



M.H. Trompstraat 6
3601 HT Maarssen
Tel: 0346 284004
Fax: 0346 283691
E-mail: wimtel@totech.nl
Web: www.totech.nl

Gebruik van ferrietkernen in Breedband Baluns. The use of Ferrite cores in Broad Band Baluns

Versie 1.3, 30 juli 2007, Language: Dutch, Wim Telkamp

*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 © 2003-2007, 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 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. Dit document leest het best indien u de plaatjes afdrukt of in een afzonderlijk scherm opent.

Inhoudsopgave:

| | |
|---|-----------|
| 1. Inleiding. | 2 |
| 2. De schijnbaar Transformatorloze balun. | 5 |
| 2.1. <i>Tussentijdse samenvatting en richtlijnen.</i> | 7 |
| 3. De 1 op 1 ferrite balun nader bekeken. | 7 |
| 3.1. <i>De waarde van Z_{CORE}.</i> | 8 |
| 3.2. <i>De invloed op de signaaloverdracht (demping):</i> | 8 |
| 3.3. <i>De invloed op de balancering.</i> | 8 |
| 3.4. <i>Vervorming.</i> | 9 |
| 4. De 1 op 4 balun. | 9 |
| 5. Keuze van het ferrietmateriaal en vormgeving. | 11 |
| 5.1. <i>Specificatie van de Balun.</i> | 11 |
| 5.2. <i>Richtlijnen voor het ontwerp.</i> | 11 |
| 5.3. <i>Niet-magnetische eigenschappen van ferriet.</i> | 12 |
| 5.4. <i>Specificatie van magnetische eigenschappen van ferriet.</i> | 13 |
| 5.5. <i>Uitrekenen van zelfinductie en impedantie.</i> | 13 |

| | | |
|-------------|--|-----------|
| 5.6. | <i>Toelichting windingen om kernen met twee gaten.</i> | 16 |
| 5.7. | <i>Het gebruik van zeer grote kernen.</i> | 16 |
| 6. | Een ontwerpvoorbeeld en diverse tips | 17 |
| 6.1. | <i>Wensen voor de Balun:</i> | 17 |
| 6.2. | <i>Het ontwerp.</i> | 17 |
| 6.3. | <i>Hoe te wikkelen?</i> | 19 |
| 6.4. | <i>Gebruik van getwist draad.</i> | 20 |
| 6.5. | <i>Andere balunvormen.</i> | 21 |
| 7. | Baluns en Antennes. | 21 |
| 7.1. | <i>Common mode inductie t.g.v. het door de antenne opgewekte EM-veld.</i> | 21 |
| 7.2. | <i>Asymmetrie in de antenne.</i> | 22 |
| 7.3. | <i>DC stroom in antennekabels.</i> | 22 |
| 7.4. | <i>Gevolgen van Misaanpassing.</i> | 22 |
| 7.5. | <i>Blikseminslag.</i> | 23 |
| 8. | Afbeeldingen. | 24 |

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.

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 type balun 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 elkaar opheffen. De opgewekte magnetische velden heffen elkaar dan op. Slechts zeer dicht bij de kabel kan een veld waargenomen worden. Dit 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 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 waaruit de voedingslijn opgebouwd is, 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 capacitief 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.

Bij een coaxiale kabel is onbalans in de spanning juist noodzakelijk. De binnengeleider (center conductor) van een coaxiale kabel heeft uitsluitend een capacatieve koppeling naar de mantel. De capacatieve 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 capacatieve stroom ten gevolge.

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 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).
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).

Voorts kan een balun een impedantiëtransformatie 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, 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 H en E 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.

Dit probleem 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. U_2' blijft gelijk aan U_1 , maar omdat de middenaftakking nu zweeft, zegt dit niets meer over het wel of niet aanwezig zijn van common mode spanning in de gebalanceerde lijn. 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 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 balanceren in de uitgangsspanning proberen te forceren, zorgen ervoor dat in geval van onbalans in de belasting, zowel de gebalanceerde als niet gebalanceerde lijn een resulterend E en H veld opwekken (dus stralen). Indien men kan beschikken over de ground van Z_{COM} , kan men ongewenst stralen van lijn 1 voorkomen.

Baluns welke balanceren in de uitgangsstroom proberen te forceren, zorgen in geval van onbalans, dat alleen lijn 2 zal stralen. In lijn 1 ontstaat geen common mode stroom en deze zal daardoor niet stralen.

Indien de Balun op printplaatniveau gebruikt wordt, spelen stralingsaspecten een ondergeschikte rol omdat de lijnstukken in de regel kort zijn, zich zeer dicht bij een grondvlak bevinden of niet aanwezig 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), en 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) en verliezen in het kernmateriaal.

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. Het volgende hoofdstuk is volledig aan het werkingsprincipe gewijd geworden.

2. De schijnbaar Transformatorloze balun.

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 rechtereinde 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.

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:

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

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).

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 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.

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 Z_{SE} veel groter dan Z_Y te zijn. Als dit zo is, is I_{SE} veel kleiner dan I_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). 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?

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 en diverse andere maatregelen is een common mode impedantie (Z_{SE}) te maken in orde van 1000 Ohm. Z_Y bedraagt in geval van een 50 Ohm kabel slechts 25 Ohm. I_{SE} zal in dit geval in orde van een factor 30 lager liggen dan I_C . Ofwel $I_Y = I_X$ dus $U_A = -U_B$ 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 capaciteiten kan alsnog enige stroom langs Z_Y gaan. Deze capaciteiten beperken 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 waarom zich de kern bevindt en eventuele 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 aderpaar 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 niet stralen, het ferriet materiaal om de kabel voorkomt common mode stroom in de niet gebalanceerde lijn. Dit type trafo komt men ook wel tegen als "current mode transformer".

