BalUns, UnUns en ringkernen

Harold Plooijer, PA0QRB

Met dank aan:

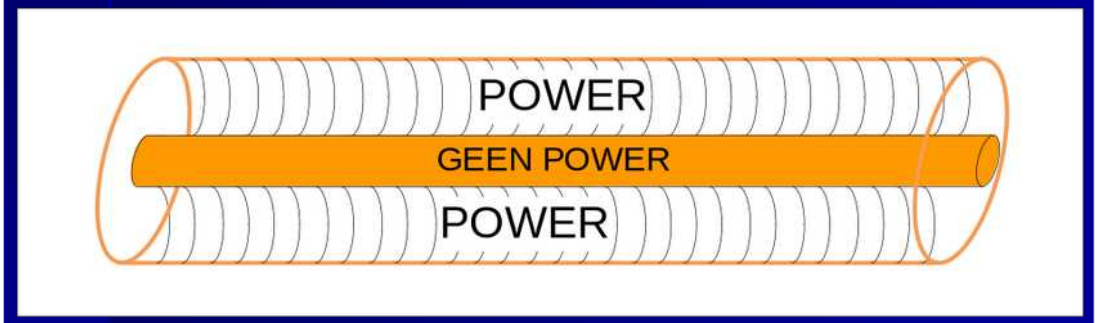
- Amidon Associates
- Micrometals Corp.
- Ferroxcube Corp.
- Fair-Rite Corp.
- Epcos-TDK Corp.
- Walt Maxwell, W2DU

Sinds 1974 gelicenseerd als PA0QRB
Marconist geweest (1975-1985)
Fervent DX'er (DXCC, WAZ etc.)
Tussen ca. 1980 en 2008 Q4 QRT op HF
Na opnieuw QRV: geëxperimenteerd met antennes, en daarover wil ik graag wat vertellen

Vooraf

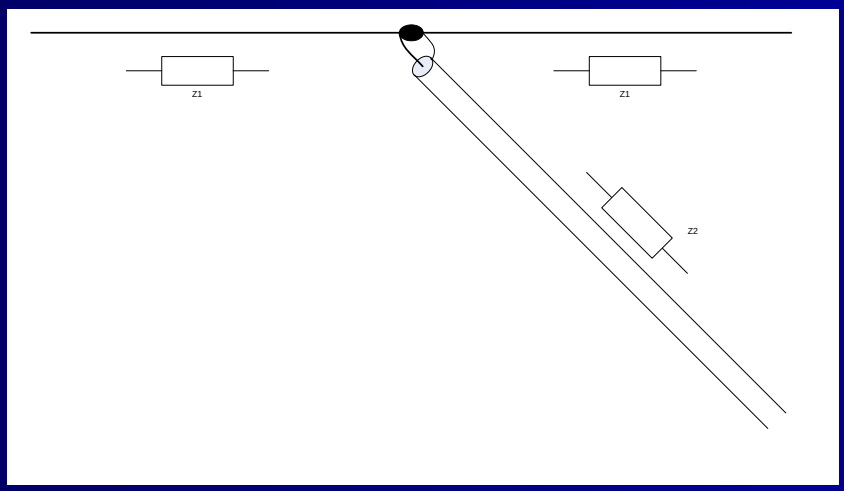
- Dit verhaal gaat voornamelijk over MF, HF (en 6 meter) want:
- Op f > 144 MHz gelden andere maatregelen tegen onbalans (bijvoorbeeld de gamma-match).
- Wel belangrijk op VHF: mantelstroomfilters.

Opfrisser voedingslijnen: De coaxiale kabel



- Het veld plant zich voort tussen de geleiders, het veld zit tussen de geleiders opgesloten. Bij een coax dus binnen de afscherming.
- De stromen in de geleiders zijn afhankelijk van het veld
- Daarom zijn de stroomsterktes aan de binnenkant van de afscherming en aan de buitenkant van de binnengeleider gelijk
- Stroomverschillen t.g.v. onbalans moeten daarom aan de buitenkant van de afscherming lopen. Door het skineffect "zien" de binnen- en buitenkant elkaar niet!

Mantelstromen en onbalans



- Geen enkel antennesysteem is perfect symmetrisch
- Vooral coax gevoede dipolen zijn problematisch
  - Stromen op binnen- en buitenkant afscherming zien elkaar niet (skin effect)
  - Buitenkant staat dus parallel met één dipoolarm (“derde geleider”-probleem)
  - En daar gaat dus stroom lopen! (als de belasting niet perfect symmetrisch is)
  - Als je daar niets aan doet komt die in de shack terecht

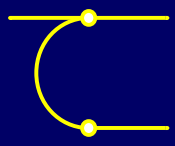
Een dipool geeft geen mantelstromen als:-
- Perfect symmetrisch
- Perfect horizontaal
- Perfect resonant op de werkfrequentie
- De voedingslijn perfect loodrecht op de antenne is afgespannen

In alle andere gevallen zijn er *wel* mantelstromen!

Dit laatste geldt dus met zekerheid als de antenne qua ontwerp asymmetrisch is, zoals bijvoorbeeld een windom, end-fed of langdraad.

- Wat we niet willen, is RF in de shack!

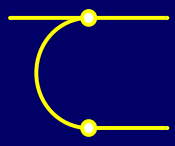
Baluns



- Worden (o.a.) gebruikt om asymmetrische lijn aan te sluiten op een symmetrische antenne
- Uitspraak: "bellun" (van "balanced to unbalanced"), dus *niet* "baloen"!

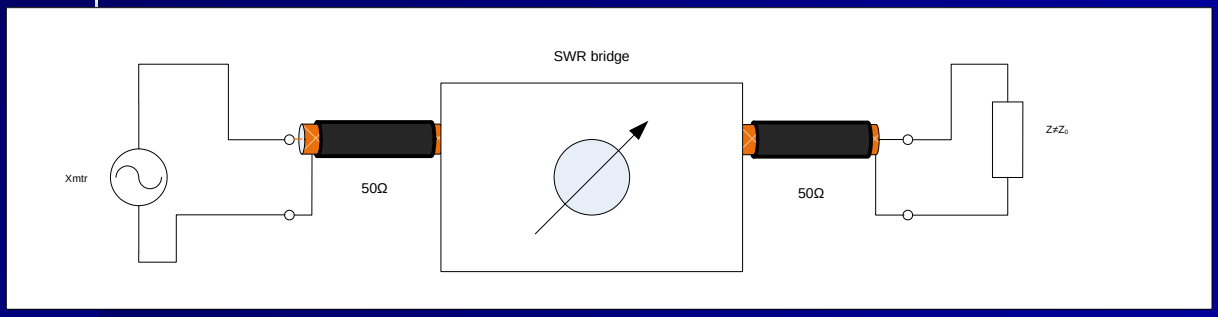
Fonetisch schrift: /ˈbælʌn/

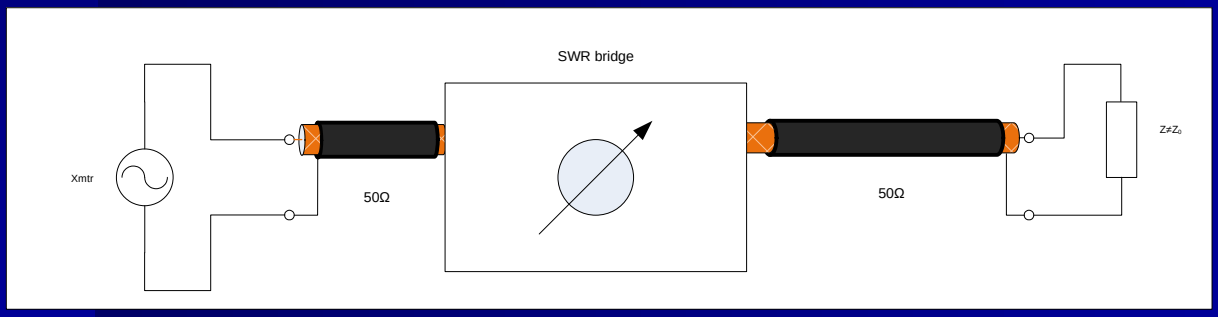
WAAROM baluns



- "Ik wil geen terugwerking in de shack"
  of
- "Ik baal van hete schroefjes"
  of
- "Ik wil geen LED-ratel in mijn Rx"
  of
- Noem maar op

Verandert SWR met lengte kabel?
1: Geen verschil

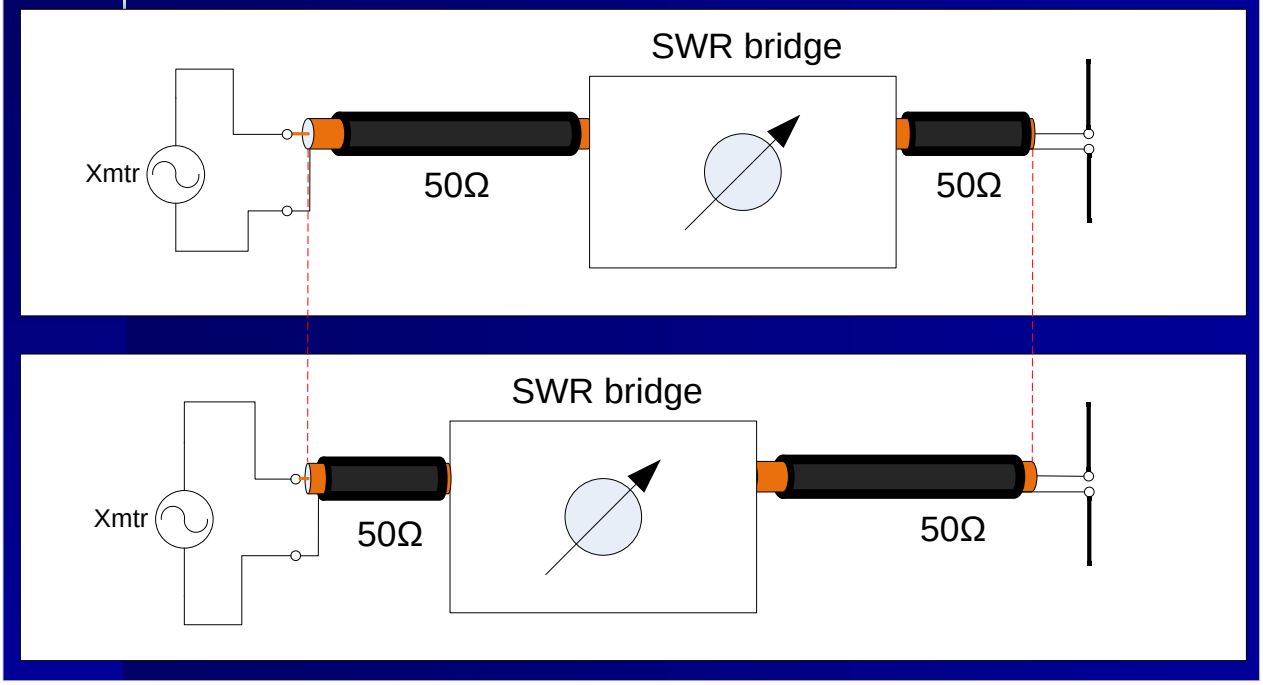




Een berucht, vanuit de theorie onverklaarbaar verschijnsel is de afhankelijkheid tussen gemeten SWR en kabellengte. Kabellengte heeft wel invloed op de gemeten impedantie, maar niet op de SWR (afgezien van extra kabelverliezen door langere kabel: langere kabel = lagere VSWR). Plot een willekeurige impedantie in de Smith chart en varieer de kabellengte: de complexe impedantie en daarmee de complexe reflectiecoëfficiënt verandert, maar de modulus van de reflectiecoëfficiënt (en dus ook de VSWR) blijft constant.
Oorzaak van het gesignaleerde verschijnsel: mantelstromen, veroorzaakt door onbalans in het voedingspunt – er is geen balun, hij werkt niet correct of er is een spanningsbalun (i.p.v. een stroombalun) toegepast. Daardoor gaat de coaxmantel als "derde draad" werken en beïnvloedt zo de impedantie in het voedingspunt als de lengte van de derde draad varieert door de lengte van de voedingslijn te variëren. Dat manifesteert zich als een variërende VSWR.
Vier dia's moeten dit verduidelijken.
N.B.: een SWR-meter meet niet de SWR maar de (absolute waarde van de) reflectiecoëfficiënt, en is ongevoelig voor de fasehoek tussen voorwaarts en gereflecteerd signaal op de plaats van de meting. De *schaal* is echter geijkt in SWR. Dit kan, omdat beide grootheden eenvoudig in elkaar zijn om te rekenen - zie het formuleblad aan het einde van de presentatie. Is een meting van de fasehoek *wel* van belang dan is er een ander meetinstrument nodig: de Vector Network Analyzer ofwel VNA.

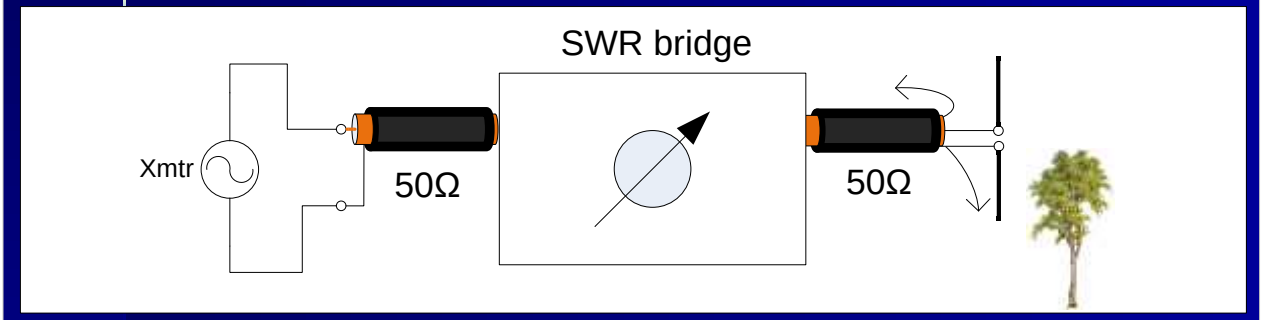
Dia 1: Gesloten systeem, geen derde draad

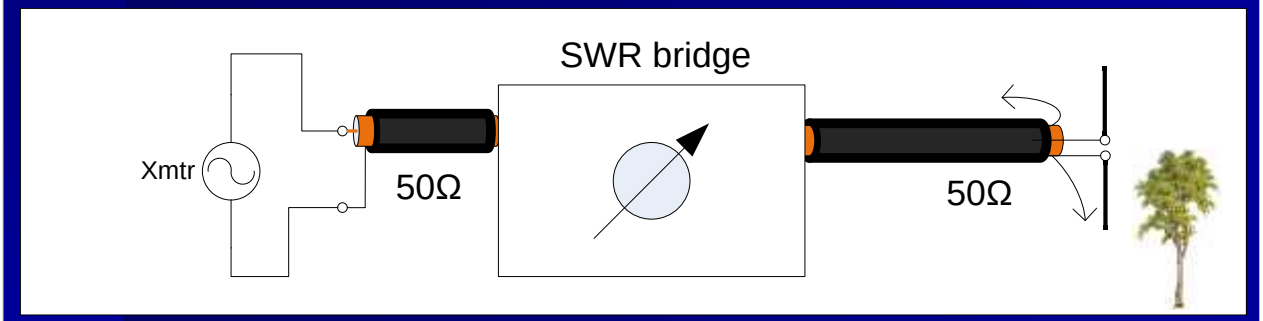
Verandert SWR met lengte kabel?
2: Geen verschil



Open systeem. Lengte derde draad constant, ongeacht de plaats van de meter.

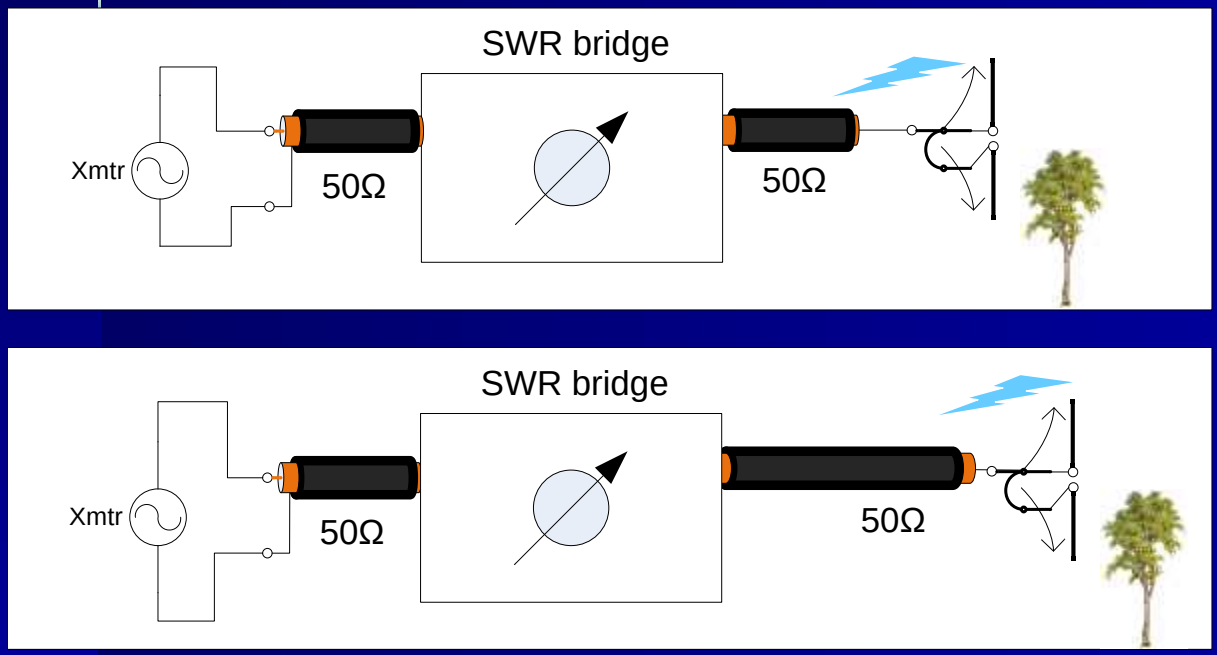
Verandert SWR met lengte kabel?
3: ***WEL*** verschil!





Open systeem. De lengte van de “derde draad” verandert, daardoor verandert de antenne-impedantie en dus de SWR.
Anders gezegd: de stroom vanaf de afscherming vanuit de voedingslijn verdeelt zich over de onderste dipoolpoot en de impedantie van de buitenkant van de afscherming (de “derde draad”). De impedantie van de derde draad is afhankelijk van de lengte daarvan.
De totale impedantie van het antennesysteem is de serieschakeling van de onderste dipoolpoot met daaraan parallel de coaxmantel enerzijds en het deel aangesloten op de binnengeleider anderzijds. Als een daarvan verandert, verandert de impedantie van het geheel.

Verandert SWR met lengte kabel?
4: Geen verschil



Door een unun/balun bij het voedingspunt ontstaat een quasi gesloten systeem en daardoor is er geen derde draad.
N.B.: de antenne kan – om de balun of unun heen – nog steeds parasitair instralen op de voedingslijn. Dat kan – zij het in mindere mate – beïnvloeding geven van de stralingsweerstand, de impedantie en uiteindelijk de SWR. Bij verticale antennes is het daarom verstandig om de voedingslijn onder het radialennet te leggen. Bij dipolen e.d. de voedingslijn zo goed mogelijk haaks op de antenne afspannen. Clip-on ferrieten elke paar meter om de voedingslijn kunnen een nog verdere verbetering van de situatie geven.

