en "Praktisch Ontwerp van RF Antennes" (<http://www.tetech.nl/cursussen.htm>).

These courses are also available in the English language (lectures and course material): "Practical design of small RF antennas" and "Practical RF Antenna Design" (<http://www.tetech.nl/courses.htm>).

FIGUUR 1

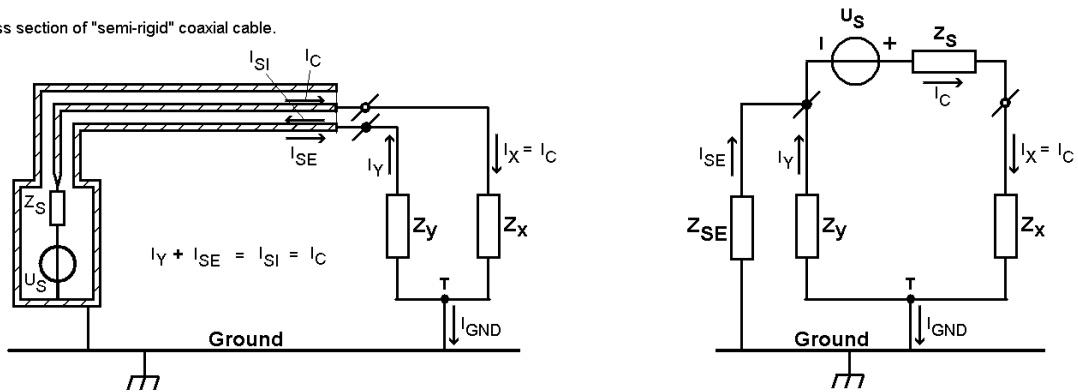


FIGUUR 2

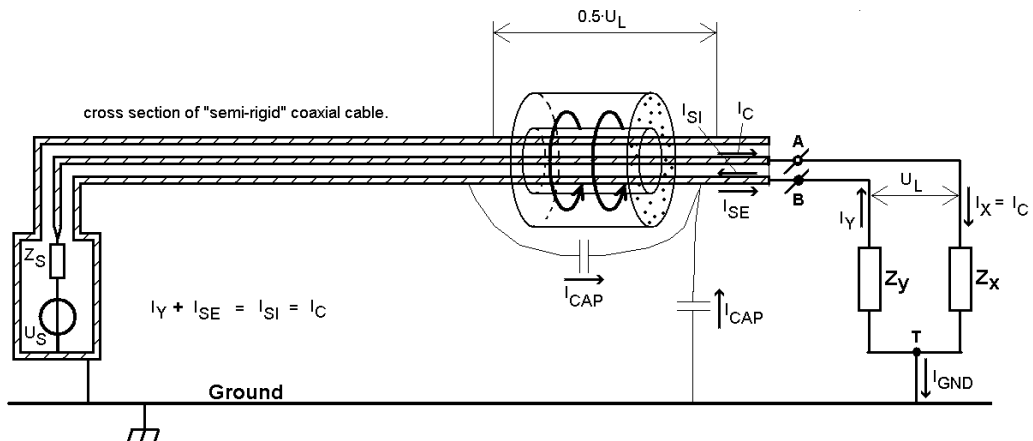


FIGUUR 3

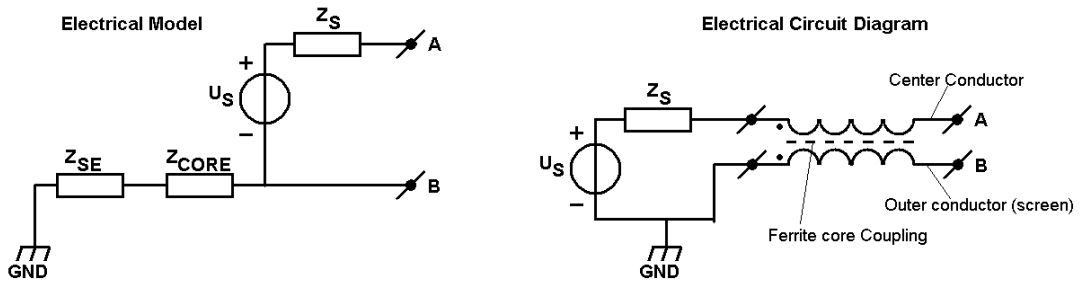
cross section of "semi-rigid" coaxial cable.