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 om parasitaire resonanties te vermijden.

2.1. Tussentijdse samenvatting en richtlijnen.

1. De hier beschreven werkwijze is de meest eenvoudige manier om op basis van een stuk coaxiale kabel en een ferrietkern een 1 op 1 breedband balun te maken met redelijke tot goede prestaties. In principe kan men ook een soortgelijke werking krijgen door de coax dicht bij de bron op te rollen (luchtspoel). De Q factor van de gevormde "common mode choke" is echter zo hoog, dat over een breed frequentiegebied niet aan parasitaire resonantie te ontkomen is.
2. Van belang is dat de impedantie van het stukje kabelmantel waar om heen zich de ferrietkern bevindt, veel hoger dan $0.5 \cdot Z_L$ is.
3. De spanning over het stukje kabelmantel waar omheen zich de kern bevindt bedraagt in orde van $0.5 \cdot U_L$.
4. Gebruik een kernmateriaal met de hoogste permeabiliteit in uw frequentiegebied en bij voorkeur met een lage Q factor.
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. 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 te zien (dus slechts geringe straling).
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 gokwerk omdat de eigenschappen en dikte van de draadisolatie vaak niet bekend zijn. Getwiste draad werkt zonder meting van de karakteristieke impedantie alleen goed indien bij de hoogste frequentie de lengte van de wikkeldraden beneden ongeveer $0.1 \cdot \lambda$ blijft.

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), doch de signaaloverdracht vindt niet plaats via het magnetisch veld. De kern dient slechts om de ongebalanceerde en gebalanceerde zijde van de balun ten opzichte van elkaar zwevend te krijgen.

Doordat de overdracht van dit type transformator nagenoeg alleen bepaald wordt door de eigenschappen van de transmissielijn, wordt dit type transformator "Transmission Line Transformer" 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.

3.1. De waarde van Z_{CORE} .

De 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.

3.2. De invloed op de signaaloverdracht (demping):

Stel dat $Z_S = 50$ Ohm, dan is $Z_Y = Z_X = 25$ Ohm (zie figuur 3 en 4). Een ondergrens van Z_{CORE} van $3 \cdot Z_Y$ 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:

$$Z_{CORE} > 1.5Z_L.$$

Indien u een VSWR voor de laagste frequentie van 1:1.5 accepteert, is het voldoende om te zorgen dat $Z_{CORE} > Z_L$.

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: $I_S/I_{COM} = Z_{CORE}/Z_Y$. 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.

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 slechts zelden voor.

De balans kan zéér sterk verbeterd worden, door parallel aan Z_X een extra Z_{CORE} te plaatsen. 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. 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.

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. Echter hierdoor is de in- en uitgang van de balun niet meer fysiek gescheiden door de kern. Eveneens zal onbalans in het gebalanceerde circuit tot common mode stroom in de niet gebalanceerde voedingskabel leiden. 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.

3.4. 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 de thermische effecten eerder een rol spelen dan verzadigingseffecten in het kernmateriaal. In het rekenvoorbeeld wordt gerekend aan een 20W balun. De fluxdichtheid in het kernmateriaal blijkt niet boven de 5mTpiek uit te komen. 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 gelijkfazig (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 "Guanella transformer" (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). Deze balun functioneert als een transformator met volledig gescheiden wikkelingen en wikkelverhouding 1 : 2. Het wikkelen van deze balun op een varkensneus (= platte ferrietkern met twee gaten), waarbij niet om het middenbeen gewikkeld wordt, levert een twee kernen gedrag op.

De één kern uitvoering (de C figuur) houdt geen common mode spanning tegen. De velden t.g.v. een common mode stroom door de balun heen, heffen elkaar op. Dit kan men zien aan bijvoorbeeld de onderste en bovenste wikkeling, zij zijn tegengesteld aan elkaar gewikkeld. De velden t.g.v. stroom die bijvoorbeeld naar links loopt, heffen elkaar op (resulteert niet in een magnetische flux in het kernmateriaal).

Dit type balun gedraagt zich als een 1 : 2 trafo met middenaftakking, waarbij de middenaftakking aangesloten is aan de afscherming van de 50 Ohm lijn (de type 1 balun). Door een extra 1 op 1 balun ervoor te plaatsen (dus extra ferrietkern), verkrijgt men common mode onderdrukking en heeft men weer een type 2 balun.

Alle drie de typen (dus de 1:2 balun met twee gescheiden kernen, de 1:2 balun op één kern en de 1:2 balun op één kern voorafgegaan door een 1:1 balun, zijn allen commercieel goed verkrijgbaar.

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 vele malen hoger dient te zijn (in orde van 2 keer zo hoog). Dit komt nog uitgebreid aan de orde.

Weglaten van een trafo?

Op de middenaftakking van figuur 7B staat geen spanning (bij normaal bedrijf). De spanning op de + (gebalanceerde zijde) is gelijk aan de spanning op de + van de ongebalanceerde zijde. In principe mag deze trafo vervallen. De middenpoot van de gebalanceerde zijde komt dan vast te zitten aan de massa van de 50 Ohm lijn.

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°). Dit is niet altijd het geval waardoor in de praktijk de bovenste trafo noodzakelijk kan zijn. De faseverschuiving in een polyethyleen coaxiale kabel bedraagt:

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

Kostprijsreductie is ook mogelijk door de trafo op een kern te wikkelen (figuur 7C). Denk dan wel aan de wikkelrichting.