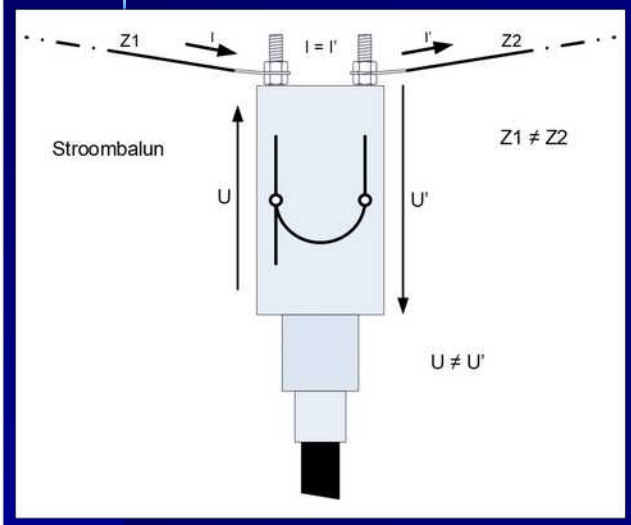
Soorten baluns

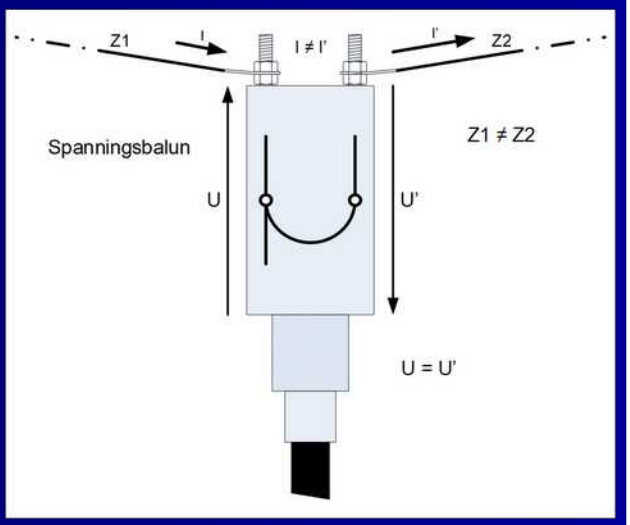
- Er zijn twee soorten:
  - Stroombaluns
    - Zorgen voor gelijke stroomsterkte links/rechts in voedingspunt
    - Spanningen kunnen ongelijk zijn
    - Onderscheid met mantelstroomfilters
      - Balun blokkeert mantelstromen
      - Mantelstroomfilter dissipeert (lage Q)
  - Spanningsbaluns
    - Zorgen voor gelijke spanningen links/rechts in voedingspunt
    - Stromen kunnen ongelijk zijn

In de praktijk worden de termen "balun" en "mantelstroomfilter" door elkaar gebruikt. De reden dat ik onderscheid maak is dat een mantelstroomfilter dat als balun wordt gebruikt bloedheet kan worden in geval van sterke onbalans, en dat baluns die gebruikt worden als mantelstroomfilter resonanties op de coaxmantel kunnen geven. Een mantelstroomfilter is er om eventuele reststromen achter een balun te dempen en om te zetten in warmte.

- Een voedingslijn met mantelstromen straalt en verstoort daardoor het *stralingspatroon* en de *impedantie* van de antenne
- Met een balun kan je ook (breedbandig!) de impedantie aanpassen (“1:X baluns”)
  - Ideale match voor multiband antennes, maar er zijn beperkingen
- Een balun voorkomt dat door de voedingslijn opgepikte omgevings QRM in de Rx terecht komt
- Waar moet een balun zitten? Boven of beneden? (Boven! In de shack een mantelstroomfilter.)
- Mantelstroomfilters evt. in hardnekkige gevallen aanvullen met clip-on ferrietbuisjes om de kabel. Materiaal moet hoge permeabiliteit en lage Q hebben. De clip-ons moeten op niet-resonante onderlinge afstanden zitten.

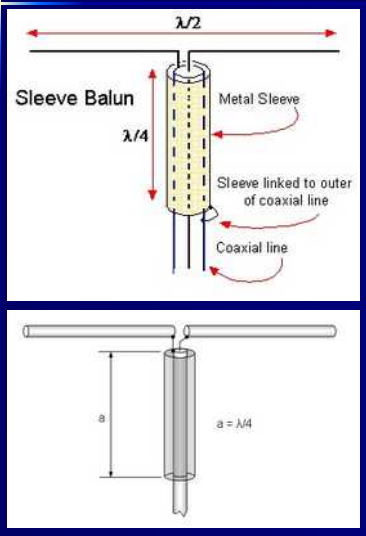
Soorten baluns



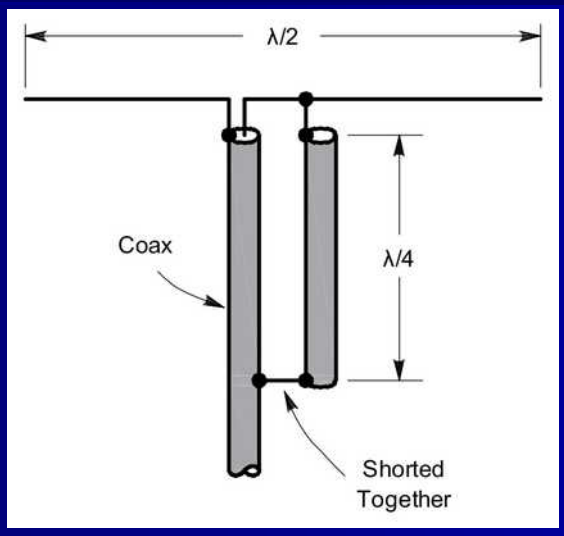


Bij een stroombalun is het saldo van de stromen in het voedingspunt nul, geen mantelstromen dus.
Bij een spanningsbalun is dit niet noodzakelijk het geval. Hier dus wel kans op mantelstromen.

Balun: Smalband (λ/4)



"Bazooka"



"Pawsey stub"

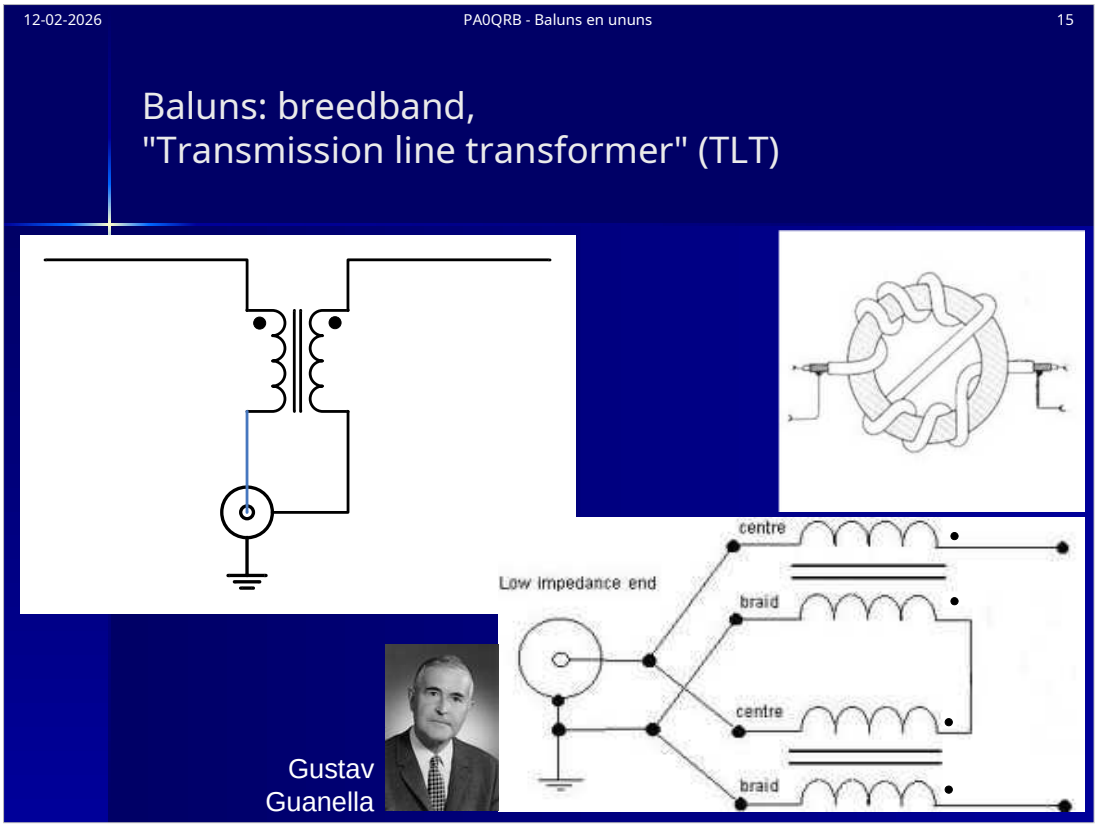
Smalband baluns zijn typisch voor enkelband antennes (nauwkeuriger: op die banden waarbij de lengte van de stub een oneven veelvoud is van een kwart golflengte).
Bazooka: https://www.antenna-theory.com/definitions/bazooka.php
Pawsey stub e.d. : http://www.bscassociates.co.uk/Bibliography/Paper-44.pdf
De werking van de Pawsey stub is te begrijpen als we de /4 stukken (voedingslijn // stub) beschouwen als een transmissielijn op zichzelf. Als de antenne perfect in balans is dan transformeert de kortsluiting aan de onderkant naar een open circuit aan de bovenkant en de stub heeft zo geen invloed. Echter, als er mantelstromen gaan lopen over de coax dan zullen die 100% worden gereflecteerd via de stub en in tegenfase aankomen in het voedingspunt (/4 naar beneden en dan weer /4 naar boven: per saldo /2 tegenfase). Daar wordt de gereflecteerde stroom opgeteld bij de stroom uit de binnengeleider, waardoor de stromen aan beide zijden weer gelijk zijn. Onder de kortsluiting kan zo geen mantelstroom meer lopen.
Qua constructie moeten de coax en de stub strak tegen elkaar worden gebonden, bijvoorbeeld met krimpkous. Zo niet dan kan de stub gaan stralen!

Er zijn ook matchers die als bijkomende functie het aanpassen van de antenne op asymmetrische lijn hebben. Voorbeeld: de gamma match. Deze matchers vallen buiten het bestek van deze lezing.

Baluns: coaxkabel oprollen

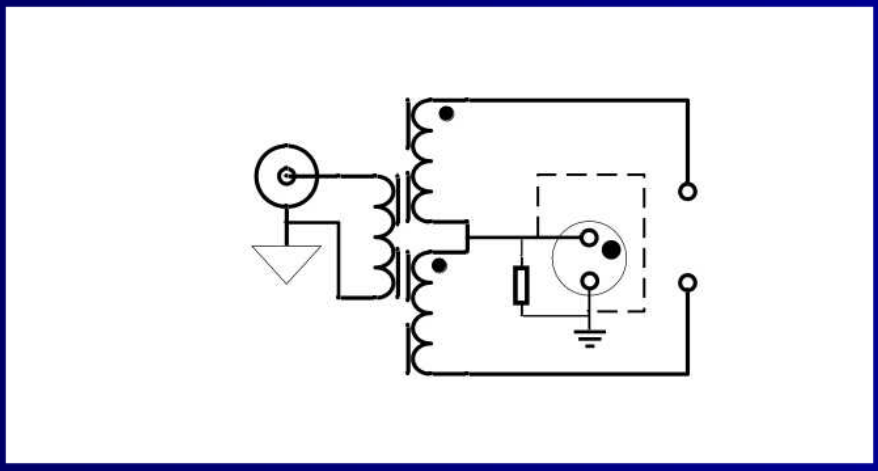


Soms is simpelweg oprollen van een stuk coax bij het voedingspunt al effectief.
Wel oppassen hiermee: zo'n balun heeft een zeer hoge Q en kan samen met de kabel resonanties geven indien niet goed gedimensioneerd. Dan is het middel erger dan de kwaal.
Dus geldt de waarschuwing: deze baluns zijn niet echt breedbandig.



Typen stroombaluns.
Linksboven: het principe.
Als de dipool perfect in balans is dan zullen de stromen door de linker- en rechterwikkeling van de transformator elkaar opheffen, wordt de kern niet gemagnetiseerd en lijkt het alsof de transformator niet aanwezig is (afgezien van een lengte transmissielijn). Er zijn dan alleen koperverliezen, geen ijzerverliezen.
Als de dipool niet perfect in balans is dan zullen de stromen door de linker- en rechterwikkeling van de transformator elkaar niet volledig opheffen, wordt de kern wel gemagnetiseerd (door het verschil in stromen) en wordt de transformator een smoorspoel voor die verschilstroom. Er zullen dus ook ijzerverliezen optreden.
Verderop is een dia ("Stroombalun: warmteontwikkeling") waarin deze situatie verder wordt uitgewerkt.
Het transformatormodel geldt ook voor een 1:1 Guanella balun die met coax wordt gewikkeld (afbeelding rechtsboven), want het magneetveld van de binnengeleider gaat door de afscherming heen als die afscherming niet van ferromagnetisch materiaal is gemaakt, wat meestal het geval zal zijn (koper of aluminium, eventueel verzilverd of vertind). Echter, het magneetveld van de binnengeleider wordt volledig opgeheven door de stroom aan de binnenzijde van de afscherming, die even groot maar van tegengesteld teken is. In geval van onbalans bij het voedingspunt van de antenne kan het per saldo optredende verschil in stromen tussen de beide helften van de antenne daarom maar een kant op: langs de buitenkant van de afscherming. Dit maakt dat de Guanella coax balun altijd werkt zoals aangegeven, ongeacht de constructie en het materiaal van de afscherming.
Boven rechts: 1:1 coaxiale balun, “Guanella” 1:4 balun rechtsonder.
Werkingsprincipe: Er is sprake van twee transformatoren, waarvan de ingangen parallel en de uitgangen in serie staan. De uitgangsspanning van de serieschakeling is dus tweemaal de ingangsspanning en de uitgangsstroom de helft. Omdat Z = U/I geldt Z(uit) = Z(in) * 4 (zie Dirksen deel 2).
Een – helaas – vaak gemaakte denkfout is dat de doorverbinding rechts kan worden geaard. Dit is beslist *niet* zo: in dat geval wordt de tweede wikkeling vanaf boven kortgesloten en werkt de balun niet meer!
De toe te passen kern moet op de werkfrequentie een lage verliesfactor hebben. Op HF bijvoorbeeld mix-61 (a.k.a. 4C65, paars). Mix-43 geeft meer verliezen maar is – zeker op de lagere banden – goed bruikbaar. Gebruik op MF (160 meter) mix-43 vanwege de hogere permeabiliteit. Het is verleidelijk om een MnZn kern met hoge permeabiliteit te gebruiken (bijvoorbeeld 3E25 of mix-'J') maar door de hoge verliesfactor op HF zal een dergelijke kern eventuele onbalans dissiperen in plaats van het balanceren van de stromen in de antenne.
Een belangrijk punt is de koppeling tussen de wikkelingen. Hoe meer die afwijkt van 100%, hoe meer last je gaat krijgen van parasitaire zelfinductie met als gevolg (a) de balun gaat als smoorspoel werken, ook voor differential mode en (b) als gevolg van het voorgaande: warmteontwikkeling. Dit is nooit helemaal te vermijden, maar met goed bifilair wikkelen of toepassen van coax, gecombineerd met een gelijkmatige verdeling van windingen over de kern kom je een heel eind.
Trivia: Dr. (h.c.) Gustav Guanella was een Duits sprekende Zwitserse ingenieur, uitvinder en universitair hoofddocent (Eidgenössische Technische Hochschule te Luzern). Bron: de.wikipedia.org
Andere Guanella's komen uit Italië. Dat zijn naam op de Spaanse manier ("ll" -> "j") wordt uitgesproken is dus onwaarschijnlijk.

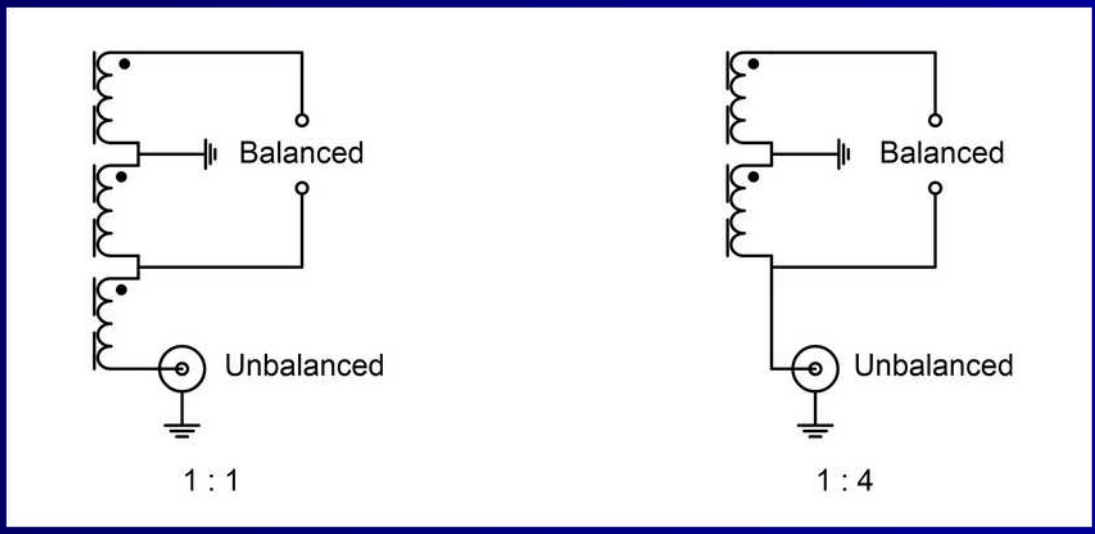
Balun met galvanische scheiding



Nadeel: altijd spanning over de spoel, ook bij perfecte balans (ijzerverliezen!)

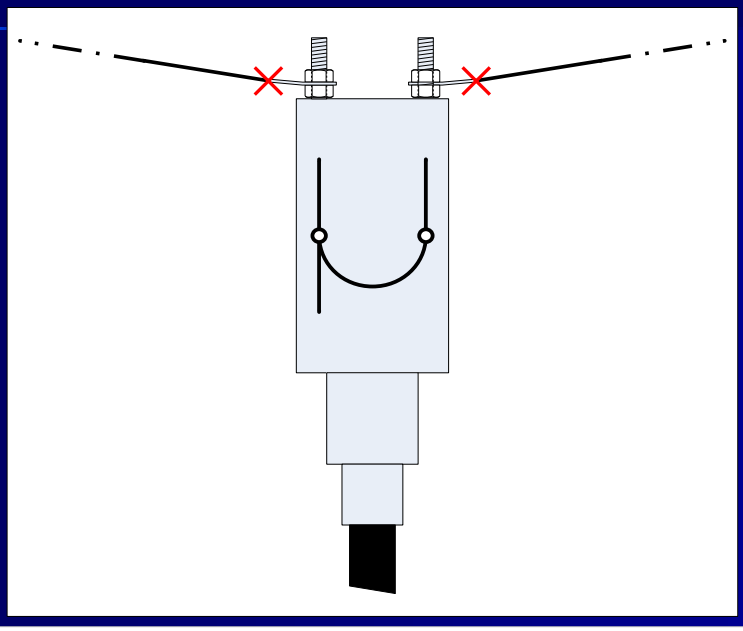
Gasgevuld buisje met parallel weerstand om statische ladingen af te voeren.
OF
Gewoon de middenaftakking aarden.