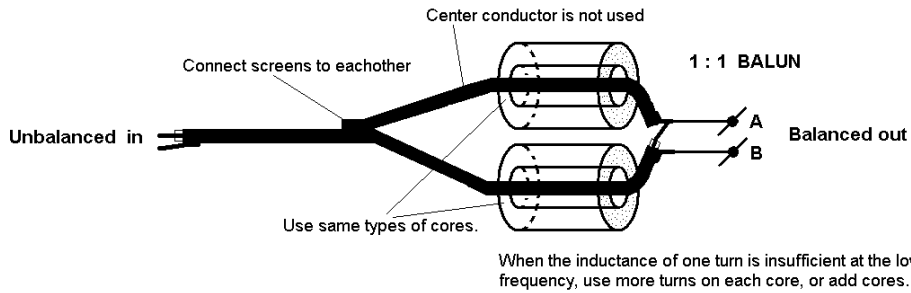
FIGUUR 4



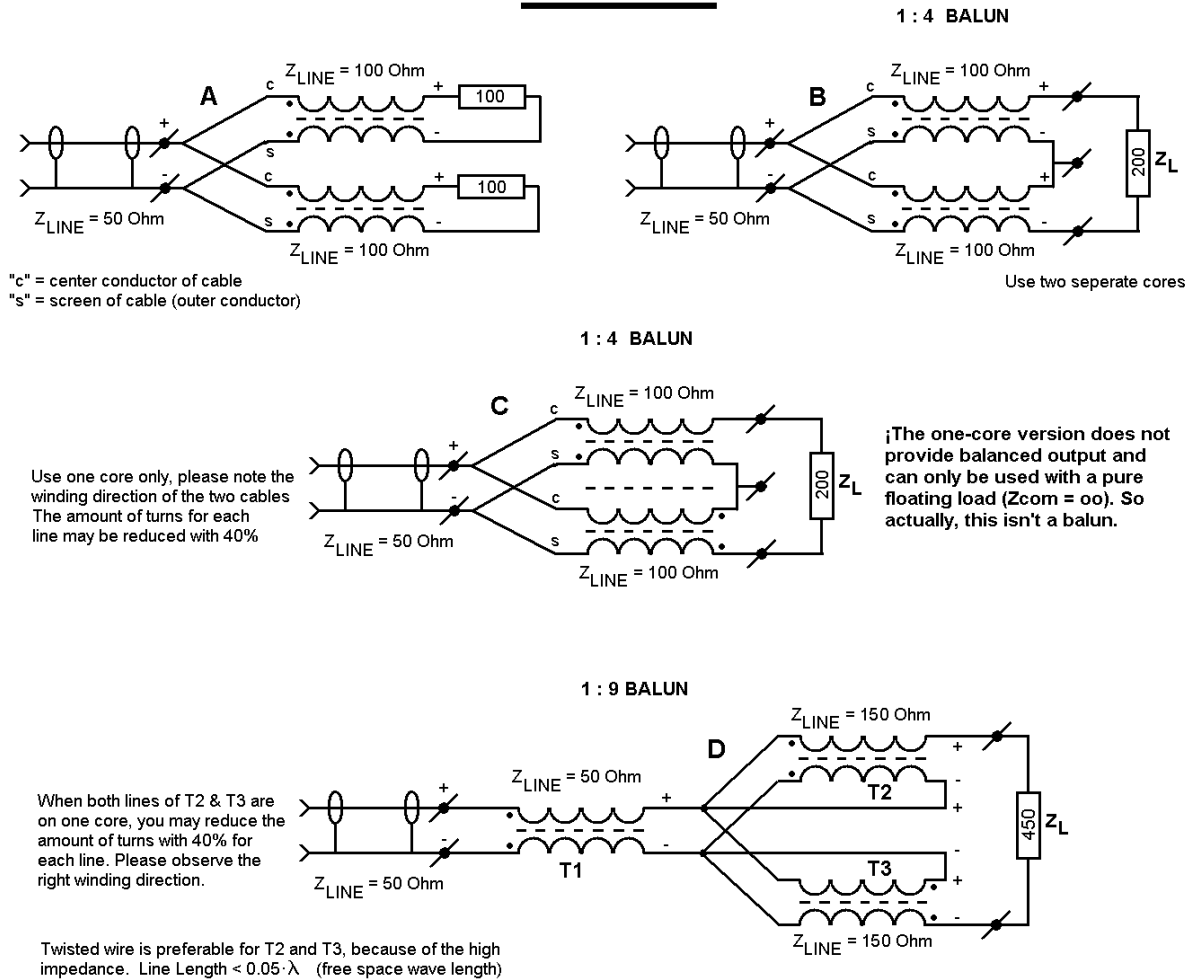
FIGUUR 5



FIGUUR 6

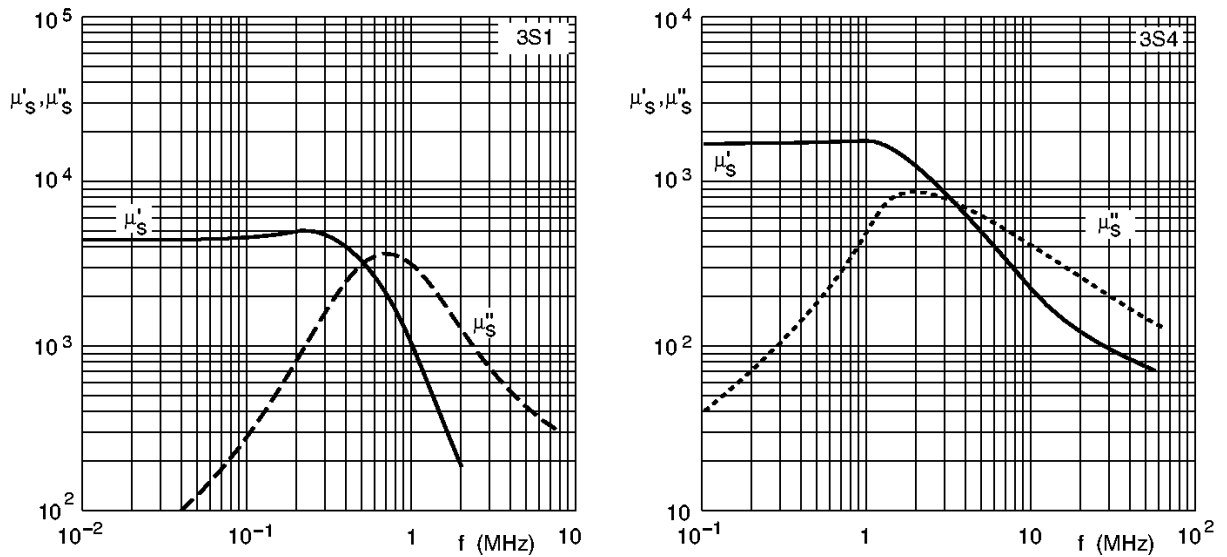


FIGUUR 7



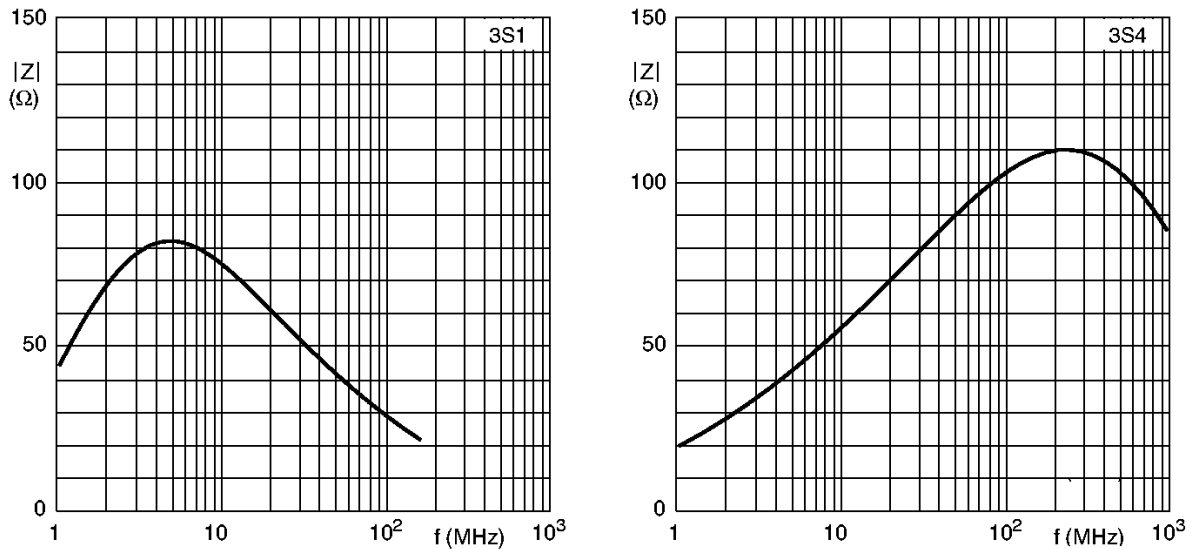
FIGUUR 8A

Complex Permeability as a function of frequency for FERROXCUBE 3S1 and 3S4 ferrite material.



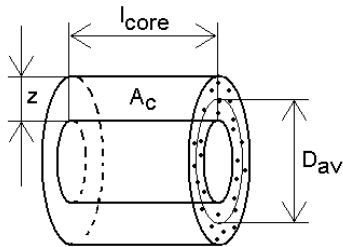
FIGUUR 8B

Impedance as a function of frequency for FERROXCUBE 3S1 and 3S4 Ferrite material.
Measured on a bead of 5mm outer diam., 2mm inner diam., 10mm length.



FIGUUR 9