In geval van een 1 op 9 balun (1:3 in spanning) ziet men wel de situatie zoals in figuur 7D. 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 keer de golflengte 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), mag het aantal windingen per line met 40% 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 op papier te zetten. Van belang is:

1. Het frequentiegebied (de laagste en hoogste frequentie).
2. Het vermogen dat getransporteerd dient te worden.
3. Vereiste wikkelruimte (indien veel vermogen getransporteerd dient te worden, is eveneens dikke coax vereist), dus kern(en) met groot gat.
4. De maximale toelaatbare demping en misaanpassing.
5. Is Z_{SE} (zie fig 5) bekend? In geval van antennes is deze niet bekend omdat de kabellengte en routing van de coaxiale voedingskabel niet vast liggen.
6. 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 om deze kern(en), 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]):

1. $Z_{CORE} > 10 \cdot Z_L$, $Z_{CORE} > = 10 \cdot Z_{0,KABEL}$ (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). Indien lagere common mode stroom gewenst is, ga voor de balun uit figuur 6.
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.
3. Bepaal aan de hand van het te transporteren vermogen de spanning “over” de 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.
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. Gebruik hiervoor de formule: $B = L_{CORE} \cdot \hat{I} / (n \cdot A_C)$. De fluxdichtheid B dient bij voorkeur kleiner dan 30 mT te zijn. Meestal wordt hieraan automatisch voldaan vanwege de eisen aan de maximale dissipatie in het kernmateriaal.
6. Gebruik een kernmateriaal met in uw frequentiegebied de hoogste permeabiliteit en bij voorkeur lage Q factor.

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 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".

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 in orde van enkele 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.
3. Impedantie als functie van de frequentie bij gegeven aantal windingen voor ferrieringen en buisjes. Sommige fabrikanten geven het reële en imaginaire deel weer. Meestal gaat dit om kernen voor EMC ont koppeling. Figuur 8B en 11 tonen een voorbeeld. Verdubbeling van het aantal windingen, geeft een 4 maal zo hoge impedantie. Wel neemt voor zeer hoge frequenties de impedantie af, vanwege de capaciteit tussen de windingen (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.

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. Eveneens is een eenvoudige formule voor de fluxdichtheid in het kernmateriaal gegeven. Onderstaand worden de relevante formules nog eens weergegeven met een toelichting.

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

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.
 $A_C = 0.5 \cdot (D_{BUIITEN} - D_{BINNEN}) \cdot h_{CORE}$.
- 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.
 $D_{AV} = 0.5 \cdot (D_{BUIITEN} + D_{BINNEN})$

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:

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

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

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. Deze is praktisch reëel (μ_s' is verreweg dominant).
- $\mu_{s(f)}$ = De absolute waarde van de relatieve permeabiliteit van het kernmateriaal bij de gewenste frequentie f.
- $A_{L(f)}$ = 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:

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

Waarin:

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

$|Z_{\text{core}}|$ = 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 berekeningen voor de zelfinductie, 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: $Z_{\text{LCORE}} = j\omega(L_{\text{CORE}}' + L_{\text{CORE}}''/j)$. Nu ziet u ook dat indien $\mu_s'' \gg \mu_s'$, de ferrietspoel zich als een nagenoeg Ohmse weerstand gedraagt (de "j"s vallen tegen elkaar weg).

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.

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

$$Z_{(f,n)} = Z_{(f)} \cdot n^2.$$

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 (er vanuit gaande dat de draad slechts één keer door de ferrietskern gaat), in Ohm.

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

Voor hoge frequenties (200 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):

$$B = \frac{L_{CORE} \cdot \hat{I}}{n \cdot A_C}$$

Waarin:

- B = De fluxdichtheid in het kernmateriaal in T, Wb/m², Vs/m². Deze dient bij voorkeur beneden de 30mT te blijven.
- 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. $\hat{I} = 1.42 \cdot I_{RMS}$.
- 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.
 $A_C = 0.5 \cdot (D_{BUITEN} - D_{BINNEN}) \cdot l_{CORE}$.

\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. B kan men ook berekenen aan de hand van:

$$B = 4 \cdot 10^{-7} \cdot \hat{I} \cdot n / (\mu_s \cdot D_{AV}),$$

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

5.6. Toelichting 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 varkens neus 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.

5.7. 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 alvorens het smelt. Bij nog grotere vermogens (of zeer slechte VSWR op lijn) ontkomt men niet aan dikkere kabel.

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 kerntje 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.

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

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.

6.2. Het ontwerp.

Uitgaande van een common mode impedantie van $10 \cdot Z_L$ is een $Z_{\text{CORE}} > 500$ 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 $16^2/500 = 0.5\text{W}$.

Bij 500 kHz is dan een zelfinductie vereist van $500/(2 \cdot \pi \cdot 500k) > 160\mu\text{H}$. Voor diverse andere frequenties geldt:

| Freq. | Zelfind. |
|----------|----------|
| 500 kHz: | 160uH |
| 5 MHz: | 27uH |
| 10 MHz | 8uH |
| 50 MHz | 1.6uH |
| 100 MHz | 0.4uH |

Voor deze kern geldt $D_{AV} = 13 \cdot 10^{-3} \text{ m}$, $A_C = 5 \cdot 10^{-3} \text{ m} \cdot 12 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 60 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$. Hieruit volgt (na invulling in de spoelformule):

$$L_{\text{CORE}} = 1.85 \cdot 10^{-9} \cdot \mu_s \cdot n^2.$$

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

$$L_{\text{CORE}} = 8.3u \cdot n^2.$$

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

$$L_{\text{CORE}} = 2.8u \cdot n^2.$$

Voor de lage frequenties is 3S1 de beste keus van de twee materialen (μ_s is reeds kleiner dan μ_s ”, dit voorkomt parasitaire resonanties).