Spanningsbaluns



Deze baluns worden trifilair resp. bifilair gewikkeld op het kernmateriaal.
Als de belastings-Z links/rechts ongelijk zijn dan worden de stromen daar ook ongelijk: mantelstromen!
Spanningsbaluns zijn dus ongeschikt als mantelstroomblokkade. Ze worden wel met voordeel gebruikt in bijvoorbeeld RF transistoreindtrappen, om een single-ended driver op de eindtransistoren aan te sluiten (dan heten ze "balanstrafo" ...) .
Weetje: verwijderen van de middelste wikkeling van de 1:1 balun links levert een 1:1 stroombalun op .
In de context van deze presentatie worden spanningsbaluns verder niet behandeld.

Doet ie het?



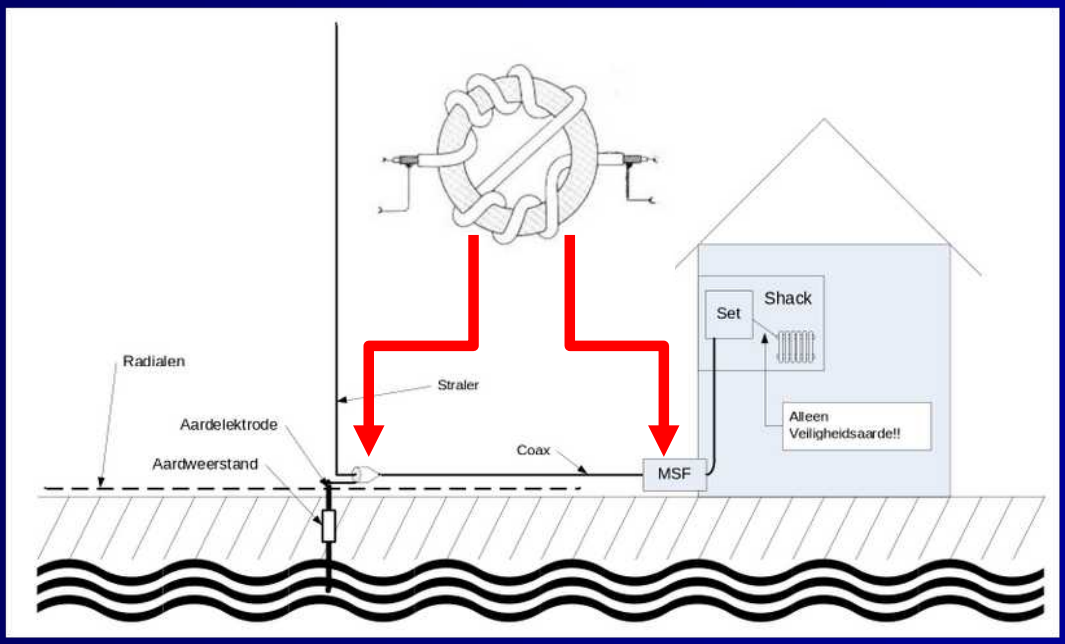
- Eenvoudige test:
- Ontvanger aan
- Neem één antenne-aansluiting los van de balun
  - Maakt niet uit welke, allebei afzonderlijk proberen dus
- In beide gevallen moet je ontvanger zwijgen (of, minimaal, een flinke afname op de S-meter te zien geven)!

De **Un**balanced-to-**Un**balanced transformer (UnUn)

- Toepassing:
  - Separatie van aardsystemen (overlap met stroombaluns)
  - Impedantietransformatie (input- en output-"aardes" zitten aan elkaar)

Uiteraard kunnen baluns ook worden gebruikt voor impedantie-transformatie, maar dan mag er geen korte route "om de balun heen" bestaan: in dat geval werkt de balun niet meer!

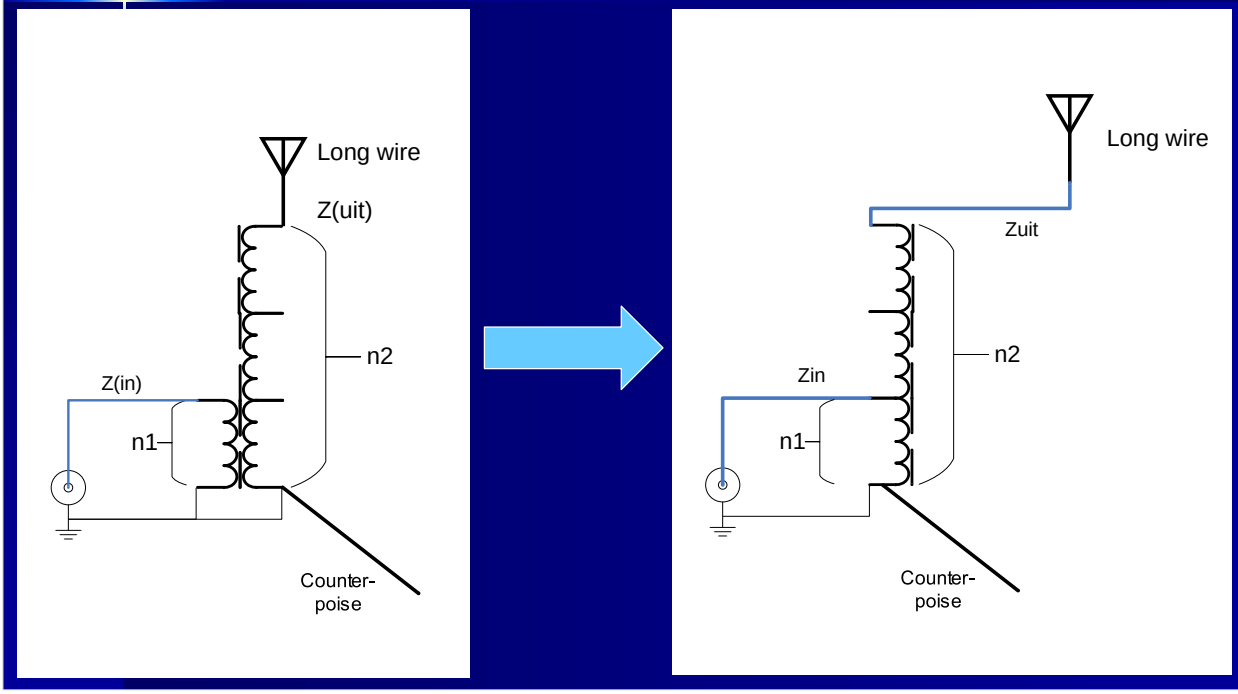
UnUn voor separatie van twee aardsystemen



Dit is hetzelfde ding als een 1:1 coax balun!

UnUn als impedantietransformator:

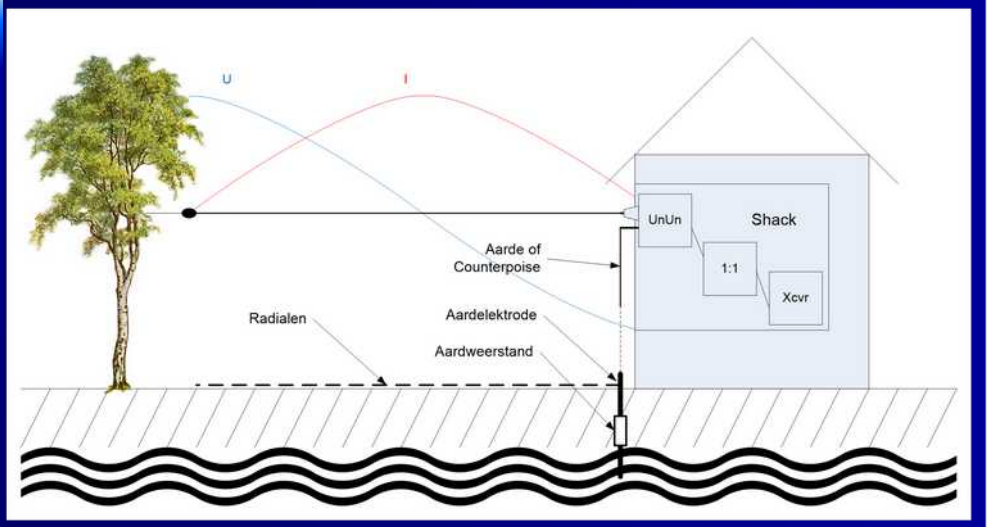
$$Z_{uit} = Z_{in} \cdot \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2$$



Wikkeling n1 kan worden gecombineerd met n2. Dan krijgen we een autotransformator: de primaire maakt deel uit van de secundaire wikkeling.
Bron: Amidon Transmission Line Transformers Handbook, p. 50 . Deze is 9:1, maar sluit hem andersom aan...
Dat heeft verschillende voordelen: Minder draad nodig, en omdat de primaire en secundaire stromen in tegenfase zijn, is er in de n1 wikkeling minder koperverlies (Dirksen 2, 4e druk, pp. 222-223).
De Counterpoise zorgt ervoor dat er stroom kan lopen door de n2-wikkeling van de spoel (als deze route in de coaxmantel geblokkeerd wordt met een 1:1 unun).

Omdat het hele zendvermogen de kern moet passeren (met als gevolg spanning over n1) zijn lage ijzerverliezen een belangrijk aspect bij het selecteren van een kernmateriaal. Bovendien moet de kern niet te krap bemeten zijn om de fluxdichtheid zo laag mogelijk te houden. Bij zeer hoge vermogens wordt ijzerpoeder (mix-2 op HF) aanbevolen. Bij meer "standaard" zendvermogens (ordegrootte 100W) is ferriet (mix-61 of mix-43) op HF goed bruikbaar.

Long (Random) wire en UnUn: Draad is *niet* resonant

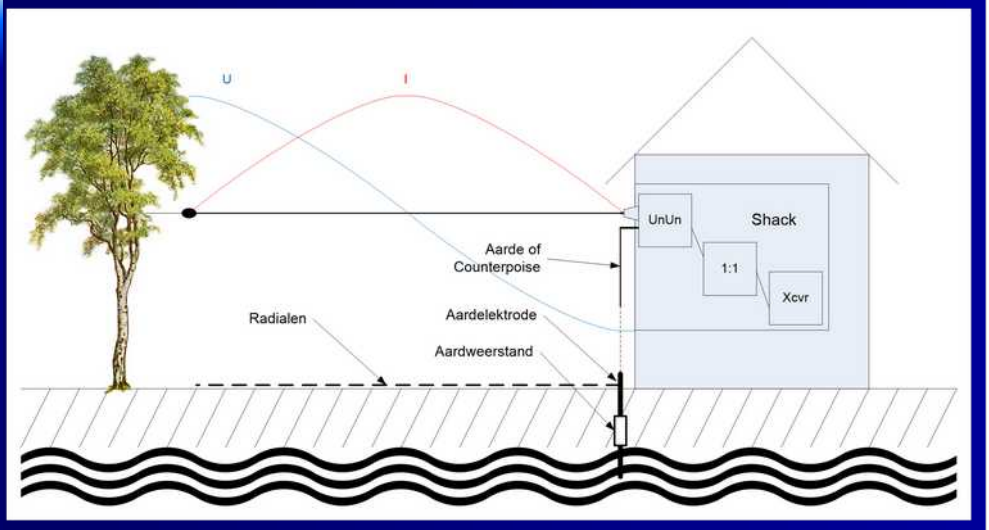


De lengte van de antennedraad mag op *geen enkele werkfrequentie* resonant zijn. Zorgvuldig kiezen van de draadlengte kan een echte multiband antenne opleveren, met zeer acceptabel rendement.

Er wordt doorgaans een 1:9 unun gebruikt (men rekent op een belastingsimpedantie in de orde van 450 ohm).
De lengte van de counterpoise is typisch één tot anderhalve meter. Eventueel kan een stuk van de coaxiale voedingslijn als counterpoise worden gebruikt, MITS deze op de lengte die de counterpoise moet hebben is afgesloten met een 1:1 unun.

Gebruik alleen een HF aardaansluiting (hiervoor niet de veiligheidsaarde gebruiken) als het met een counterpoise niet lukt om een goede aanpassing te krijgen. Via een aarde kunnen stoorsignalen de shack binnendringen. (Zie de whitepaper van K9YC hierover.)
De 1:1 unun is sowieso verplicht. Als er een counterpoise is aangebracht komt de 1:1 unun direct achter de 1:9 UnUn.
Er is vrijwel altijd een transmatch nodig om de aanpassing bij de set op 50 ohm te krijgen.

EndFed en UnUn:
Draad is *wel* resonant



De antennedraad moet op *alle werkfrequenties* resonant zijn en wel zodanig dat zich in het voedingspunt een stroomknoop (punt met hoge impedantie) bevindt.

Er wordt doorgaans een 1:49 unun gebruikt (immers, resonante end fed antennes hebben in het voedingspunt een zeer hoge impedantie).
De lengte van de counterpoise is typisch één tot anderhalve meter. Eventueel kan een stuk van de coaxiale voedingslijn als counterpoise worden gebruikt, MITS deze op de lengte die de counterpoise moet hebben is afgesloten met een 1:1 unun.

Gebruik alleen een HF aardaansluiting (hiervoor niet de veiligheidsaarde gebruiken) als het met een counterpoise niet lukt om een goede aanpassing te krijgen. Via een aarde kunnen stoorsignalen de shack binnendringen. (Zie de whitepaper van K9YC hierover.)
De 1:1 unun is sowieso verplicht. Als er een counterpoise is aangebracht komt de 1:1 unun direct achter de 1:49 UnUn.

Er is vrijwel altijd een transmatch nodig om de aanpassing bij de set op 50 ohm te krijgen.



Ringkernen

Ferriet

- Hogere permeabiliteit
- Betere koppeling
- Minder windingen
  - Hogere B, meer warmte
  - Minder ohms verlies
- Lagere belastbaarheid

IJzerpoeder

- Lagere permeabiliteit
- Minder koppeling
- Meer windingen
  - Lagere B, minder warmte
  - Meer ohms verlies
- Hogere belastbaarheid

Ferriet is een gesinterde mix van ijzerroest (ijzer(III)oxide, ferri-oxide, Fe_2O_3) en een of meer andere metalen. Veel voorkomende mixes bestaan, behalve uit Fe_2O_3, uit mangaan-zink (MnZn) en nikkel-zink (NiZn).
MnZn heeft een hogere permeabiliteit dan NiZn en wordt doorgaans voor lagere frequenties gebruikt. De soortelijke weerstand van MnZn is in de orde van enkele tientallen tot honderden Ω.cm, die van NiZn is in de orde van honderden kΩ.cm tot enkele GΩ.cm . De mengverhouding ("mix") wordt met een nummer aangeduid.
Bij Ferroxcube is het materiaal te herkennen aan het eerste cijfer van het typenummer:
'3' = MnZn, bijvoorbeeld 3E25
'4' = NiZn, bijvoorbeeld 4C65
IJzerpoeder is, zoals het woord zegt, zuiver Fe in poedervorm. Vaak vindt het zuiveringsproces plaats via de route van pentacarbonyl-ijzer waaruit na zuivering het ijzer wordt teruggewonnen. De eigenschappen worden o.a. bepaald door de afmetingen van de ijzerkorrels en de hoeveelheid ervan in het dragermateriaal. Soms worden ook hierbij andere metalen toegevoegd.

Maten ringkern

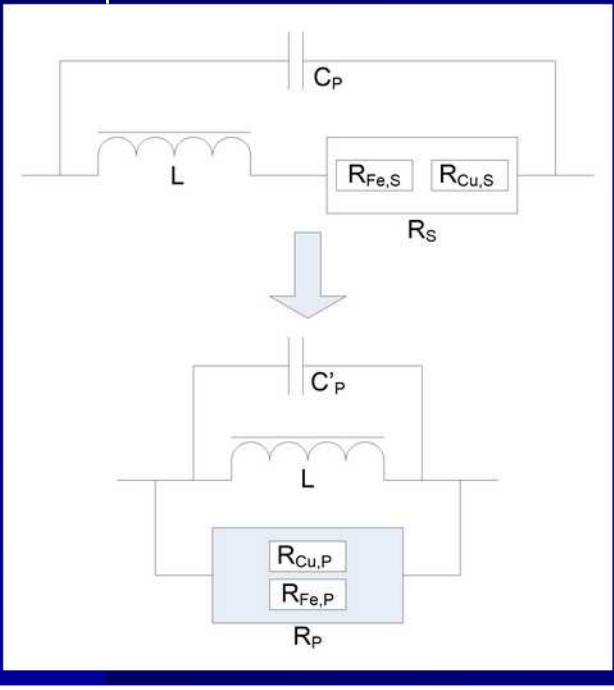


$$A = H \cdot \frac{OD - ID}{2}$$

$$l \approx \pi \cdot \sqrt{OD \cdot ID}$$

Bij OD, ID en H rekening houden met de dikte van een eventuele coating! Zie de datasheets.
De expressie voor *l* is het *meetkundig* gemiddelde van OD en ID, vermenigvuldigd met pi. Dit is niet exact, maar de fout is minder dan 1% (officieel: *l*=π*(OD-ID)/*ln*(OD/ID) . Dit geldt voor kernen met een rechthoekige doorsnede.
A is de doorsnede van de kern die van belang is bij het berekenen van de fluxdichtheid B.
Er is ook nog een ander oppervlak: de "total surface area". Die is van belang bij de afstraling van warmte. In formule:
$A_{tsa} = \pi \cdot (h \cdot (ID+OD)+(OD^2-ID^2)/2)$
Dit is het oppervlak van de toroïde dat in aanraking komt met de buitenlucht.

Impedantie



R: koper (Cu) + ijzerverlies (Fe)
Afzonderlijk behandelen

Voor sommige berekeningen (ferrieten!) moeten we R_P weten

$$R_{Fe,P} = R_{Fe,S} \cdot (1 + Q^2)$$

$R_{Fe,S}$, Q: gebruik datasheet

C_P is lastig te kwantificeren

De serieweerstand als gevolg van ijzerverliezen $R_{Fe,S}$ en de kwaliteitsfactor Q zijn frequentieafhankelijk en zijn uit de datasheet te halen (grafiek of tabel voor complexe permeabiliteit). Zie een van de volgende dia's voor een voorbeeld. $R_{Fe,P}$ is nodig bij het bepalen van de warmteontwikkeling. Dit laatste geldt voor ferriet: bij ijzerpoeder wordt gebruik gemaakt van de fluxdichtheid. De datasheet van het materiaal geeft aan hoe.
C_P is vooral lastig te kwantificeren omdat meting geen direct uitsluitsel geeft: X_L en X_C resulteren tot één reactantie, ze zijn niet afzonderlijk te meten. De frequentieafhankelijkheid van L helpt hierbij ook niet.
Een mogelijke route: bereken X_L voor de werkfrequentie (volgende dia) en meet de resultante X. Bepaal het verschil, dat is X_C. Werk dat om tot capaciteit.
Andere mogelijkheid: zoek de eigenresonantie. Met de berekende waarde van L is de capaciteit te vinden.
Een valkuil hierbij is de zeer brede tolerantie van kernmaterialen. +/- 30% is niets bijzonders, vooral op hogere frequenties!
Een andere valkuil is magnetodiëlectrische resonantie bij MnZn ferrieten (Pan Pengfei en Zhang Ning, Elsevier, 2016). Dit verschijnsel is ook gerelateerd aan magnetostrictie, vergelijkbaar met hetgeen optreedt in bijvoorbeeld kwartskristallen en keramische resonatoren, en kan zorgen voor een resonantiepiek die niet te verklaren is uit zelfinductie en parasitaire capaciteit. In de aangehaalde publicatie is een effect geconstateerd rond 1 MHz in een blokje van 6x6x2 mm. Het is aannemelijk dat de resonantie zich verplaatst naar lagere frequenties bij grotere objecten.
Een vergelijkbaar artikel over NiZn ferrieten heb ik niet kunnen vinden, maar het is wel duidelijk uit de beschikbare documentatie dat NiZn ook magnetostrictie-eigenschappen heeft. Het is daarom aannemelijk dat zich bij dergelijke materialen ook resonanties ten gevolge van dit effect kunnen voordoen.