Inductance formulas for cores with permeability >> 1



$$A_C = l_{core} \cdot z$$

$$l_{av} = \pi \cdot D_{av}$$

General coil formula.

$$L = \frac{\mu \cdot A_C \cdot n^2}{l_{av}}$$

Relation between μ_s , μ_s' and μ_s'' .

$$\mu_s = \sqrt{\mu_s'^2 + \mu_s''^2}$$

Inductance of Ferrite core (without air gap).

$$L_{core} = 4 \cdot 10^{-7} \cdot \frac{\mu_s \cdot A_C \cdot n^2}{D_{av}}$$

Impedance of the ferrite core inductor.

$$|Z_{core}| = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{core}$$

Calculation of the inductance by means of the A_L value of the ferrite core.

$$L_{core} = 10^{-9} \cdot A_L \cdot n^2$$

$$A_{L(f)} = A_{L(10kHz)} \cdot \frac{\mu_s(f)}{\mu_s(10kHz)}$$

Flux density inside Core material

$$B = \frac{L_{core} \cdot \hat{I}}{n \cdot A_C} = \frac{0.159 \cdot \hat{U}}{n \cdot f \cdot A_C}$$

$\mu_s'' < \mu_s'$ = Core on wire behaves as an inductor.

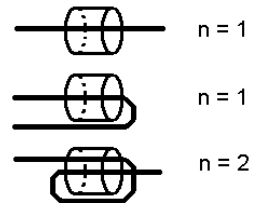
$\mu_s'' = \mu_s'$ = Real part of Impedance equals Imaginary part (Q = 1).

$\mu_s'' > \mu_s'$ = Core on wire behaves as a resistance.