Om op basis van 3S1 materiaal 160uH te maken, heb ik $\sqrt{160/8.3} = 5$ windingen nodig. 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 $\sqrt{80/8.3} = 3.1$ winding. Formeel moet ik dit afronden naar 4 windingen. Dit is net te doen. Dan komt mijn zelfinductie uit op

$$L_{\text{CORE}(500\text{kHz})} = 1.85n \cdot 4500 \cdot 4^2 = 133 \text{ uH (bij 500 kHz)}$$

Ik heb wel twee kernen in serie, zodat mijn totale zelfinductie bij 500 kHz 266uH bedraagt.

Kijkende naar de permeability als functie van de frequentie, neemt de permeabiliteit boven 2 MHz snel af. Bij 5 MHz is $\mu_s = 300$. Dit is een factor $4500/300 = 15$ lager. Mijn zelfinductie (welke overigens een Q factor heeft van veel minder dan één en dus volledig dissipatief is) is daardoor ook een factor 15 lager ofwel $266/15 = 18 \text{ uH}$. Formeel is dit iets te laag (27uH was gewenst), maar voor deze keer wordt dit goed gevonden.

Bij hogere frequenties zullen we echt 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 10 MHz is $\mu_s = 400$. Ofwel voor 4 windingen geldt: $L_{CORE(10\text{ MHz})} = 133\mu \cdot 400/4500 = 11.8\text{ uH}$.

Als we even extrapoleren naar 100 MHz, komen we op een $\mu_s = 100$. De zelfinductie komt dan op (4 windingen) $L_{CORE(100\text{ MHz})} = 133 \cdot 100/4500 = 3\text{ uH}$. Dit is ruimschoots boven de eis van 0.4 uH. 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. Het verlaagt de capaciteit tussen de windingen. We hebben immers voldoende zelfinductie.

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

Controle op de fluxdichtheid.

De fluxdichtheid bedraagt in orde van:

Eerst \hat{I} uitrekenen:

$$I_{top} < 1.414 \cdot 16/500 = 45\text{ mA}.$$

Bij 5 MHz geldt: $L_{CORE} = 24\text{ uH}$, $n=4$, $A_C = 60\mu\text{ m}^2$. Voor B geldt dan:

$$B = 45\text{ mA} \cdot 24\mu / (4 \cdot 60\mu) = 4.5\text{ mT}.$$

Deze waarde ligt ver beneden de maximaal acceptabele waarde. Bovendien is in werkelijkheid de flux verdeeld over meerdere kernen. Het is in dit geval niet nodig om de stroom bij andere frequenties uit te rekenen en vervolgens te controleren op de fluxdichtheid.

Hiermee ligt het 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 niet de beste manier. De 4 windingen lopen over een relatief grote afstand dicht bij elkaar. Het gevolg is een capaciteit welke in orde van 5 pF 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 1 of 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.

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. 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.

Ik heb een dergelijk balun gemaakt op basis van twee gelijk gewikkelde kernsets, waarvan een set puur voor betere balancering opgeofferd wordt (volgens figuur 6). Het kost in het totaal wel 6 kernen, maar werkt perfect.

6.4. Gebruik van getwist draad.

Veel baluns, vooral klein-signaal baluns, worden gewikkeld van getwist draad. Het probleem is dat zeer dunne coax niet verkrijgbaar is (beneden 2mm diameter wordt lastig). 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).
2. De karakteristieke impedantie van getwist draad is sterk afhankelijk van het aantal twists per cm, de draaddikte en dikte van het isolatiemateriaal. Indien de lengte van de getwiste draden kleiner dan 0.1λ is, ontstaat ten gevolge van de niet gedefinieerde karakteristieke impedantie slechts weinig misaanpassing.
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. 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 welke voor afgeschermd kabel gebruikt wordt). Dit is nodig omdat in tegenstelling tot de coaxiale kabel direct op de overgang van coax naar getwiste draad een sterke common mode spanningscomponent ontstaat.
5. Diverse 1:4 balun transformatoren worden gewikkeld op tweegats kernen (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 de hoge frequenties.

Ik heb een 100 kHz tot 150 MHz, 50 Ohm 1:1 balun volgens figuur 6 gemaakt met behulp van RG174 coax en getwist draad. In het lage gebied was de versie met getwist draad beter. Er konden meer windingen op de twee kernen gelegd worden, waardoor Z_{CORE} veel groter dan 50 Ohm was. Echter reeds bij 80 MHz was de common mode rejection ratio (of longitudinal balance) van de twisted wire versie in orde van 20 dB slechter dan de coax versie.

Uiteindelijk is een coax versie ontwikkeld op grotere kernen, waardoor het gewenste aantal windingen ook met RG174 behaald kon worden.

6.5. Andere balunvormen.

De ontwerpstrategie voor 1 op 4 baluns is nagenoeg gelijk. Het verschil zit in de spanning over de samen met de kern gevormde impedantie. De spanning is namelijk 2 keer zo groot (dus de dissipatie neemt met een factor 4 toe). De spanning staat slechts over één transformator (de onderste transformator in figuur 7B).