Ringkernen: zelfinductie

- Kies een materiaal dat gespecificeerd is voor de werkfrequentie(s)
- X_L op de laagste werkfrequentie moet ≈ een orde groter zijn dan Z_K
- $L = AL \cdot n^2$
- AL (in nH/n²) komt uit de datasheet

Uit de onderste formule is af te leiden dat stapelen van kernen de AL van het geheel verhoogt met een factor gelijk aan het aantal kernen. Pas op met de dimensies van AL: Amidon hanteert in de datasheets verschillende dimensies voor ferriet en ijzerpoeder. Daardoor valt de numerieke waarde voor ijzerpoeder in Amidon datasheets een factor 10 hoger uit. Micrometals hanteert wel de standaardconventies: nanohenry per kwadraat-winding.
Deze formules gelden in principe voor alle spoelen: met of zonder kernmateriaal, potkernen en ferrietstaven, mits AL bekend is (of uit A, *l* en μ berekend kan worden).

De verliesfactor tan(δ) is een functie van de stroomsterkte door de spoel resp. het volume van de kern (bepaalt het hysteresisverlies) en van de frequentie (bepaalt het wervelstroomverlies). Daaruit volgt dat de verliesfactor toeneemt met de stroomsterkte en de frequentie. Vandaar dat selectie op maximum frequentie erg belangrijk is, en wie twijfelt aan de grootte van de te gebruiken kern neme de grotere (meer volume = minder hysteresisverlies).

$AL = (\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A) / l$ [H/n²], als alle grootheden in SI-eenheden worden uitgedrukt:
n is het aantal windingen;
A is de doorsnede van het magnetische circuit in m²;
l is de lengte van het magnetische circuit in m;
Permeabiliteit van de vrije ruimte $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m; relatieve permeabiliteit μ_r komt uit de datasheet.
Nogmaals, in datasheets wordt AL meestal in nH/n² vermeld.
Wist u dat $\varepsilon_0 \mu_0 = 1/c^2$?



IJzerverliezen worden veroorzaakt door hysteresis- en wervelstroomverliezen. Zie volgende dia's voor ferriet- en ijzerpoederkernen.
Het gedissipeerde vermogen is te berekenen uit de spanning over de (geconverteerde) parallelweerstand (ferriet) of uit de maximale fluxdichtheid (ijzerpoeder).
Koperverliezen: door de gewone $P = I^2 \cdot R$ warmteontwikkeling. Stromen kunnen in bijvoorbeeld resonantiekringen flink oplopen, vooral als de Q hoog is (dat zal bij de meeste ferriet-toepassingen niet zo gauw het geval zijn, maar is sterk afhankelijk van het materiaal).
Houd rekening met het skineffect!
Bijzonder, en contra intuïtief: het ijzerverlies *neemt vaak toe* met *lagere* frequenties! Dit verschijnsel is wel materiaalafhankelijk. Zie de berekeningen verderop.
De behuizing isoleert en speelt ook een rol bij de uiteindelijke temperatuurstijging, vooral als de behuizing van kunststof is.

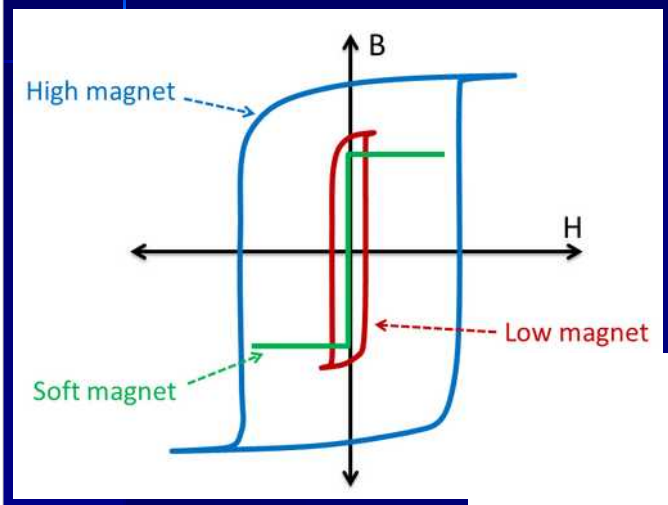
Denk er aan dat bij de berekeningen van ijzerverliezen alle conclusies het raam uit kunnen als de kern wordt gebruikt buiten het gespecificeerde frequentiegebied.

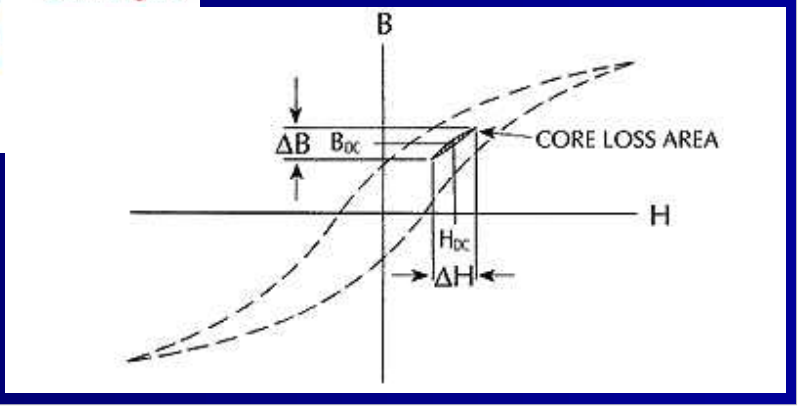
Voor de taalpuristen:
IJzerverliezen worden ook wel "kernverliezen" genoemd, want niet alle kernen zijn van ijzer;
Koperverliezen worden ook wel "geleidingsverliezen" genoemd, want niet alle geleiders zijn van koper.



De ijzerverliezen bij een trafo worden ook wel "nullast-verliezen" genoemd, omdat die onafhankelijk zijn van de belasting. Deze ijzerverliezen zijn dezelfde als bij een spoel (zonder secundaire wikkeling, dus).
Bij het type transformatoren dat hier wordt behandeld is de stroom door de belasting op de secundaire wikkeling (meestal) dominant t.o.v. de nullast. De koperverliezen komen voor rekening van de stroom door zowel de primaire als de secundaire wikkeling.
Denk er aan dat bij autotransformatoren de secundaire stroom in tegenfase ook door de primaire wikkeling vloeit. Dit geeft per saldo minder koperverlies dan een gewone trafo met gescheiden primaire en secundaire wikkelingen, gesteld dat de autotrafo geheel met dezelfde draaddikte wordt gewikkeld.

De B-H (hysteresis) kromme





H = veldsterkte [A/m]

B = fluxdichtheid [Tesla] = μ·H . In plaats van Tesla wordt ook vaak de grootheid Gauss (afgekort Gs) gebruikt: 1 Tesla = 10.000 Gauss.

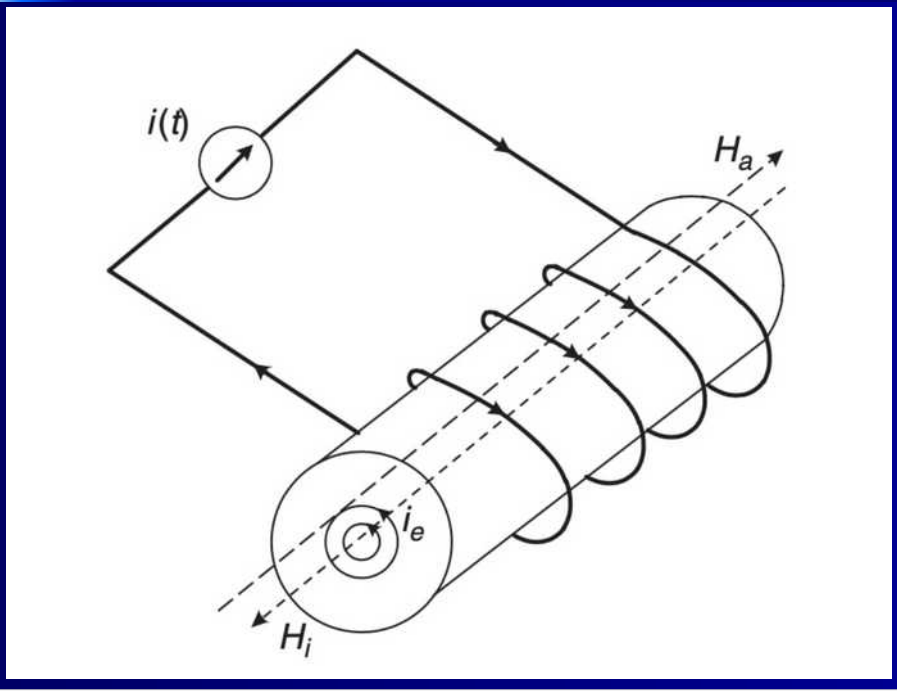
μ = permeabiliteit = $\mu_0 \cdot \mu_r$

μ_0 = 4·□ ·10^{-7} [Henry/m]. Permeabiliteit in vacuüm. Dit is een natuurconstante.

μ_r (ook wel: μ_s): Opzoeken in de datasheet van het materiaal. Deze waarde is afhankelijk van de frequentie en van de veldsterkte. Dat laatste zorgt voor een niet-lineair verband tussen B en H.

Bij een bepaalde waarde van H neemt B niet meer toe. Dit verschijnsel heet "verzadiging" ("saturation").
Als de veldsterkte wordt gereduceerd tot nul dan blijft een zekere hoeveelheid fluxdichtheid over. Dit heet "remanent" (blijvend) magnetisme. Bij een wisselend veld moet eerst het remanent magnetisme worden gecompenseerd (met de "coërcitieve veldsterkte", Hc) voordat de flux kan ompolen. Vandaar de lusvorm van de grafiek.
Het doorlopen van de lus kost energie. Hoe meer omsloten oppervlak ("hard" materiaal), des te meer energie. Deze energie warmt de kern op en draagt niet bij aan uitgestraald RF-vermogen.

Wervelstromen



Als de kern geen perfecte isolator is, zal het wisselende magneetveld ook stroom induceren in de kern: wervelstromen (eddy currents, I_e in de afbeelding).

Omdat $P = I_e^2 \times R_{kern}$ geeft dit vermogensverlies.

NiZn ferrieten hebben een hoge soortelijke weerstand en hebben daardoor weinig last van wervelstromen.

MnZn ferrieten hebben een relatief lage soortelijke weerstand en hebben daardoor meer last van wervelstromen, en dus ook meer verliezen.

IJzerpoeder heeft weinig last van wervelstromen door de zeer kleine afmetingen van de ijzerkorrels.

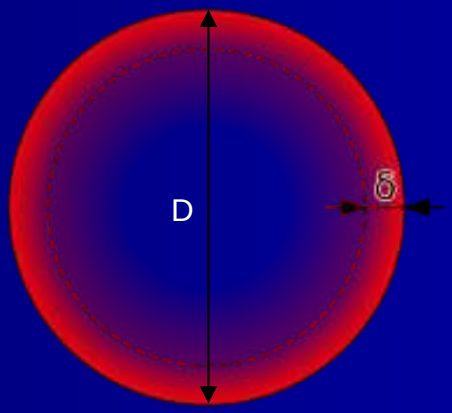
Koperverliezen: Skineffect

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}\left(\sqrt{1+(\rho\omega\varepsilon)^2}+\rho\omega\varepsilon\right)}$$

$$\delta \approx \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}}, als\ \omega \ll \rho\varepsilon$$

$$R = \frac{l\rho}{\pi(D-\delta)\delta} \approx \frac{l\rho}{\pi D\delta}$$

De benadering geldt voor D>>δ



Skineffect vergroot de ohmse weerstand van de wikkelingen t.o.v. de waarde voor gelijkstroom.
ρ = resistivity of the conductor
ω = angular frequency of current = 2 π f , where f is the frequency.
μ = permeability of the conductor, $\mu_r \mu_0$
μ_r = relative magnetic permeability of the conductor
μ_0 = the permeability of free space: $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m
ε = permittivity of the conductor, $\varepsilon_r \varepsilon_0$
ε_r = relative permittivity of the conductor
ε_0 = the permittivity of free space: $8.8541878188 \times 10^{-12}$ F/m (= $1/\mu_0 c^2$)

l = wire length

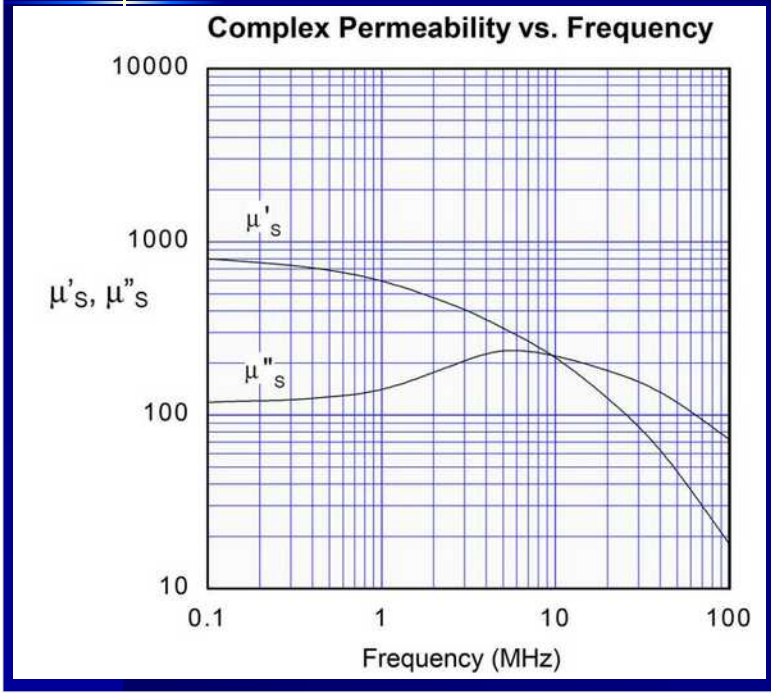
Maximum fluxdichtheid B (zowel ijzerpoeder als ferriet)

- $B = \frac{E \cdot 10^8}{4.44 \cdot A \cdot n \cdot f} [Gs = Mx/cm^2]$
  - E: RMS spoelspanning
  - A: doorsnede kernmateriaal, in cm^2
  - n: aantal windingen
  - f : frequentie, in Hz
- Vuistregel maximum B:

Frequency: AC Flux Den.	100 KHz 500 gauss	1 MHz 150 gauss	7 MHz 57 gauss	14 MHz 42 gauss	21 MHz 36 gauss	28 MHz 30 gauss

Uit de formule blijkt dat B toeneemt met afnemend aantal windingen!
Bron: Amidon data book
Enig verder onderzoek leverde op dat bij ferriet (materiaal 43) de temperatuur oploopt tot het curiepunt bij maximum B en een omgevingstemperatuur van 25°C. In die zin is er dus een verband te vinden. Bij andere materialen is het verband veel losser – dit kan zowel positief als negatief uitwerken. Vandaar dat de waarden voor B in de tabel als vuistregel moeten worden gezien. Het uitrekenen van de warmteontwikkeling in de kern is een betrouwbaarder indicator, zie de volgende dia's.

Ferriet: verlieshoek en Q



- Verlieshoek:

$$\tan(\delta) = \frac{\mu_s''}{\mu_s'}$$

- Kwaliteitsfactor:

$$Q = \frac{1}{\tan(\delta)}$$

- Serieweerstand

$$R_s = \frac{\omega \cdot \mu_0 \cdot \mu''_s \cdot A \cdot n^2}{l}$$

μ'_s Is het inductieve deel van de permeabiliteit, μ''_s is het ohmse deel (de gecombineerde ijzerverliezen komen tot uitdrukking in μ''_s).
Voor resonantiekringen moet Q > 100 zijn. Voor transformatoren en vooral voor storingsonderdrukking (mantelstroomfilters!) kan Q (veel) lager zijn. Let daarop bij het selecteren van een kernmateriaal.
Uit de grafiek op deze dia blijkt dat dit materiaal (Amidon 43) niet bruikbaar is voor resonantiekringen, ongeacht de frequentie. Immers, Q wordt nergens groter dan 100.
μ_i is de initiële relatieve permeabiliteit en is te vinden in de datasheet. Meestal is deze gelijk aan de waarde van μ'_s bij de laagste frequentie in de grafiek voor "complex permeability".
Rs is de serieweerstand (als gevolg van ijzerverliezen) bij hoekfrequentie . Zoek μ''_s voor de bijbehorende frequentie op in de grafiek (zie de datasheet van het materiaal).
Fair-Rite verstrekt tabellen (in .csv format) van de *gemeten* complexe permeabiliteit als functie van de frequentie voor hun ferrieten. Deze tabellen zijn te downloaden van hun website. Uit deze tabellen blijkt dat bij de MnZn materialen 75 en 77 μ' omklapt van positief naar negatief bij frequenties van resp. ongeveer 2,5 en 5 MHz. Boven deze frequenties vertonen spoelen die gewikkeld zijn op kernen van deze materialen dus capacitief gedrag!
TDK waarschuwt dat de eigenschappen van NiZn ferrieten onomkeerbaar veranderen bij "sterke magnetische velden". Denk daarbij aan de verzadigingsveldsterkte.

Ferriet (T140-43): voorbeeld (Amidon)

$$\text{Temperature Rise (°C)} = \left[\frac{\text{Total Power Dissipation (Milliwatts)}}{\text{Available Surface Area (cm}^2\text{)}}\right]^{.833}$$

P	100	W			
Z	50	ohms(p)	450	ohms(s)	
E =	70.71	Vrms (p)	212.13	Vrms(s)	
n	5	turns(p)	15	turns(s)	
i =	0.943	Arms(p)	0.471	Arms(s)	
f	2.80E+07	Hz =	28.00	MHz	
A =	0.80645	cm2 =	0.000080645	m2	Cross section
B=	14.11	Gauss			
μi	850	Mat 43			
μ_0	1.25664E-06	H/m			
μr' @ f	122		Fair-Rite doc		
μr" @ f	207				
Tan(δ) =	1.696721311	Q=	0.589371981		
Tan(δ)/μi =	0.001996143		Loss factor		
F(orm factor)	1.12226E-09	H	AL/μi		
XL =	4195.55	ohm	Rs =	1021.7	ohm
Rp =	1376.65	ohm			
Dissipation:					
In Rp	3.632	W			
Sfc. Area	34.96	cm2			
T-rise =	47.8	K	Continuous duty (Amidon formula)		

Uit dit voorbeeld blijkt dat de temperatuur van dit materiaal behoorlijk kan oplopen in het geval van continubedrijf. In de praktijk zal het wel meevallen omdat bij CW en SSB het gemiddelde vermogen veel lager is dan het piekvermogen. Pas wel op bij continuvermogen modes zoals RTTY, PSK en FM.
Bij andere materialen is de warmteontwikkeling ook anders. Materiaal 61 (≈4C65) zal minder warm worden, maar vooral MnZn kernen kunnen flink opwarmen. Reden temeer om die niet te gebruiken als HF-balun of –transformator op HF bij hogere vermogens dan een paar watt.
De formule in de dia is afkomstig uit Amidon documentatie.
De "Cross section (Ae)" is uit te rekenen, maar staat ook in de datasheet van de ringkern.
De "total surface area": uitrekenen.
Houd er rekening mee dat de oppervlaktebehandeling (coatings!) en de wikkeling (isolatie: PVC is een slechtere warmtegeleider dan PTFE of emaille) invloed kunnen hebben op de thermische weerstand naar de omgeving. Wat ook uitmaakt is of de transformator is ingebouwd in een kastje: deze formule geldt voor "free standing air", vrije ruimte dus, zonder geforceerde ventilatie.
In geval van ferriet is het koperverlies meestal te verwaarlozen t.o.v. het ijzerverlies.