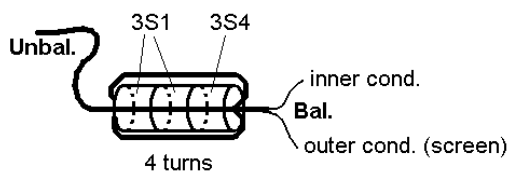
A_C = effective flux area of the core's [m²], l_{core} = length of core [m]
 D_{av} = average diameter of core [m], L_{core} = inductance of wire(s) through the core [H], μ_s = modulus of complex relative permeability of the core material [], $|Z_{core}|$ = impedance of L_{core} at certain frequency [Ohm].
 B = flux density [Tesla, Wb/m², Vs/m²], \hat{I} = peak common mode current [A]
 n = amount of turns through the hole of the core.
 l_{AV} = the average length of the magnetic path through the core [m].

Please note:

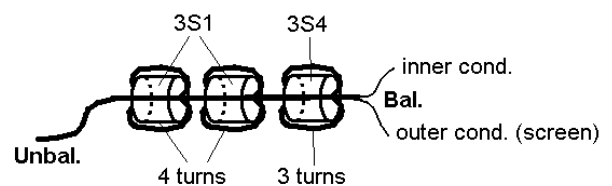
A winding can have integer turns only.



FIGUUR 10A



Simple, bad High frequency response



More complex, good High frequency response

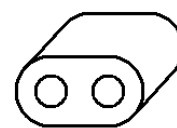
FIGUUR 10B



single hole core



2 single hole cores side by side



2 hole core

FIGUUR 11

Impedance of a typical core of about 15mm o.d. and 30mm length for 1 to 4 turns. These cores are frequently used to reduce EMI in Computer mains and data cables.

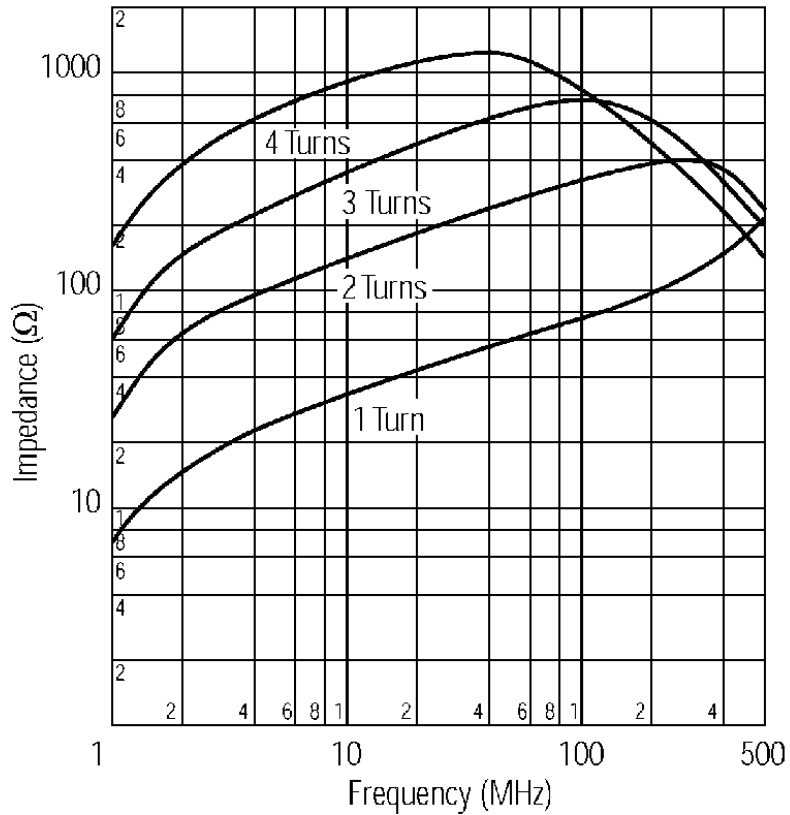
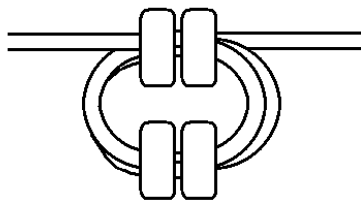