Maak een bewuste keuze of u omwille van volume en / of kostprijs de balun op slechts één kern wenst te wikkelen. Wikkelen op een kern doet geen afbreuk aan de balancering, maar common mode spanning resulteert wel in een common mode stroom (de gebalanceerde en ongebalanceerde zijde zijn niet zwevend ten opzichte van elkaar).

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 antennelengte. Zo niet, dan is iedere inspanning om een goede balun te maken zonde.

Indien het E- en H-veld van de antenne sterke common mode stroom in de kabel introduceert, zal omgekeerd, storing geïnduceerd beneden op de kabelmantel, via de mantel omhoog lopen en de antenne bereiken. Uiteindelijk komt deze storing bij de ontvanger terecht.

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).

Dit veroorzaakt onbalans in de antenne (Z_Y niet meer gelijk aan Z_X). In dit geval zal een balun welke de spanning over de aansluitingen gelijk houdt t.o.v. de massa-aansluiting van de kabel (type 1 balun), sterke common mode stroom in de kabel introduceren. Voor antennes worden baluns aangeraden welke common mode stroom reduceert. De 1 op 1 balun (zoals behandeld) en de 1 op 4 balun (uitgevoerd op twee kernen), zijn hier geschikt voor.

De effecten van onbalans of capacatieve koppeling van het antenneveld op de kabel kan verder verminderd worden door op afstanden van minder dan 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.

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.

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: $Z_{CORE} > 3 \cdot \text{lijnimpedantie}$, dan gaat dit heel goed. U kunt de formules uit figuur 9 gebruiken. Maak Z_{CORE} niet zo groot al 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 ferrietkernen. Het kan ook gebeuren dat u verstelt staat van de VSWR, doch al het vermogen wordt verstoekt in uw kernmateriaal.....

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, verminderen de nadelige effecten van nabije blikseminslag.

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

8. Afbeeldingen.

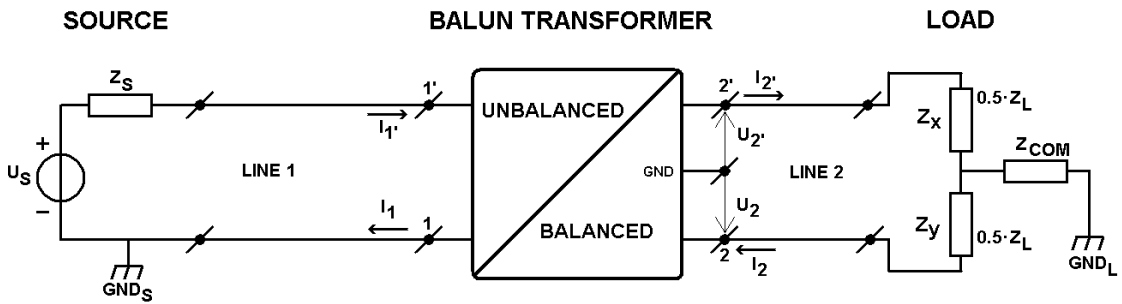
Op de volgende bladzijden treft u de afbeeldingen aan. Dit document leest het prettigst indien u de afbeeldingen uitprint. De tekst bij de afbeeldingen is in het Engels.

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.

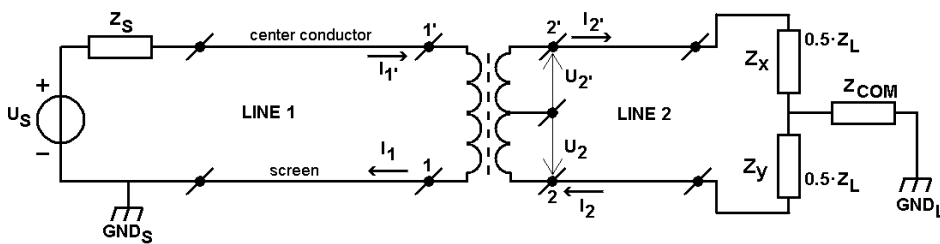
Gebruikt u baluns in antennes, en loopt u wel eens tegen antenneproblemen aan? Dan is het goed te weten dat TeTech twee cursussen antenneontwerp beschikbaar heeft: "Praktisch Ontwerp van "kleine" RF Antennes" en "Praktisch Ontwerp van RF Antennes" (<http://www.tetech.nl/cursussen.htm>).