Er zijn andere methoden om de thermische weerstand (kern-omgeving) uit te rekenen (zie bijvoorbeeld Sanjaya Maniktala, "Switching Power Supplies A-Z", 2nd edition, ISBN 978-0-12-386533-5 , Chapter 3, pp. 154-155). Deze methode is gebaseerd op EE, EI, ETD en EC kernen en het materiaalvolume (Vcore, Ve). Omdat ringkernen een andere geometrie hebben vind ik het aannemelijk dat de Amidon formule beter van toepassing is op hun producten. De resultaten waren trouwens niet heel verschillend, Maniktala komt ca. 20% hoger uit.
Tnx PA2KOP

IJzerpoeder: warmte-ontwikkeling

- Zie datasheets voor formules "Core Loss"
- Deze formules zijn *niet* geldig buiten het gespecificeerde frequentiebereik!
- N.B. niet alle datasheets zijn het met elkaar eens
- Omdat bij ijzerpoeder de ijzerverliezen relatief klein zijn, is het koperverlies hier – vooral bij hogere frequenties – niet te verwaarlozen!
- Denk aan de behuizing – plastic isoleert!

Zie ook: het LW-10 verhaal verderop
Bovendien zorgt de behuizing voor stilstaande lucht, ook als het materiaal ervan zelf een goede warmtegeleider is.

T200-2 (Carbonyl ijzerpoeder): voorbeeld

$$\text{Core Loss } (mW/cm^3) = \frac{f}{\frac{a}{B_{pk}^{\ 3}} + \frac{b}{B_{pk}^{\ 2.3}} + \frac{c}{B_{pk}^{\ 1.65}}} + d \cdot B_{pk}^{\ 2} \cdot f^2$$

where B_{pk} expressed in gauss, f expressed in hertz, and:
a=4.00E+09, b=3.00E+08, c=2.70E+06, d=9.60E-16

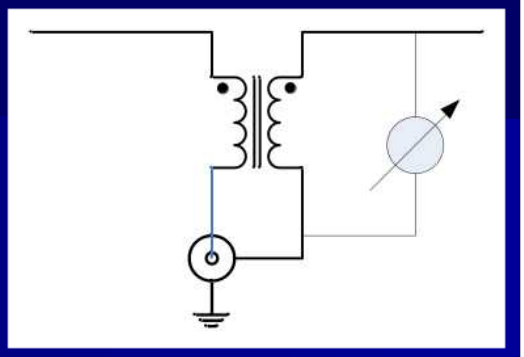
$$\text{Temperature Rise (°C)} = \left[\frac{\text{Total Power Dissipation (Milliwatts)}}{\text{Available Surface Area (cm}^2\text{)}}\right]^{.833}$$

$$B = \frac{E \cdot 10^8}{4.44 \cdot A \cdot n \cdot f}$$

f	2.00E+06	Hz =	2.00	MHz		f	2.80E+07	Hz =	28.00	MHz	
a	4.00E+09					a	4.00E+09				
b	3.00E+08					b	3.00E+08				
c	2.70E+06					c	2.70E+06				
d	9.60E-16					d	9.60E-16				
B	48.23	Gs @	100 W and	50 ohms		B	3.45	Gs @	100 W and	50 ohms	
Volume	16.400	cm3	(alternative calc)			Volume	16.400	cm3	(alternative calc)		
Core loss =	33.79	mW/cm3	or	65.63	mW/cm3	Core loss =	9.17	mW/cm3	or	4.11	mW/cm3
Core dissipation=	0.55	W		1.08	W	Core dissipation=	0.15	W		0.07	W
Conduction loss=	0.0748	W		0.0748	W	Conduction loss=	0.2723	W		0.2723	W
Total losses=	0.63	W		1.15	W	Total losses=	0.42	W		0.34	W
T-rise =	6.99	K		11.56	K	T-rise =	5.02	K		4.18	K

Deze rekenmethode klopt met de curves voor core loss in de datasheet van Material-2.
De formule geeft de Core Loss in mW/cm^3. Het volume van de kern is ook weer te vinden in de datasheet.
Bron: Micrometals 2023 Iron Powder Products Catalog (pp. 17, 57)
Bewikkeld met 13 windingen 1.2 mm Ø verzilverd wikkeldraad.
Uit dit voorbeeld blijkt dat ijzerpoeder materiaal 2 veel minder warmteontwikkeling geeft dan ferriet materiaal 43.
De formule voor de "alternatieve berekening" is van Amidon (Section 1: Iron Powder Cores, pagina 1-38):
Core loss (mW/cm3) = 8.86 x 10^{-10} x $f^{1.14}$ x $B^{2.19}$. Deze formule heeft betrekking op Amidon materiaal 2.

Stroombalun: warmteontwikkeling



- Warmte bij onbalans
- Meet spanning over wikkelingen (V_{RF})
- Ferriet: berekening R_P als bij ijzerverlies
  $P = V_{RF,eff}^2 / R_P$
  - $R_P = R_S \cdot (1 + Q^2)$
- IJzerpoeder: bepaal het ijzerverlies via de route E B Volume x Core loss

Meet met een HF spanningsmeter de spanning tussen ingang en uitgang van de balun, gemeten langs de (ader die is aangesloten op de) afscherming.

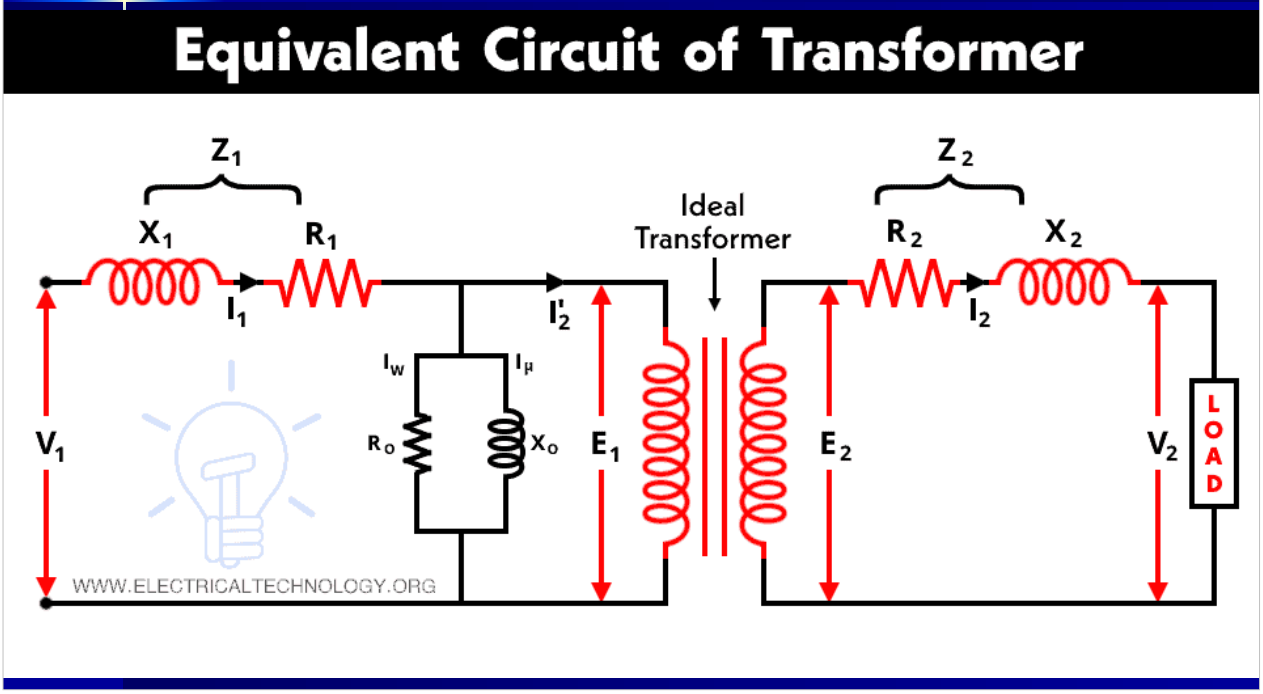
$E = V_{RF, eff}$

Strooiveld

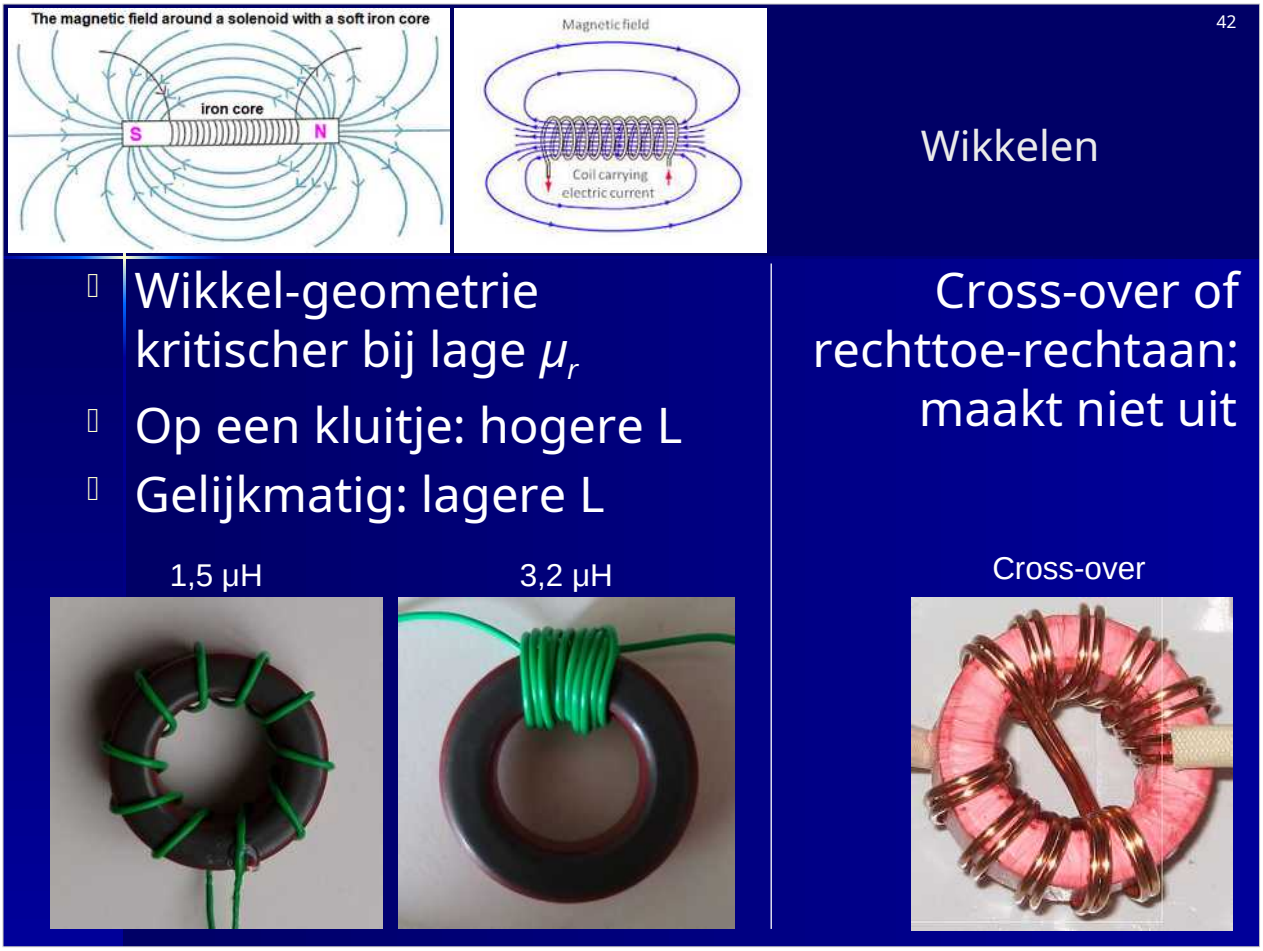
- In het ideale geval heeft een ringkern geen strooiveld
- Praktijk: je hebt last van strooiveld als:-
  - Weinig windingen en/of ongelijkmatig
  - Lage permeabiliteit
- Strooiveld doet niet mee aan transformator!
- T (= n_2/n_1) klopt niet meer misaanpassing!

Zie "Calculation of Inductance of Sparsely Wound Toroidal Cores", A. Pokryvailo (Spellman High Voltage Electronics Corp.).

Vervangschema trafo



R1, R2: koperverliezen
Ro: IJzerverliezen
X1, X2: Zelfinductie strooiveld
Xo: Primaire zelfinductie



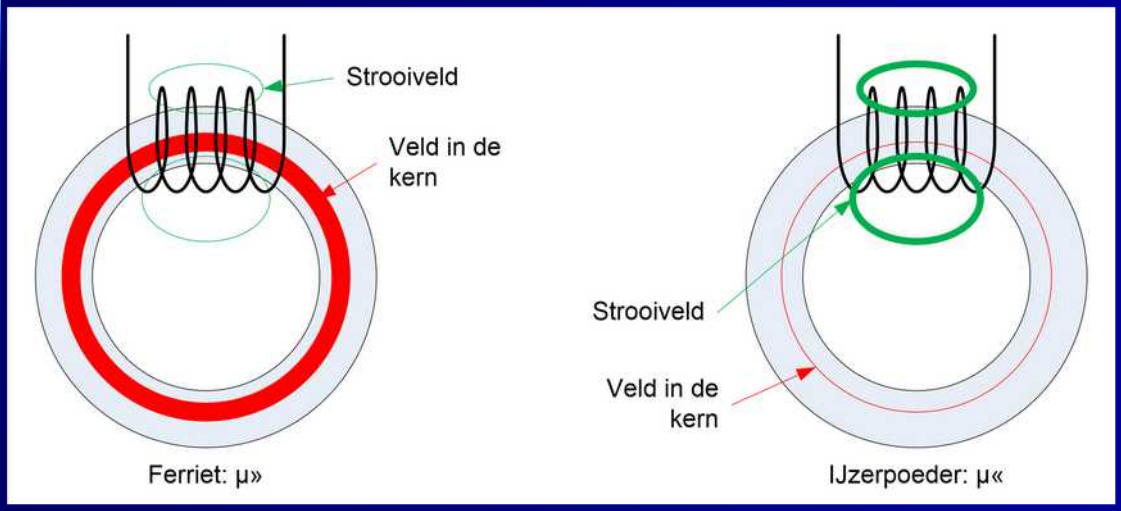
De rood-grijze kern is een Micrometals T130-2, relatieve permeabiliteit = 10. Gemeten met de NanoVNA, f = 50 kHz. Het relatieve verschil tussen "goed verdeeld" en "op een kluitje" is hier 52%.
In het tweede geval is de lengte van de spoel korter en daardoor L groter. Bij een hogere permeabiliteit verdwijnt dat verschil omdat de effectieve lengte van de spoel dan steeds meer de omtrek van de kern benadert, en het veld opgesloten raakt in de kern. Daardoor wordt de relatieve invloed van het strooiveld kleiner.

Bij een 4C65 (of FR/Amidon 61, μ_r = 125) is het verschil 16%. Doe dezelfde test met bijvoorbeeld een FT140-43 (μ_r = 850) en het verschil krimpt tot 2,5%. Bij 3E25 (μ_r = 7000) is het verschil nog 1,2%.

Verder blijkt "losjes gewikkeld" of "strak om de kern" zeer weinig verschil te maken, ongeacht de permeabiliteit.

Rechter afbeelding: hier is een kern "cross-over" gewikkeld. In de linker afbeeldingen is er geen sprake van een "cross-over". Elektrisch maakt dit geen verschil. Een voordeel van de "cross-over" kan zijn dat de aansluitingen t.o.v. de kern diametraal tegenover elkaar zitten, wat bij montage in de schakeling of in het kastje beter kan uitkomen.

Wikkelen: op een kluitje, ferriet vs. ijzerpoeder



Deze dia illustreert het verschil in strooiveld tussen een ferrietkern en een ijzerpoederkern.

Bij de ferrietkern (links) is de "magnetische weerstand" (reluctantie = 1/permeabiliteit) voor het veld door de kern veel kleiner dan er buitenom. Het veld blijft dus goed opgesloten in de kern, ondanks dat alle windingen over een klein deel van de totale omtrek gewikkeld zijn. De magnetische lengte van de spoel is op die manier nagenoeg gelijk aan de inwendige omtrek van de kern.

Bij de ijzerpoederkern (rechts) is de permeabiliteit veel kleiner. Daardoor kan het zelfs zo zijn dat de "magnetische weerstand" buitenom lager is dan door de kern heen als de spoel over een klein deel van de omtrek gewikkeld is. Daardoor heeft de kern ook minder effect en krijgt de invloed van de lengte van de spoel de overhand. Immers:

$L = \mu_0 \times N^2 \times A / l$,

Waardoor de zelfinductie juist toeneemt als de spoel korter is. Om de koppeling (tussen transformatorwikkelingen bijvoorbeeld. Ook een balun is een transformator!) te maximaliseren is het noodzakelijk om de omtrek van de kern volledig te benutten en de windingen dus gelijkmatig te verdelen over de kern, waarbij de primaire en de secundaire wikkeling met elkaar verweven moeten zijn (in plaats van de wikkelingen naast elkaar of zelfs tegenover elkaar). Voor smoorspoelen speelt dit geen rol van betekenis (en die zullen sowieso meestal een ferrietkern hebben).

HF Kits laat in de bouwbeschrijving van de door hen geleverde 1:9 unun duidelijk zien hoe dit in z'n werk gaat.

Kernmaterialen – Amidon ferriet

FERRITE MATERIALS

MATERIAL 33 (μ = 850) A manganese-zinc material having low volume resistivity. Used for low frequency antennas in the 1 KHz to 1 MHz frequency range. Available in rod form only.

MATERIAL 43 (μ = 850) High volume resistivity. For medium frequency inductors and wideband transformers up to 50 MHz. Optimum frequency attenuation from 40 MHz to 400 MHz. Available in toroidal cores, shield beads, multi-aperture cores and special shapes for RFI suppression.

= 4C65 (paars) (Ferroxcube)

MATERIAL 61 (μ = 125) Offers moderate temperature stability and high 'Q' for frequencies 0.2 MHz to 15 MHz. Useful for wideband transformers to 200 MHz and frequency attenuation above 200 MHz. Available in toroids, rods, bobbins and multi-aperture cores.