FIGURE 12

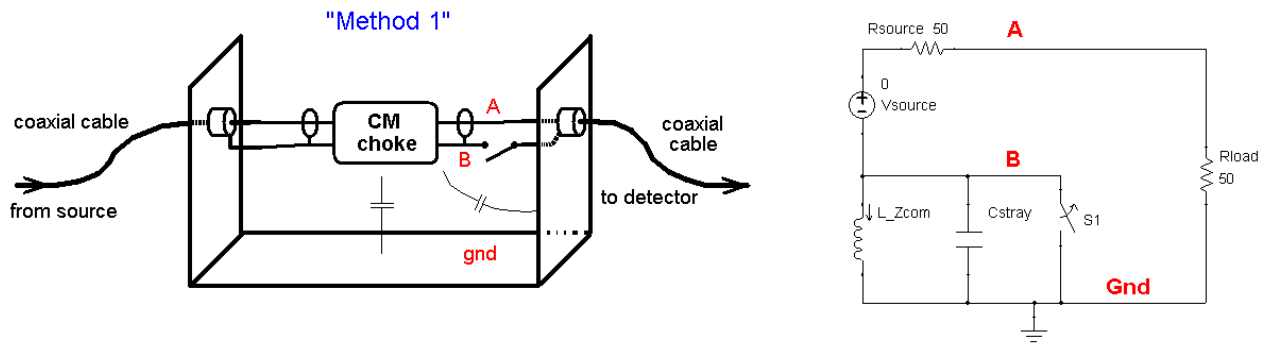
Winding strategy for thick or tough cable



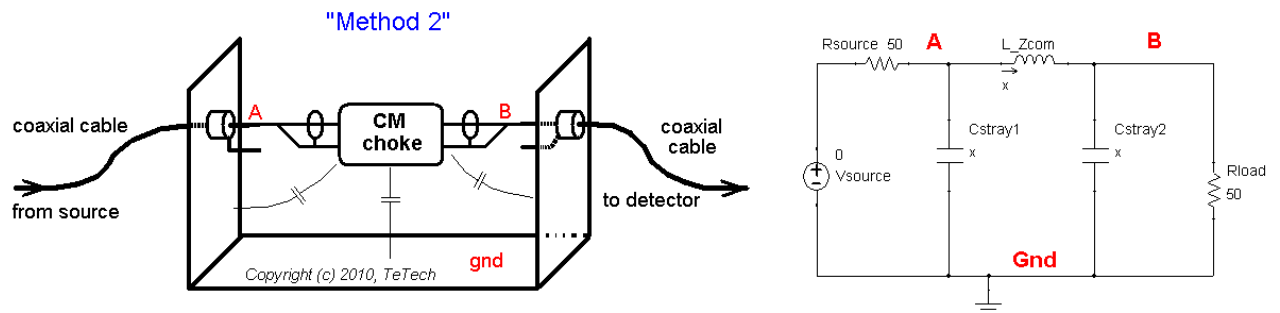
The cable goes 3 times through the upper cores and 2 time through the lower cores. Resultant impedance of this arrangement is 52 that of a single core. One may add more cores to increase impedance (for example 3 lower cores).

FIGUUR 13

Measurement of Common Mode impedance of CM chokes



All cables grounded to metal U-shaped sheet



$$|Z_{com}| \approx 2 \cdot (\text{voltage Insertion Loss}) \cdot R_{load}$$

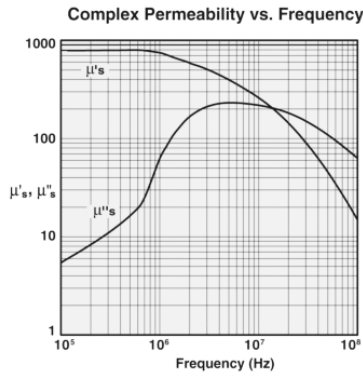
- * Voltage Insertion loss NOT in dB, just a number > 1
- * this approximate formula only valid when vIL > 4 (12 dB, error < 20%)
- * use phase of insertion loss when reactive/capacitive information is required.