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

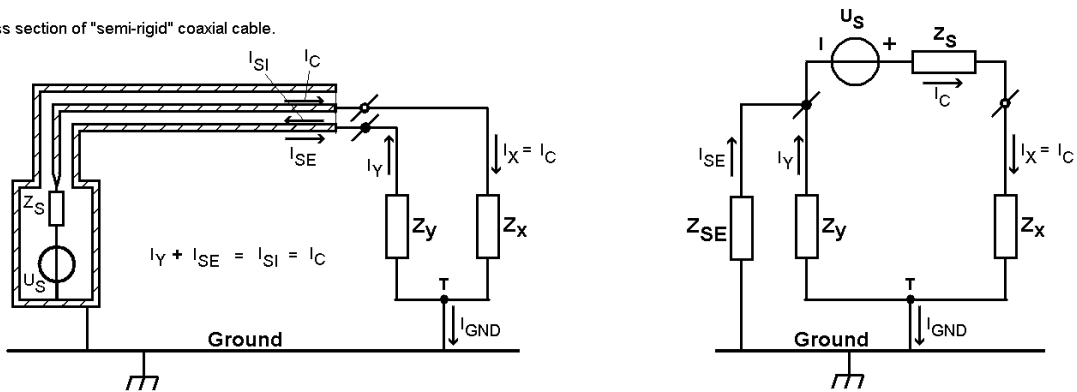


FIGUUR 2

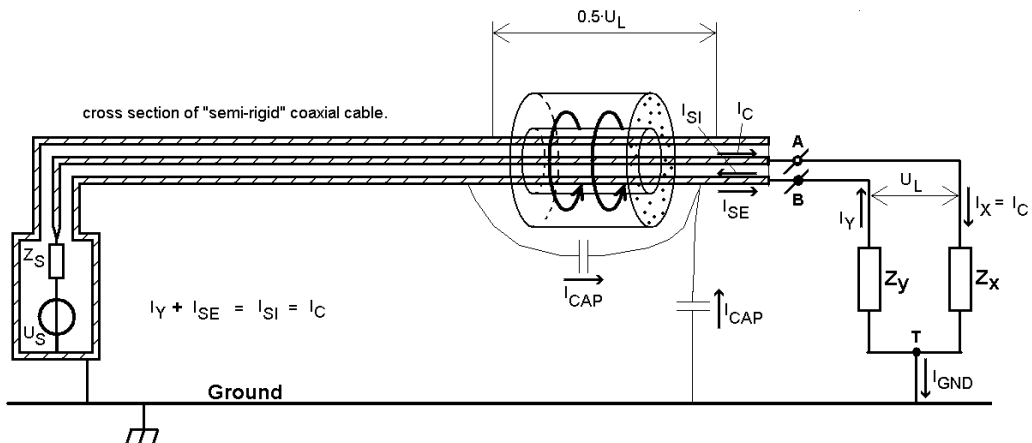


FIGUUR 3

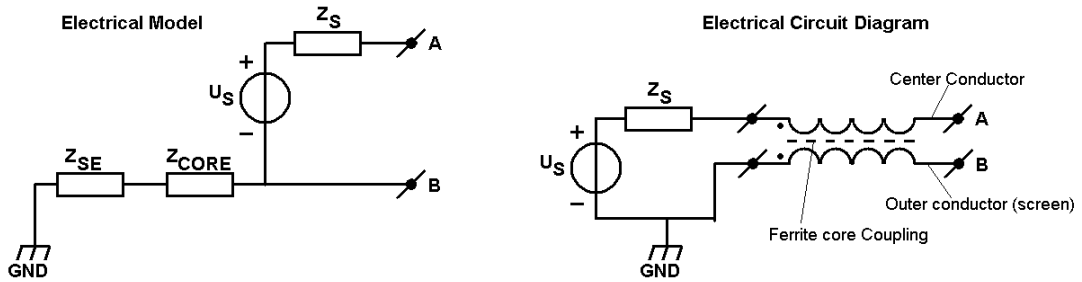
cross section of "semi-rigid" coaxial cable.