MATERIAL 63 (μ = 40) For high 'Q' inductors in the 15 MHz to 25 MHz frequency range. Available in toroidal form only.

MATERIAL 64 (μ = 250) Primarily a bead material having high volume resistivity. Excellent temperature stability and very good shielding properties above 400 MHz.

MATERIAL 67 (μ = 40) Similar to the 63 material. Has greater saturation flux density and very good temperature stability. For high 'Q' inductors, (10 MHz to 80 Mhz). Wideband transformers to 200 MHz. Toroids only.

MATERIAL 68 (μ = 20) High volume resistivity and excellent temperature stability. For high Q' resonant circuits 80 MHz to 180 MHz. For high frequency inductors. Toroids only.

MATERIAL 73 (μ = 2500) Primarily a ferrite bead material. Has good attenuation properties from 1 MHz through 50 MHz. Available in beads and some broadband multi-aperture cores.

MATERIAL 77 (μ = 2000) Has high saturation flux density at high temperature. Low core loss in the 1 KHz to 1 MHz range. For low level power conversion and wideband transformers. Extensively used for frequency attenuation from 0.5 MHz to 50 MHz. Available in toroids, pot cores, E-cores, beads, broadband balun cores and sleeves. An upgrade of the former 72 material. The 72 material is still available in some sizes, but the 77 material should be used in all new design.

MATERIAL 'F' (μ = 3000) High saturation flux density at high temperature. For power conversion transformers. Good frequency attenuation 0.5 MHz to 50 MHz. Toroids only.

MATERIAL 'J'/75 (μ = 5000) Low volume resistivity and low core loss from 1 KHz to 1 MHz. Used for pulse transformers and low level wideband transformers. Excellent frequency attenuation from 0.5 MHz to 20 MHz. Available in toroidal form and ferrite beads as standard off the shelf in stock. Also available in pot cores, RM cores, E & U cores as custom ordered parts with lead time for delivery.

MATERIAL K (μ = 290). Used primarily in transmission line transformers from 1.0 MHz to 50 MHz range. Available from stock in a few sizes in toroidal form only.

MATERIAL W (μ = 10,000). High permeability material used for frequency attenuation from 100 KHz to 1 MHz in EMI/RFI filters. Also used in broadband transformers. Available in toroidal form from stock. As custom ordered parts for pot cores, EP cores, RM cores.

MATERIAL H (μ = 15,000). High permeability material used for frequency attenuation under 200 KHz. Also used in broadband transformers. Available in toroidal form only.

Material 77 of J toepassen als common mode choke op de HF-banden.
Amidon heeft geen rechtstreeks alternatief voor Ferroxcube 3E25/3E27. Material 'J' komt het dichtst in de buurt.

Kernmaterialen – Fair-Rite ferriet

Property	Unit	Symbol	68	67	61	52	51	43	79	77	97	78	98	95	75	76
Material Type			NiZn	NiZn	NiZn	NiZn	NiZn	NiZn	MnZn	MnZn	MnZn	MnZn	MnZn	MnZn	MnZn	MnZn
Initial Permeability @ B <10 gauss		μ	16	40	125	250	350	800	1400	2000	2000	2300	2400	3000	5000	10000
Flux Density	gauss	B	2700	2300	2500	4200	3500	3500	4600	5100	5000	4800	5000	5000	4800	4000
	mT		270	230	250	420	350	350	460	510	500	480	500	500	480	400
@ Field Strength	oersted	H	40	20	15	10	10	10	5	5	5	5	5	5	5	5
	A/m		3200	1600	1200	800	800	800	400	400	400	400	400	400	400	400
Residual Flux Density	gauss	Br	1000	1000	1000	2900	2300	2200	1500	1800	1500	1500	2000	1200	1000	1800
	mT		100	100	100	290	230	220	150	180	150	150	200	120	100	180
Coercive Force	oersted	Hc	7	3	1.2	0.6	0.6	0.36	0.34	0.25	0.16	0.2	0.17	0.18	0.11	0.12
	A/m		560	240	96	48	48	36	32	20	13	16	14	14	9	10
Loss Factor	10^{-6}	tan δ/μ	300	180	90	45	30	100	4	15	3.5	3	3	2.5	15	15
@ Frequency	MHz		100	50	10	1	1	1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.025
Temperature Coefficient of Initial Permeability (20 – 70°C)	%/°C	T.C.	0.1	0.05	0.1	0.8	1.3	1.25	0.6	1.2	1.4	1	1.5	0.6	1	0.5
Curie Temperature	°C	Tc	>500	>450	>300	>250	>170	>130	>225	>200	>220	>200	>215	>220	>150	>120
Resistivity	ohm-cm	ρ	10^{7}	10^{7}	10^{8}	10^{9}	10^{9}	10^{5}	200	100	200	200	200	200	300	50
Application Area	**Low flux density devices**															
Recommended Frequency Range	MHz		<500	<150	<40	<20	<20	<10	<3	<1.5	<1.5	<1.5	<1.5	<1.5	<0.2	<0.1

Tabel voor Inductive materials
Fair-Rite geeft iets andere adviezen m.b.t. toepassingsfrequentie dan Amidon.
"Resistivity" = soortelijke weerstand.

Kernmaterialen – Amidon IJzerpoeder

MATERIAL #2 (μ=10):
A Carbonyl 'E' iron powder material having high volume resistivity. Offers high 'Q' for the 2 MHz to 30 MHz. frequency range. Available in toroidal form and shielded coil form.

MATERIAL #3 (μ=35):
A carbonyl 'HP' material having excellent stability and good 'Q' for the lower frequencies from 50 KHz. to 500 KHz. Available in toroidal form and shielded coil form.

MATERIAL #6 (μ=8):
A carbonyl 'SF' material. Offers very good 'Q' and temperature stability for the 20 MHz to 50 MHz frequency range. Available in both toroidal form and shielded coil form.

IRON POWDER TOROIDAL CORES (For Resonant Circuits)

MATERIAL 2	Permeabilty 10		Freq. Range 2 MHz - 30 MHz				Color - Red
	O.D. inches)	I.D. (inches)	Hgt. (inches)	ℓ_e (cm)	A_e $(cm)^2$	V_e $(cm)^3$	A_L Value μh/100 turns
	.125	.062	.050	.74	.010	.007	20
	.160	.078	.060	.95	.016	.015	22
	.200	.088	.070	1.15	.025	.029	25
	.255	.120	.096	1.50	.042	.063	34
	.307	.151	.128	1.83	.065	.119	43
	.375	.205	.128	2.32	.070	.162	40
	.440	.229	.159	2.67	.107	.286	52
	.500	.303	.190	3.03	.121	.367	49
	.690	.370	.190	4.24	.196	.831	57
	.795	.495	.250	5.15	.242	1.246	55
	.942	.560	.312	6.00	.385	2.310	84
	1.060	.570	.437	6.50	.690	4.485	135
	1.300	.780	.437	8.29	.730	6.052	110
	1.570	.950	.570	10.05	1.140	11.457	140
	1.840	.950	.710	11.12	2.040	22.685	240
T-200-2	2.000	1.250	.550	12.97	1.330	17.250	120
T-200A-2	2.000	1.250	1.000	12.97	2.240	29.050	218
T-225 -2	2.250	1.405	.550	14.56	1.508	21.956	120
T-225A-2	2.250	1.485	1.000	14.56	2.730	39.749	215
T-300 -2	3.058	1.925	.500	19.83	1.810	35.892	114
T-300A-2	3.048	1.925	1.000	19.83	3.580	70.991	228
T-400 -2	4.000	2.250	.650	24.93	3.660	91.244	180
T-400A-2	4.000	2.250	1.300	24.93	7.432	185.280	360
T-520 -2	5.200	3.080	.800	33.16	5.460	181.000	207

KIJK UIT met de ijzerpoeder datasheets van Amidon: de vermelde AL is een factor 10 hoger dan je zou verwachten. Het staat weliswaar boven aan de pagina, maar als je er niet op let zou je er zo in trappen.
Bij de datasheets van Micrometals kloppen de dimensies wel met de gangbare standaarden.

Wikipedia:
Carbonyl iron is a highly pure (97.5% for grade S, 99.5+% for grade R) iron, prepared by chemical decomposition of purified iron pentacarbonyl. It usually has the appearance of grey powder, composed of spherical microparticles. Most of the impurities are carbon, oxygen, and nitrogen. BASF invented carbonyl iron powder in 1925 and claims to be the world's leading producer. In 1934, BASF was also involved in the development of the very first magnetic tapes used by the AEG Magnetophon tape recorder. Carbonyl iron became the first magnetic recording material (although quickly replaced in 1936 by iron oxide).
In electronics, carbonyl iron is used to manufacture magnetic cores for high-frequency coils and in production of some ferrites. Spherical particles manufactured of carbonyl iron are used as a component of the radar absorbing materials used by the military, in stealth vehicles, for example. Other uses are in powder metallurgy, metal injection molding, and in various specialty products. Powdered cores made of carbonyl iron have high stability of parameters across a wide range of temperatures and magnetic flux levels, with excellent Q factors between 50 kHz and 200 MHz . A popular application is in broadband inductors, especially in high-power applications.

Kernmaterialen – Micrometals IJzerpoeder

Material Mix No.	Reference Permeability	Typical AL Tolerance (%)	Powder Type	Temp Coef of Perm (+ppm/C°)	Density gm/cm³	Max Frequency (MHz)	Relative Cost*	Color Code Toroid	Product Group		
									RF	PC	200C
-2	10	±5	Carbonyl Iron	95	5.0	45	2.2	Red/Clear	✓	✓	
-8	35	±10	Carbonyl Iron	255	6.5	5.0	3.1	Yellow/Red	✓	✓	
-14	14	±10	Carbonyl Iron	150	5.2	20	2.8	Black/Red		✓	
-18	65	±10	Iron	385	6.6	1.3	2.7	Green/Red		✓	
-19	55	±10	Iron	650	6.8	1.0	1.2	Red/Gr		✓	
-26	75	±10		825	7.0	0.38	1.0	Yellow/White		✓	
-30	22	±10	Iron		6.0		1.1	Green/Gray		✓	
-34	33	±10	Iron	565		1.4	1.3	Gray/Blue		✓	
-35	33	±10	Iron		6.3		1.1	Yellow/Gray		✓	
-38	85	±10		956	7.1	0.27	1.1	Gray/Black		✓	
-40	60	±10	Iron	950	6.9	0.38	1.0	Green/Yel		✓	
-45	100	±10	Iron	1043	7.2	0.34	2.6	Black/Black		✓	
-52	75	±10	Iron	650	7.0	0.59	1.1	Green/Blue		✓	

*Relative cost as compared to Micrometals -26 or -40 materials for a 25mm toroid

Kernmaterialen – Ferroxcube (Philips)

- 4C65 (paars, NiZn): OK voor HF-baluns en ununs. Vergelijkbaar met Amidon 61
- 3E25 (oranje, MnZn), 3E27: OK voor mantelstroom-smoorspoelen.
  - Dissipatief op HF, niet geschikt als balun of unun
  - Zeer geschikt voor ontstoring, mantelstroom
  - Amidon equivalent ≈ 'J' / 75
  - TDK/Epcos equivalent ≈ N30

Ferroxcube is nog wel verkrijgbaar, maar vereist enig zoekwerk naar een distributeur die ook kleine aantallen levert aan particulieren.
De aangegeven kleurcodes waren vroeger in gebruik. Tegenwoordig hebben ze allemaal een gebroken witte epoxy coating en zijn op grond daarvan dus niet meer van elkaar te onderscheiden!
Voor wat betreft de typenummers: soms is alleen de coating anders dan vroeger. Dat is in elk geval het verschil tussen "TN" (polyamide) en "TX" (epoxy) kernen. Voor de rest heb ik geen verschillen kunnen ontdekken.
Meer info: https://www.pe1abr.nl/losstest_UK.htm

Determineren van onbekende ringkernen: Permeabiliteit



F77 (MnZn) ≈6k



F43 (NiZn)

- Meet het materiaal met de ohmmeter:
  - Kern meet door: MnZn, lage Q op HF, hoge
  - Kern meet ∞: NiZn, hoge(re) Q op HF, lagere
- Resonantiefrequentie met bekende C
- Met LCR-meter (op ≈10 kHz), VNA (≈50 kHz):
  - Bewikkel de kern en meet de zelfinductie L
  - Met aantal windingen n: bepaal $AL = \frac{L}{n^2}$
  - Meet de kern op en bereken men A (in m en m² !)
  - Met $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, bereken: $\mu_i = \frac{AL \cdot l}{\mu_0 \cdot A}$
  - De initial permeability μ_i staat in de datasheet van het materiaal
- Met deze gegevens is de kern traceerbaar in de databoeken (mits van een courant merk)

Nadeel van de resonantiemethode is dat vaak gemeten moet worden op een frequentie waar het materiaal van de kern niet geschikt voor is (μ'' is niet te verwaarlozen en μ' begint af te nemen). Bovendien beginnen parasitaire effecten zich te openbaren.
De tweede methode heeft dat bezwaar niet, omdat 10 kHz de frequentie is waarop kernmaterialen meestal gespecificeerd zijn. Op die frequentie is μ'' verwaarloosbaar en μ' heeft nog de initiële waarde.
Bezitters van een Nano-VNA kunnen deze gebruiken op poort 1 om zelfinductie te meten, gebruik de laagste frequentie waarop het apparaat betrouwbare resultaten produceert (50 kHz). Zelfs bij Fair-Rite materiaal 76 geeft dit nog acceptabele resultaten.
N.B. ijzerpoederkernen hebben een kleurcodering waarmee ze terug te vinden zijn in de datasheets! Bij ferriet is die tegenwoordig meestal afwezig.

Ger Koper (PA2KOP) heeft een gedetailleerd artikel hierover geschreven in Electron ("NanoVNA-metingen van de complexe permeabiliteit van ferrietkernen", maart 2025, pp.121-124). In deze methode wordt één winding om de kern gelegd. Voor ferrieten geeft deze methode goede resultaten. Voor kernen met lage permeabiliteit (ijzerpoeder!) gaat het strooiveld echter een te grote rol spelen en worden de resultaten onbetrouwbaar (zie de dia's over "wikkelen").

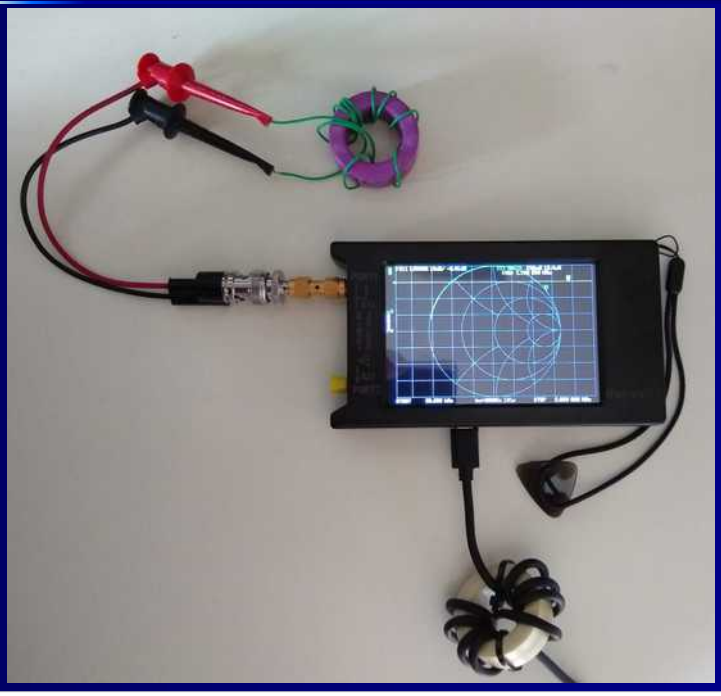
Determineren van onbekende ringkernen: Q / verliesfactor

- Alleen nodig als de kern niet terug te vinden is
- Gaat het beste met een (nano)VNA
  - Denk er aan dat de VNA gekalibreerd moet zijn
  - Sluit de VNA aan op de PC via USB
  - Common mode smoorspoel in USB snoer!
  - Bewikkel de kern, bijvoorbeeld n = 10
  - Sluit deze spoel aan op poort 1 van de VNA
  - NanoVNA-app (of –saver) laat meteen Q zien!
    - In de datasheets staat de meetfrequentie
  - Verliesfactor $= \frac{1}{Q \cdot \mu_i}$

De verliesfactor is een kengetal dat genoemd staat in de datasheet van de (ferriet)kern.

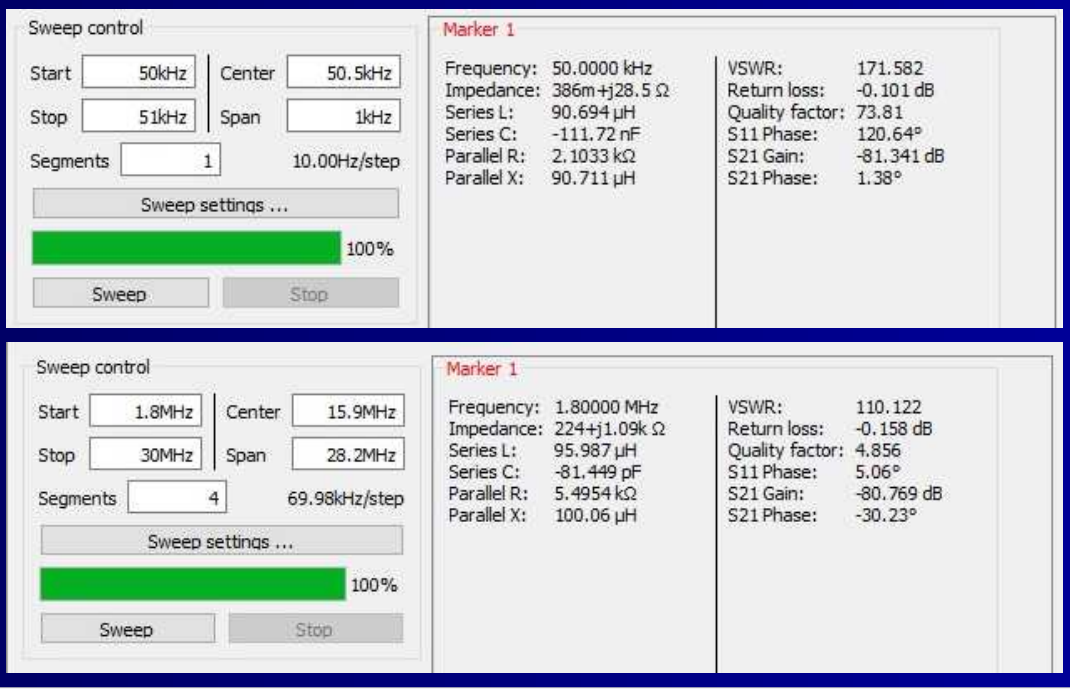
Meestal is deze exercitie niet nodig: de ohmse weerstand van het materiaal zelf, de AL samen met de afmetingen de afmetingen en de daaruit berekende i maken de kern en de gebruikte mix traceerbaar, als het er een is van een courant merk (Fair-Rite, Amidon, Epcos/TDK of Micrometals). Als dat niet lukt dan ontkom je niet aan het bepalen van de verliesparameters op de beoogde werkfrequentie teneinde de kern in een project te kunnen toepassen.