Due to stray capacitance to ground, "method" 1 gives pessimistic result (so actual result in a real world application will be better), "method 2" gives optimistic result due to stray capacitance. Total ground path from connector to connector should be less than 0.2·lambda.

Impedance curves for Fair-rite material 43 (suppression ferrite) and 78 (power ferrite).

Graphs are for a core with $D_{in} = 10\text{mm}$ (0.39"), $D_{out} = 20\text{ mm}$ (0.39"), height = 10 mm (0.39").

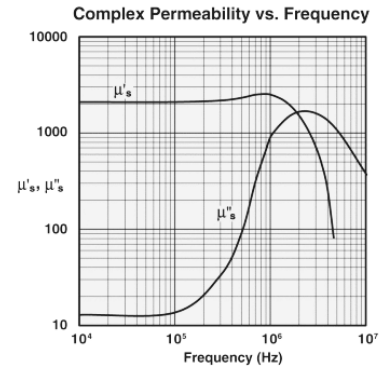
Fair-rite / amidon mat 43 and 78



Measured on a 17/10/6mm toroid using the HP 4284A and the HP 4291A.

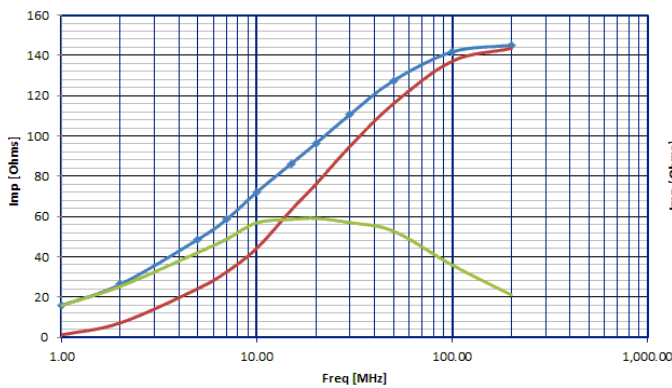
← mat 43 (suppression ferrite)

mat 78 (power ferrite) →

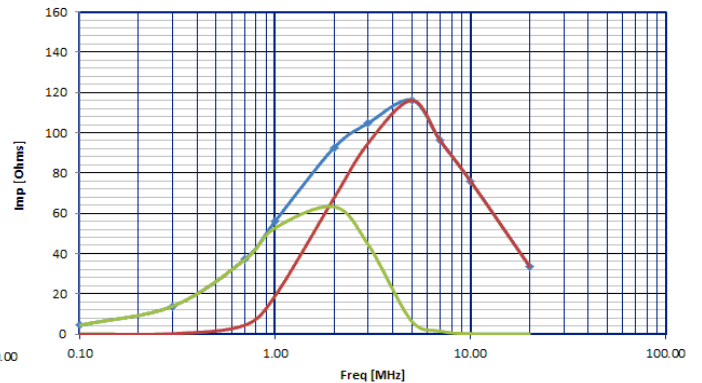


Measured on an 18/10/6mm toroid using the HP 4284A and the HP 4291A.

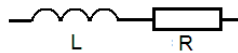
Fair-rite 43 material NiZn



Fair-rite 78 material MnZn



— |Z|
— Re|Z|
— Im(Z)



$|Z| = \text{modulus of } Z$
 $\text{Re}(Z) = R$
 $\text{Im}(Z) = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$

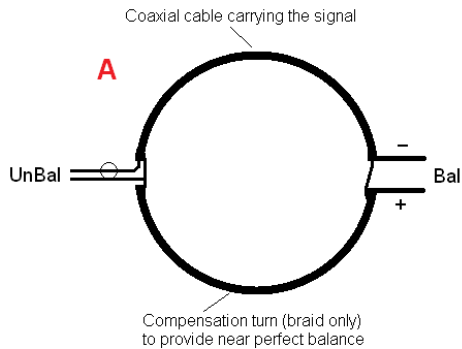
core size:
 $D_{in} = 10\text{ mm}$
 $D_{out} = 20\text{ mm}$
Height = 10 mm

— |Z|
— Re|Z|
— Im(Z)

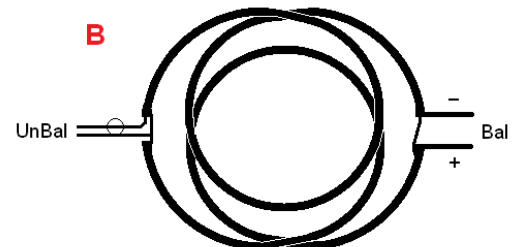
Impedance data derived from permeability curves, 200 MHz (mat 43) and 20 MHz (mat 78) is extrapolated.