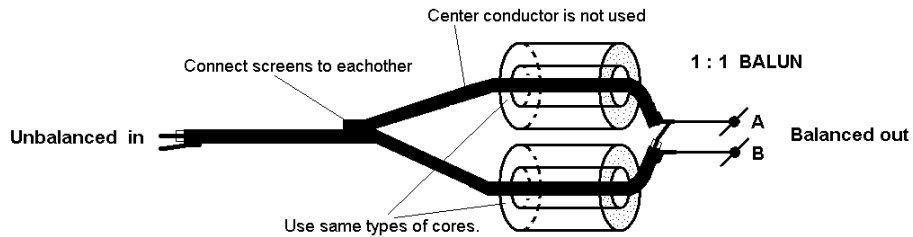
FIGUUR 4



FIGUUR 5

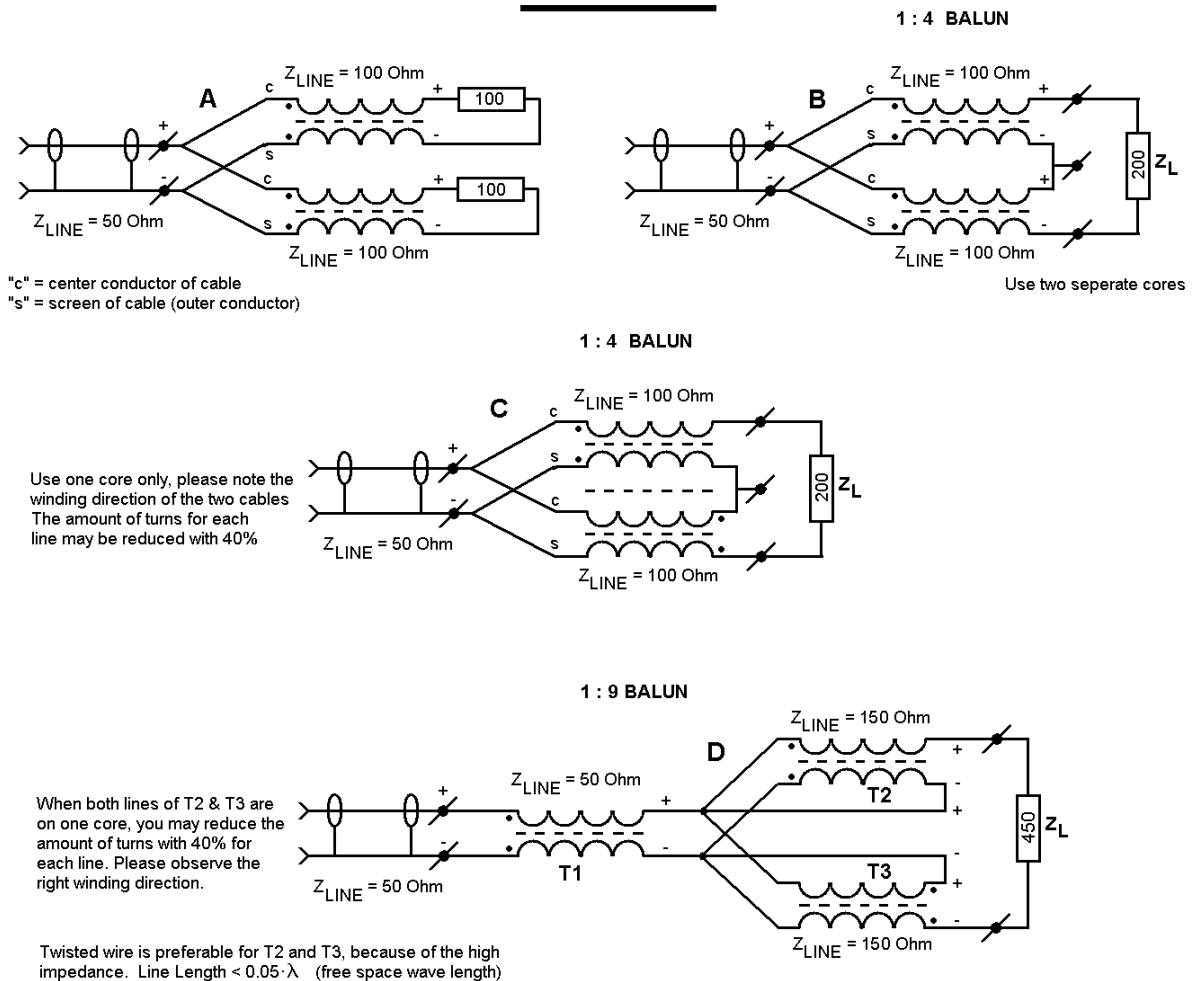


FIGUUR 6



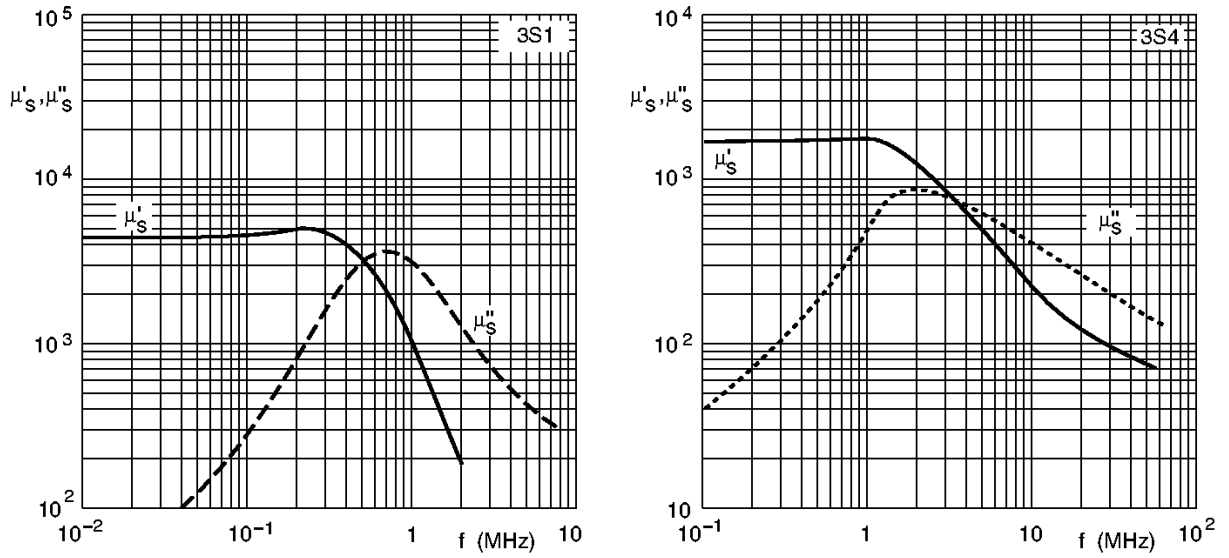
When the inductance of one turn is insufficient at the lowest frequency, use more turns on each core, or add cores.