Testopstelling kernen-determinatie met VNA



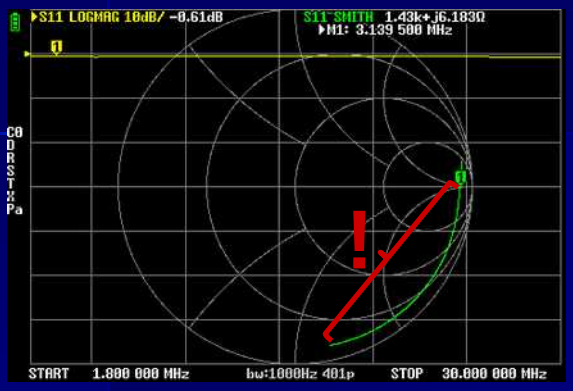
De losliggende draden van de adapter en de spoel voegen ongeveer 600 nH toe aan de meetopstelling.
Beperkingen: bij lage permeabiliteit wordt de meting onbetrouwbaar omdat de losliggende bedrading een significant deel gaat uitmaken van het meetcircuit. Deze invloed kan worden beperkt door veel windingen op de kern te leggen. Pas in dat geval echter op voor parasitaire capaciteit: die kunnen resonantieverschijnselen veroorzaken. Dit is herkenbaar doordat het imaginaire deel van de impedantie bij oplopende frequentie niet meer toeneemt, maar plotseling gaat afnemen richting capacitief. Dat betekent dat op een zo laag mogelijke frequentie gemeten moet worden. Daarbij moet wel weer een afweging worden gemaakt in verband met de ijzerverliezen. Kies de meetfrequentie zodanig dat het reële deel van de impedantie een orde van grootte kleiner is dan het imaginaire deel.
Bij kernen met lage permeabiliteit (ijzerpoeder!) is het belangrijk om de windingen gelijkmatig over de omtrek van de kern te verdelen. Bij hogere permeabiliteit (ferriet, zie afbeelding) is dit minder kritisch.
Algemeen advies: sla de meetresultaten altijd op als Touchstone files (.s1p voor 1-poort metingen zoals deze, .s2p voor tweepoorts metingen zoals aan filters en transformatoren). Dan kan de meting later opnieuw worden geanalyseerd (bijvoorbeeld in Zplots) zonder dat opnieuw gemeten moet worden.

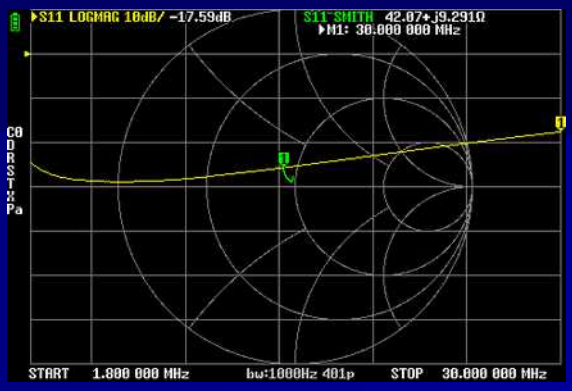
Meetresultaten NanoVNA-saver FT140-43



Zelfde kern: verschil in Q bij verschillende frequenties
Wikkeling van 10 windingen.

VNA-metingen: valkuilen





- Bij metingen aan spoelen (links):
  - Op hogere frequenties: parasitaire resonanties (let op de Smith chart! Van marker tot max capacitief)
  - Het reactieve deel van de impedantie is geen maat meer voor zelfinductie
  - Daarom: gebruik de laagst mogelijke frequentie
- Bij metingen aan trafo's (rechts):
  - Heb je hier minder last van, mits secundair belast
  - Overwegend reëel gedrag (mits ohms belast)

UUT: de 1:9 "meet-unun" (FT140/43, np:ns = 5:15), primaire wikkeling aan poort 1
Linker afbeelding: secundaire wikkeling open
Rechter afbeelding: secundaire wikkeling belast met 450 ohm. Return loss < -17,6 dB, VSWR < 1,3
De "laagst mogelijke frequentie" is die frequentie waarbij de VNA of de LCR-meter nog een betrouwbare uitlezing geeft (de nano-VNA specificatie zegt: bandbreedte vanaf 10 kHz, maar ervaring leert dat de laagst bruikbare frequentie 50 kHz is – conform de gespecificeerde "measurement range").

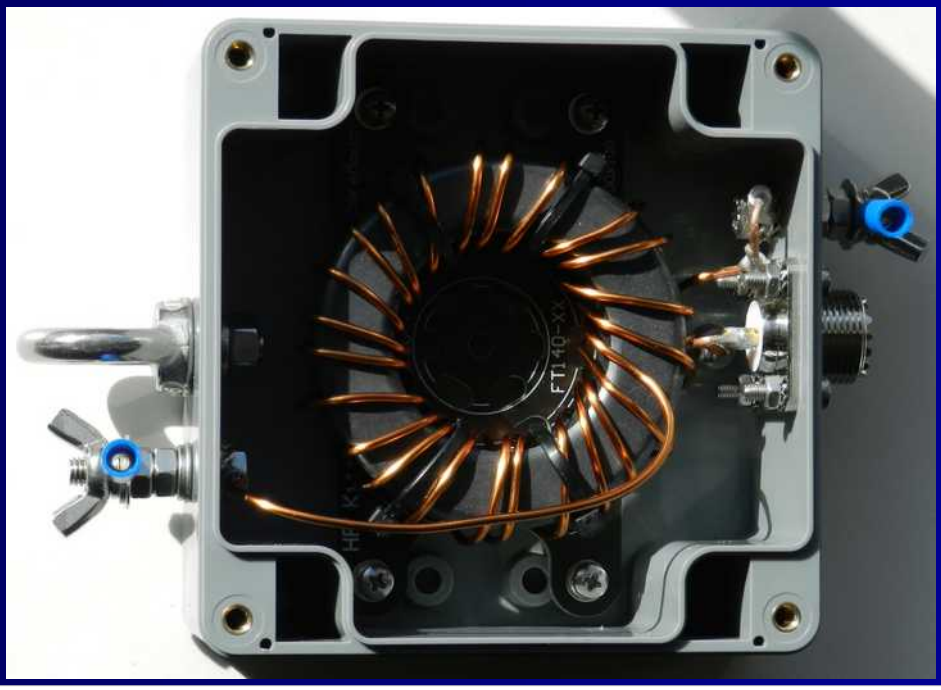
De HF-kits 1:9 unun en de gemodificeerde LW10-unun geven een vergelijkbaar beeld.

SuperYagi 1:9 unun, 800 W PEP, 1.8 – 30 MHz
Kern: Amidon FT240-43
5 windingen trifilair



Insertion loss: 0 dB @ 1.8 – 14 MHz, 0.2 – 0.9 dB @ 18 – 28 MHz.
Belaste SWR (460 ohm) < 1.1 @ 1.8 – 28 MHz.
Vrijwel identiek product ook als kit verkrijgbaar bij webwinkel HF Kits.
Primaire reactantie: 333 ohm op 160 meter.
Bij 800W PEP (= continu 200W) op 160 meter wordt B = 160 Gs, en dat is net over het maximum. Oppassen dus met continuous duty modes. Om dit te nuanceren: volgens de dissipatieberekening in R_P en de Amidon formule wordt de temperatuurstijging 34,5K en dat valt dan weer reuze mee.

HF Kits 1:9 unun, 600 W PEP, 1.8 – 30 MHz
Kern: Amidon FT240-43
8 windingen trifilair

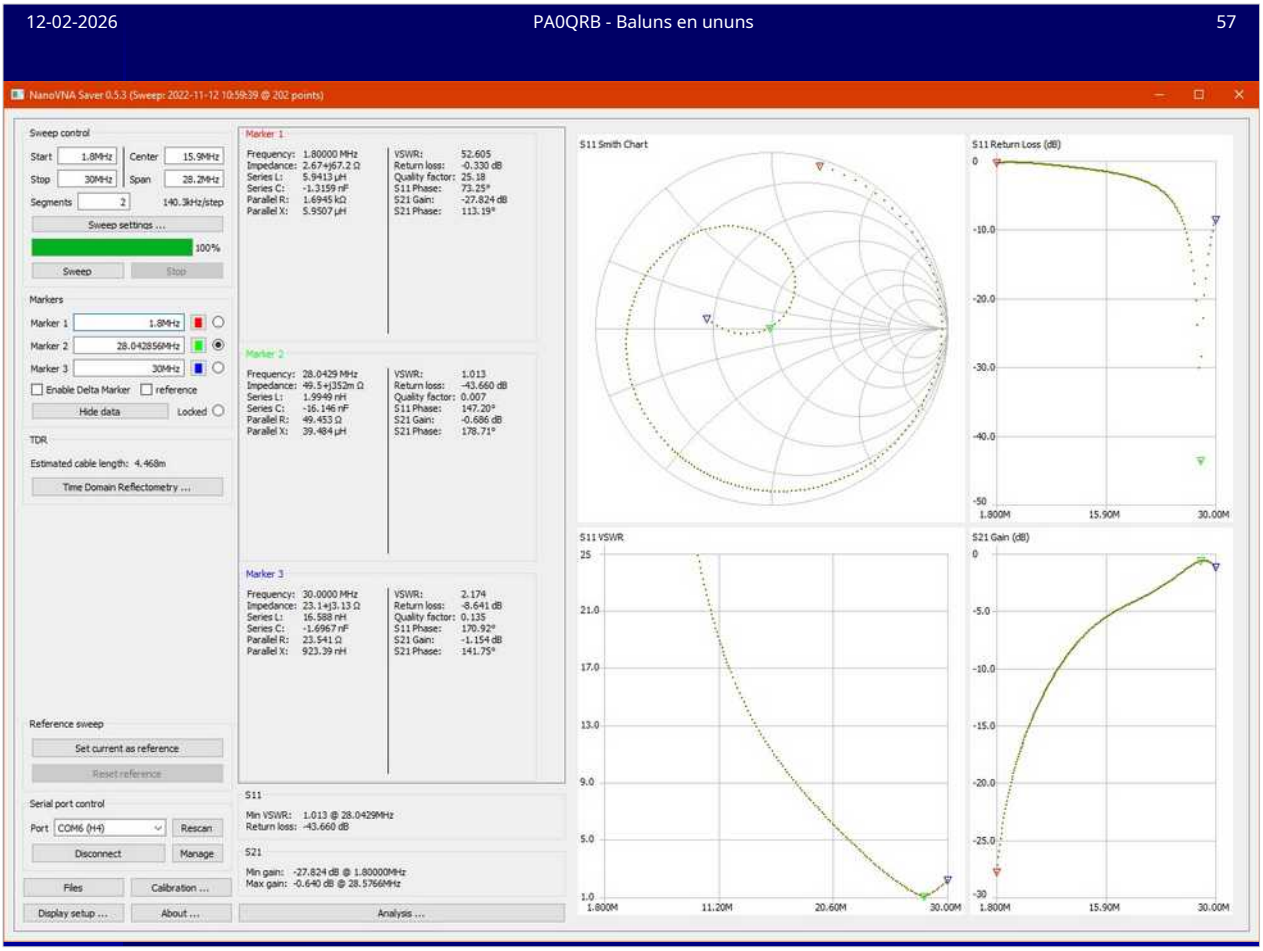


Insertion loss: 0 dB @ 1.8 – 14 MHz, 0.2 – 0.9 dB @ 18 – 28 MHz, 1 dB @ 50 MHz.
Belaste SWR (460 ohm) < 1.1 @ 1.8 – 21 MHz, 1.3 @ 25 MHz, 1.5 @ 28 MHz, 2.8 @ 50 MHz
Primaire reactantie: 852 ohm op 160 meter.
Bij 600W PEP (= continu 150W) op 160 meter wordt B = 84 Gs, ruim binnen de marge.
Temperatuurstijging: 12,4K .

Test HF Kits unun: eerst alleen de tuner + kabels

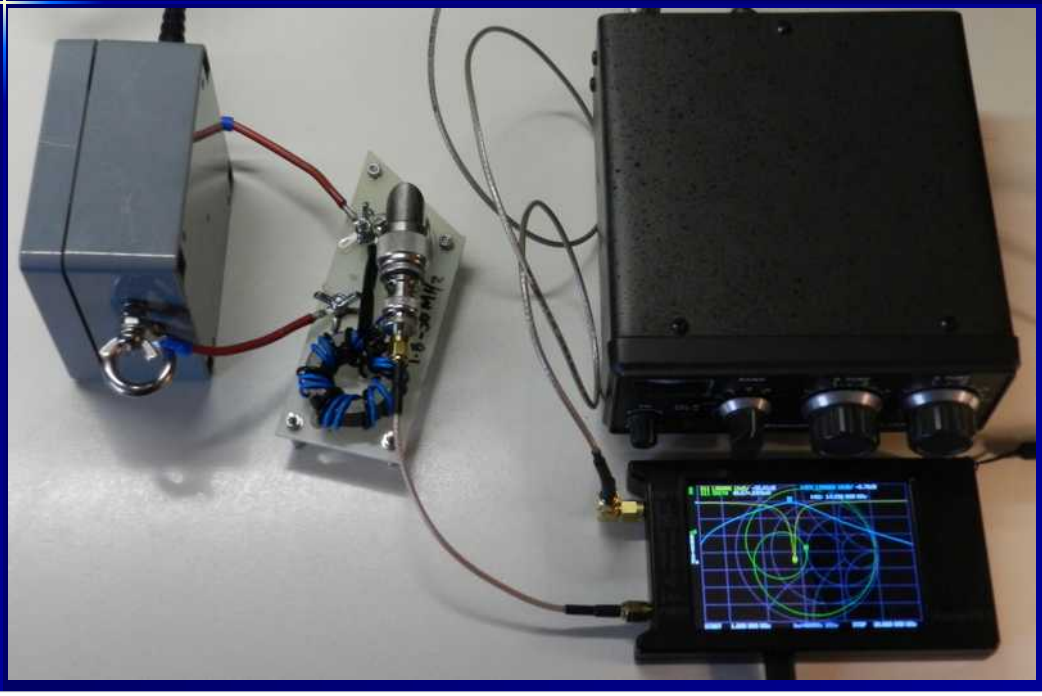


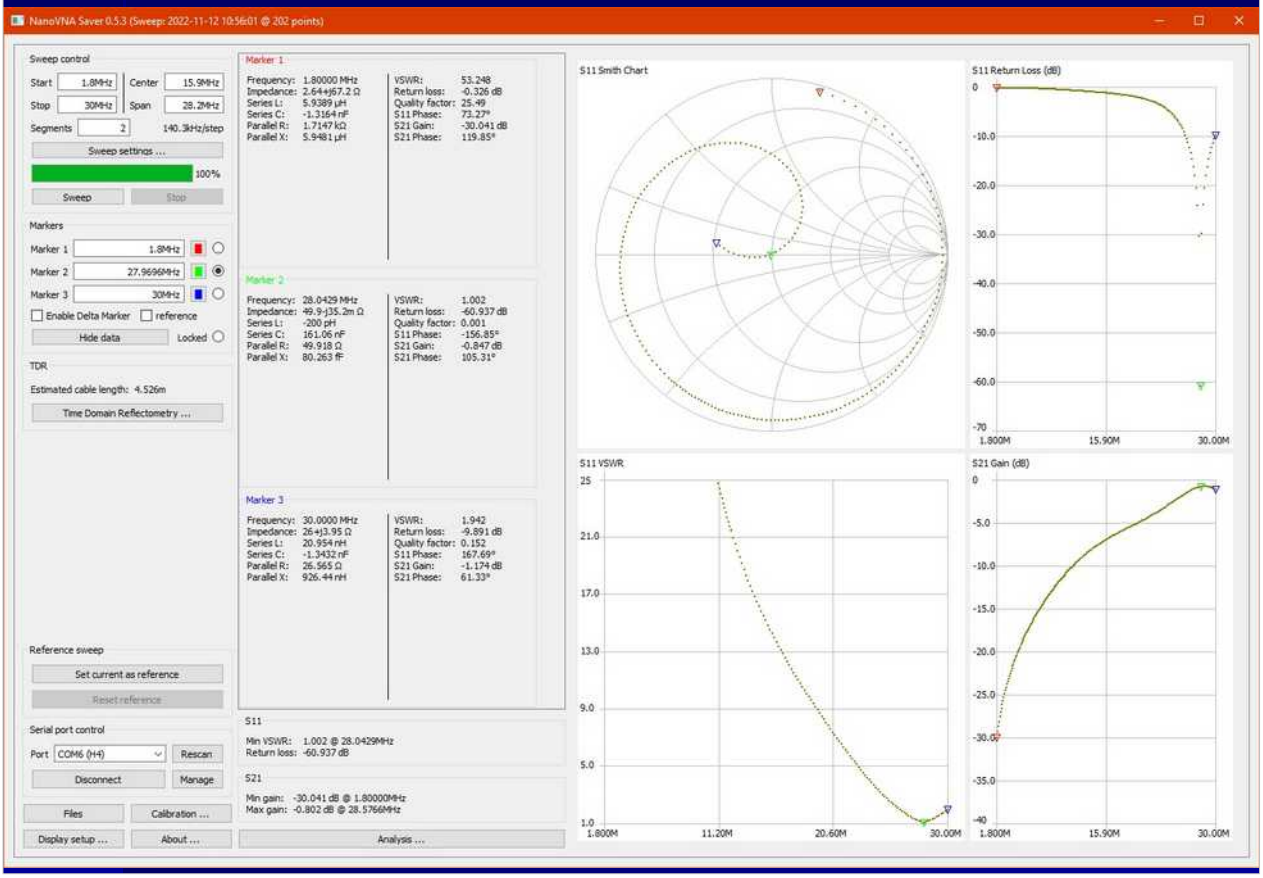
Nulmeting, vaststelling "base line"



Even voor de goede orde: in de stand "Through" heeft de AT-130 plus de hele bekabeling een TL van ongeveer 0.3 a 0.4 dB.