1:1 Ferrietvrije Balun met bijna perfecte balans

1:1 balun with near perfect balance



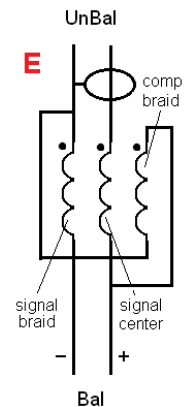
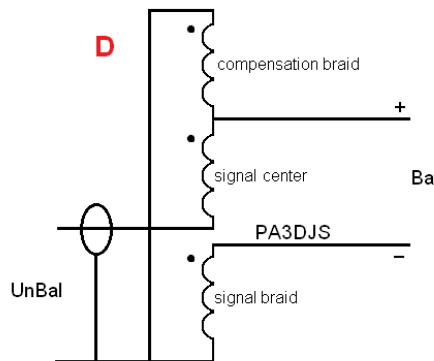
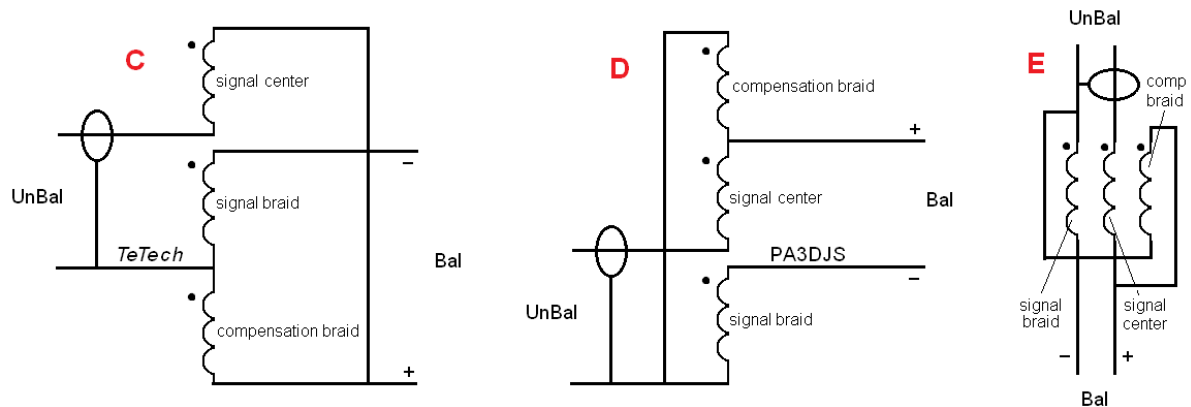
The signal voltage appears between the braid of the signal carrying coax. cable and the braid of the compensation turn.



H-fields of upper and lower winding must enhance each other when applying a voltage at the + and - terminals

lower frequency range is determined by the reactance of the loop. Adding more turns and or ferrite lowers the useful frequency range.

Representation using transformer windings



To show similarity between both approaches, naming convention for the transformer circuits is same as for the coaxial cable circuits.

When all three windings are on a single core, low frequency performance is best, but common mode suppression in case of unbalance is near zero (common mode impedance of balun is low). This "voltage type" balun works best with good balanced loads. When current flows from bal+ to bal-, fields of "signal braid" and "compensation braid" must enhance each other.

When "signal center" and "signal braid" are on a single core and "compensation braid" is on another core, low frequency performance reduces, but there will be common mode suppression due to common mode impedance. "signal center" and "signal braid" must always be on a single core with same sense (of course this happens always when using coaxial cable or a twisted pair of wires!).