FIGUUR 7



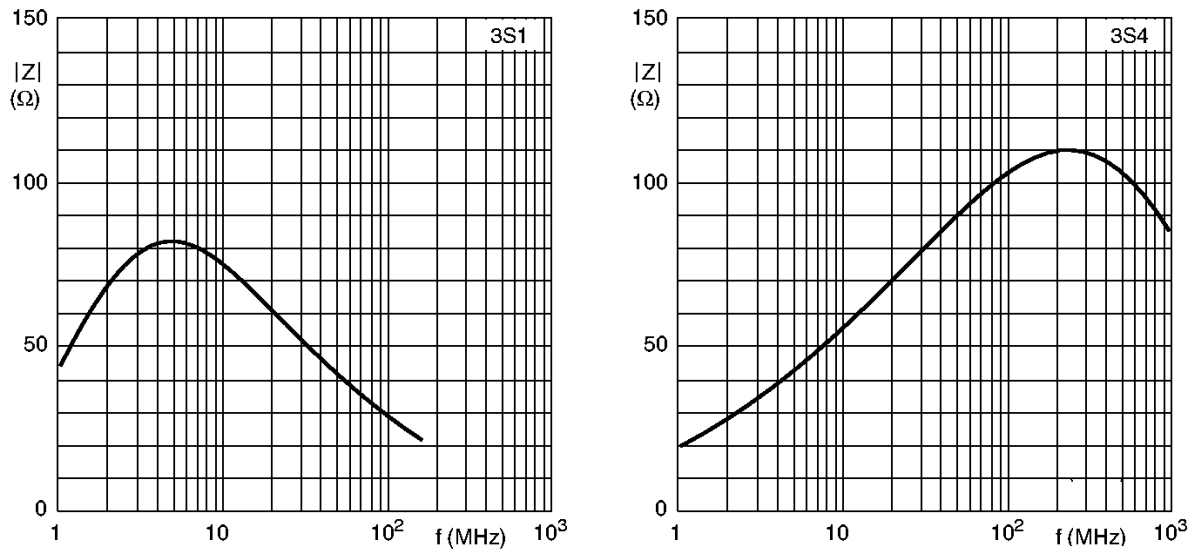
FIGUUR 8A

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



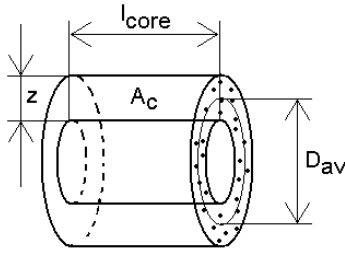
FIGUUR 8B

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

$$B = \frac{L_{core} \cdot \hat{I}}{n \cdot A_c}$$

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

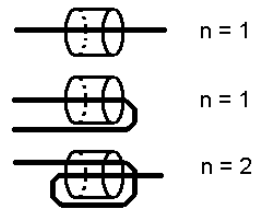
$\mu_s'' = \mu_s'$ = Real part of Impedance equals Imaginary part (Q = 1).

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

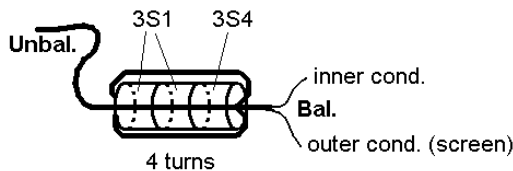
A_c = effective flux area of the core's [m²], l_{core} = length of core [m]
 D_{av} = average diameter of core [m], L_{core} = inductance of wire(s) through the core [H], μ_s = modulus of complex relative permeability of the core material [], $|Z_{core}|$ = impedance of L_{core} at certain frequency [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:

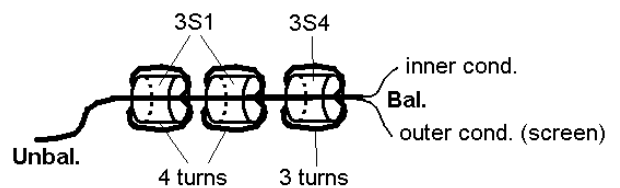
A winding can have integer turns only.



FIGUUR 10A



Simple, bad High frequency response

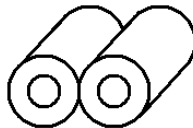


More complex, good High frequency response

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.

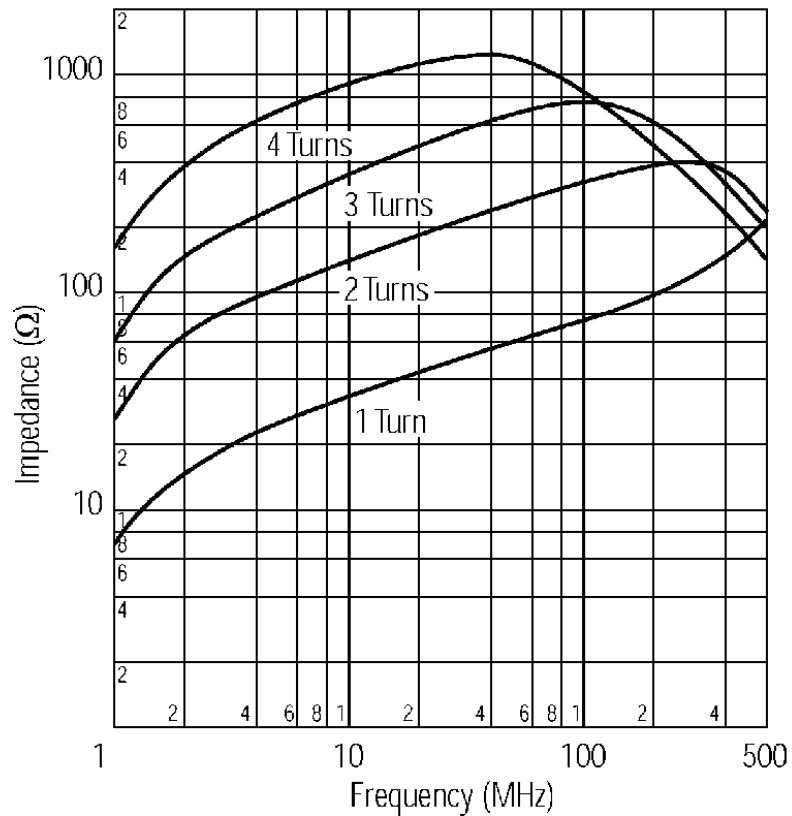
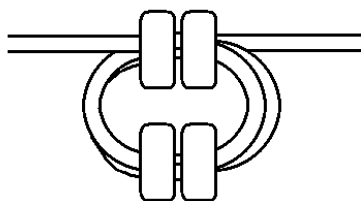


FIGURE 12

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).