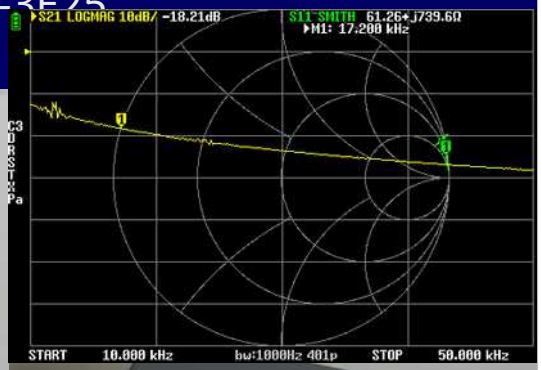
Test HF Kits unun, back-to-back met andere 1:9 unun




NanoVNA Saver 0.5.3 (Sweep: 2022-11-12 10:56:01 @ 202 points)
Sweep control
Start 1.8MHz
Center 15.9MHz
Stop 30MHz
Span 28.2MHz
Segments 2
140.3kHz/step
Sweep settings ...
100%
Sweep
Stop
Markers
Marker 1 1.8MHz
Marker 2 27.9696MHz
Marker 3 30MHz
Enable Delta Marker
reference
Hide data
Locked
TDR
Estimated cable length: 4.526m
Time Domain Reflectometry ...
Reference sweep
Set current as reference
Reset reference
Serial port control
Port COM6 (H4)
Rescan
Disconnect
Manage
Files
Calibration ...
Display setup ...
About ...
Marker 1
Frequency: 1.80000 MHz
Impedance: 2.64+j67.2 Ω
Series L: 5.9389 µH
Series C: -1.3164 nF
Parallel R: 1.7147 kΩ
Parallel X: 5.9481 µH
VSWR: 53.248
Return loss: -0.326 dB
Quality factor: 25.49
S11 Phase: 73.27°
S21 Gain: -30.041 dB
S21 Phase: 119.85°
Marker 2
Frequency: 28.0429 MHz
Impedance: 49.9-j35.2m Ω
Series L: -200 pH
Series C: 161.06 nF
Parallel R: 49.918 Ω
Parallel X: 80.263 fF
VSWR: 1.002
Return loss: -60.937 dB
Quality factor: 0.001
S11 Phase: -156.85°
S21 Gain: -0.847 dB
S21 Phase: 105.31°
Marker 3
Frequency: 30.0000 MHz
Impedance: 26+j3.95 Ω
Series L: 20.954 nH
Series C: -1.3432 nF
Parallel R: 26.565 Ω
Parallel X: 926.44 nH
VSWR: 1.942
Return loss: -9.891 dB
Quality factor: 0.152
S11 Phase: 167.69°
S21 Gain: -1.174 dB
S21 Phase: 61.33°
S11
Min VSWR: 1.002 @ 28.0429MHz
Return loss: -60.937 dB
S21
Min gain: -30.041 dB @ 1.80000MHz
Max gain: -0.802 dB @ 28.5766MHz
Analysis ...
S11 Smith Chart
S11 Return Loss (dB)
S11 VSWR
S21 Gain (dB)

HF Kits / homebrew mantelstroomfilter, t.b.v. Rx op VLF
Kern: Ferroxcube TN36/23/15-3E25
34 windingen RG-174







Materialen aangekocht bij HF kits. Overigens 100% homebrew.
De instrumentklem is voor het aansluiten van een tegencapaciteit of reële RF-aarde.
Bewikkeld met RG-174 tot er alleen nog 4 ty-raps bij konden.
Insertion loss (differential mode): <0.1 dB @ 10 kHz-2MHz (de resolutie van de nano-VNA was de beperkende factor).
Insertion loss (common mode): -18.2 dB @ 17.2 kHz (zie NanoVNA screenshot), aflopend tot -50 dB @ 200 kHz. Daarboven weer oplopend en het -20 dB-punt wordt bereikt bij 10 MHz. Boven 20 MHz doet hij niet veel meer (parasitaire capaciteit), en is een extra mantelstroomfilter nodig voor de hogere frequenties.
Getest is een extra mantelstroomfilter van 5 windingen RG-58 door een TDK N30 kern en daarmee verbeterde de situatie al van -3.4 tot -15 dB op 30 MHz. Ook getest is een mantelstroomfilter met een 4C65 ringkern + 8 windingen RG58, maar dat was geen succes: te hoge Q, en resoneren op 8 MHz met de parasitaire capaciteit van het tweede mantelstroomfilter. Dat middel was erger dan de kwaal.
Waarom verschillende frequentiegebieden voor common mode en differential mode? Differential mode betreft de daadwerkelijke ontvangstmogelijkheden, in dit geval primair VLF en eventueel oplopend tot en met MF. Daar moet het transmissieverlies dus minimaal zijn. Common mode betreft QRM en een mogelijke bron van IMD, dus daarbij is een (veel) groter frequentiegebied van belang waarbinnen de verzwakking juist maximaal moet zijn.

Commercieel product: "LW-10" 1:9 UnUn, 400 W PEP, 7-50 MHz
Kern: Micrometals/Amidon T200-26 (?!?!)
5(p) + 15(s) windingen afzonderlijk





Material Mix No.	Reference Permeability	Typical AL Tolerance (%)	Powder Type	Temp Coef of Perm (+ppm/C°)	Density gm/cm³	Max Frequency (MHz)	Relative Cost*	Color Code Toroid	Product Group		
									RF	PC	200C
-26	75	±10	Iron	825	7.0	0.38	1.0	Yellow/White		✓	

Dit product, "out-of-the-box", voldeed niet. Demontage bleek moeilijk (vastgelijmde schroeven). Uitboren was de enige mogelijkheid om de behuizing open te krijgen. De foto's tonen de inhoud (na reparatie, overigens in de staat zoals aangetroffen na demontage).

De originele unun had een kortsluiting tussen de aardschroef en de secundaire wikkeling, de zwarte draad, naast het krimpkousje. Test na reparatie: Bij testen met 20W CW op 14 MHz werd deze kern al vrij snel heet.

De toegepaste ringkern (Amidon/Micrometals T200-26, zie rechter foto: kleurcode geel-wit) is ongeschikt voor HF (f_{max} = 380 kHz volgens de datasheet).

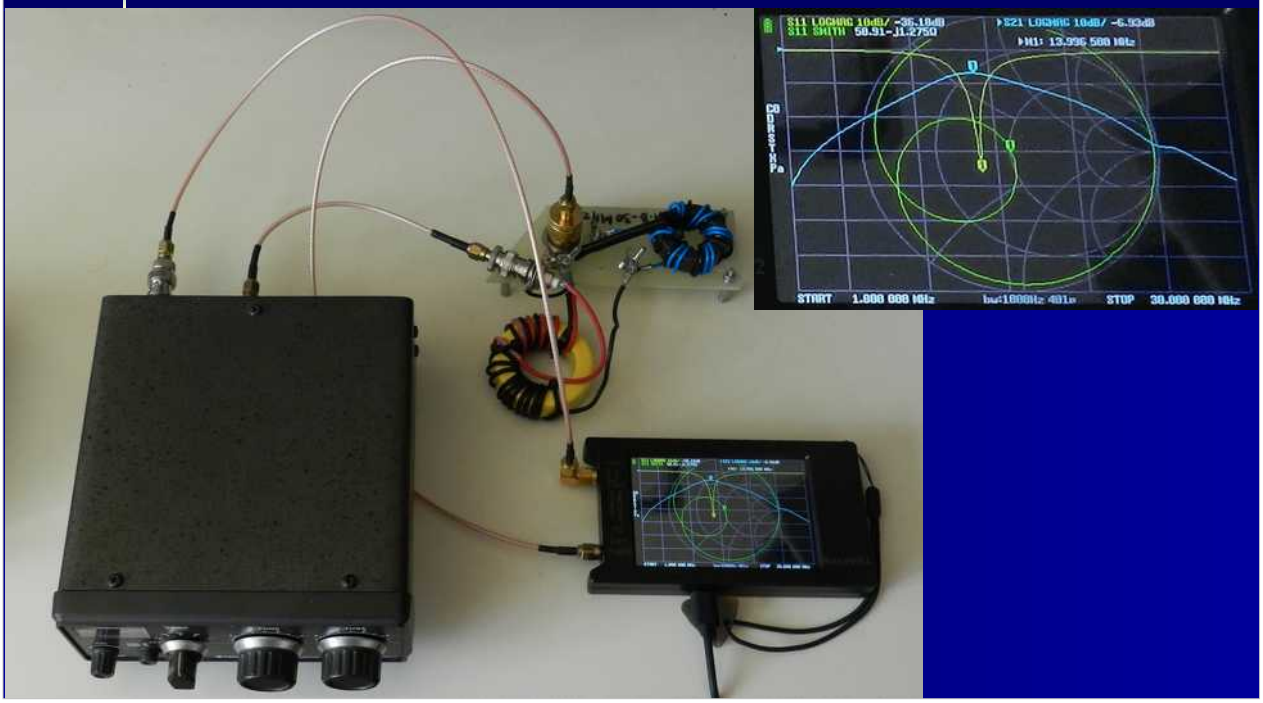
De windingen waren niet goed over de kern verdeeld (foto). Resultaat is een transmission loss die oploopt van 1 S-punt tot 1,5 S-punt over het frequentiegebied van 7 tot 28 MHz. Belaste SWR (460 ohm): 3 over het gehele frequentiegebied. Saillant detail: met of zonder belasting maakte voor de SWR nauwelijks iets uit ... (Was dit soms een ontwerpcriterium ?!)

Op 50 MHz is de transmission loss bijna 3 S-punten en de VSWR 6.

Had dit een T200-6 (μ_r = 8) moeten zijn? Die is ook geel, maar dan zonder witte kant. Overigens is dan het aantal windingen wel erg klein, dit geeft voor de primaire van deze spoel 25 * 8 = 200 nH en dat geeft een primaire reactantie van $200 * 10^{-9} * 2 * \pi * 7 * 10^{6} = 8.8$ ohm op 40 meter en dat is veel te weinig. Bovendien is Material-6 pas gespecificeerd vanaf 20 MHz. Ook geen ideale optie dus.

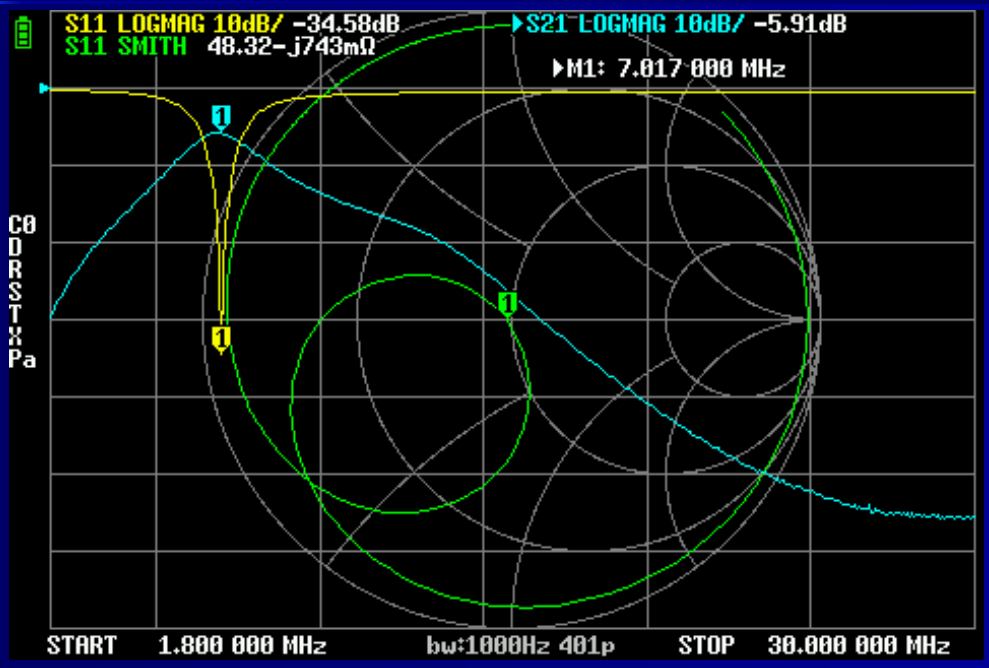
Belangrijk is dat op de werkfrequentie deze kern vrijwel geen relatieve permeabiliteit heeft groter dan 15. Daardoor helpt de kern niet goed mee met het bijeenhouden van het magneetveld. Door het ongelijkmatige wikkelen wordt ook weinig veld geïnduceerd in het deel van de secundaire wikkeling dat niet in het veld zit van de primaire.

"LW-10" unun op de pijnbank: Er blijft maar 23% over (14MHz)!



Alle metingen bij 14 MHz.
De LW10 unun is verbonden met de uitgang van de tuner. Dit is de situatie bij zenden.
Nulmeting: -0.4 dB (tuner + kabels) en -0.15 dB (meet-unun), dus de netto waarde van S21 = -(6.93 –(0.4+0.15)) = -6.38 dB. Er blijft dus -6.38dB ≈ 23% aan nuttig vermogen over. Dat betekent dat 77% van het toegevoerde vermogen in warmte wordt omgezet!
De situatie bij ontvangst:
De afstemming is niet symmetrisch! Als de UUT en de meet-unun onderling worden verwisseld, is de afstemming op de tuner verschillend. Bovendien is de verzwakking met de LW10 unun aan poort 2 van de VNA nog bijna anderhalf dB groter. In dit geval wordt de verzwakking S21 = -(8.211 –(0.4+0.15)) = -7.661 dB, indien de tuner opnieuw wordt afgeregeld. Dit komt overeen met ca. 83% signaalverlies.
Als de tuner niet opnieuw wordt afgeregeld, komt er nog ca. een half dB aan verzwakking bij: S21 = -(8.742 –(0.4+0.15)) = -8.192 dB, ca. 85 % signaalverlies.
Als poort 1 en poort 2 van de VNA worden verwisseld t.o.v. de oorspronkelijke situatie dan ontstaat een vergelijkbaar beeld, met dien verstande dat daarbij de keten met de tuner niet meer in resonantie (VSWR = 1) te krijgen is. Immers, er zit dan – in de vorm van de LW-10 unun – een 8 dB ohmse verzwakker tussen VNA poort 1 (waar de VSWR gemeten wordt) en de tuner.
Als de belasting van de LW-10 wordt losgenomen verandert de Smith chart een beetje, maar is met een kleine verandering van de instelling van de tuner weer 1:1 te krijgen. Alle uitgezonden energie wordt nu dus geabsorbeerd door de unun.
Op 50 MHz is de transmission loss ongeveer -17 dB en de VSWR 6.
Bovenstaande testresultaten zijn relevant voor dit exemplaar. Een tweede exemplaar gaf vergelijkbare meetgegevens.
Een derde exemplaar is iets beter, maar nog steeds niet ideaal (transmission loss ca. 5 tot 6.5 dB bij VSWR ≈ 4, zonder tuner. Met tuner zullen de resultaten beter zijn). In tegenstelling tot de hierboven vermelde twee exemplaren waren de meetresultaten bij dit derde exemplaar wel sterk afhankelijk van de aan- dan wel afwezigheid van een belasting aan de antenneklemmen.

"LW-10" 1:9 unun met originele spoel, VNA metingen, 7 MHz, met tuner

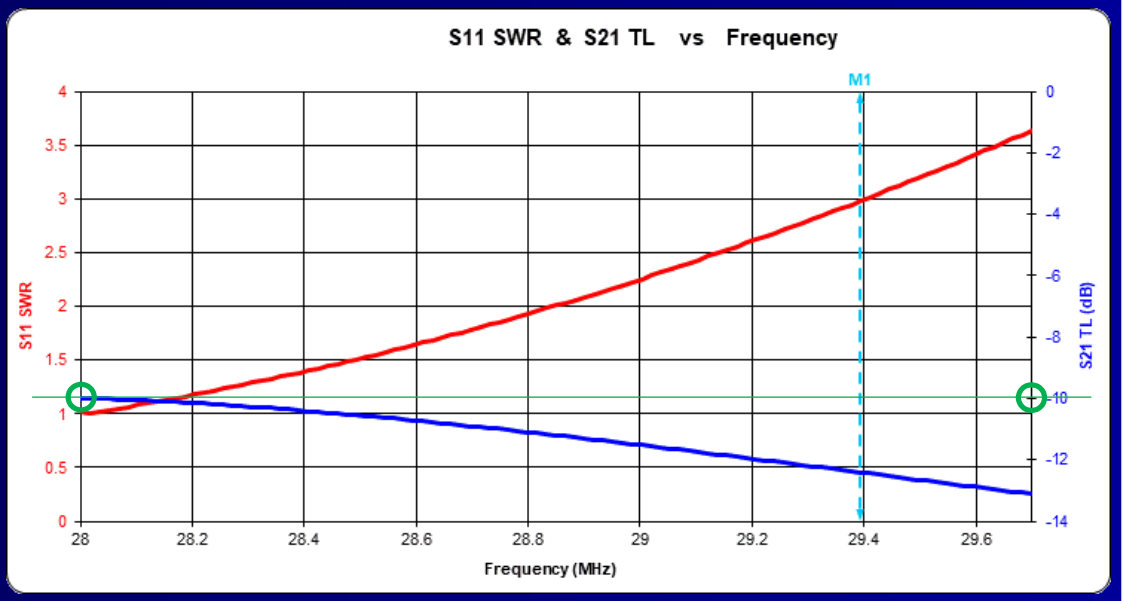


Dit is de laagste frequentie waarvoor de fabrikant deze unun specificeert.

Bij 400W PEP op 40 meter(= continu 100W) wordt B = 13.2 Gs, ruim binnen de marge. Met B als criterium blijft de kern binnen het curiepunt van ijzer, maar dat is niet te becijferen vanuit de datasheet omdat de kern niet gespecificeerd is voor die frequentie.

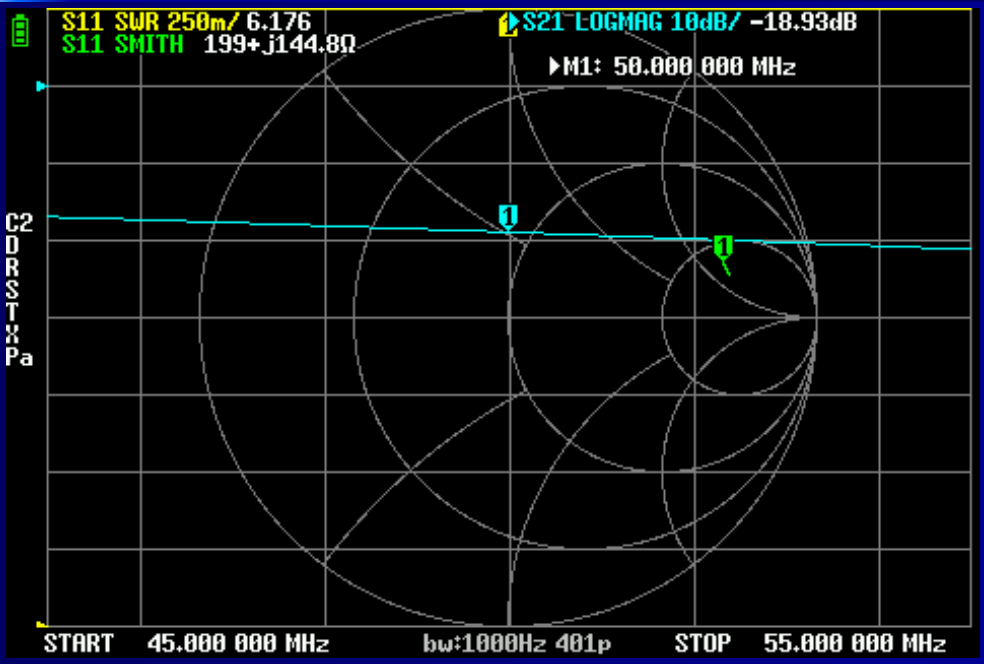
Echter, uitgaande van het feit dat er op z'n best slechts 26% van het vermogen uit komt en dus 74% (74W continu) in warmte wordt omgezet komen we met de Amidon-formule op een temperatuurstijging van 372K, bij T_A = 25°C een eindtemperatuur van 398°C dus. Dat is nog beneden het curiepunt van ijzer (770°C), maar ruimschoots boven de maximum kerntemperatuur die de fabrikant noemt in de datasheet (80°C). Omdat de unun is ingebouwd in een krappe behuizing zal de kern nog wel wat warmer kunnen worden, als hij niet eerst door het plastic heen smelt. De fabrikant van deze unun maakt ook duidelijk dat hij niet gemaakt is voor continugebruik bij 400W PEP, maar geeft niet aan wat dan wel kan. Uitgaande van deze berekeningen is een duty cycle van 10% geoorloofd... Dit voorbeeld demonstreert ook dat de Core Loss formule van Micrometals niet geldig is buiten het gespecificeerde frequentiebereik. Deze formule geeft een temperatuurstijging van 165.5K onder dezelfde condities.

"LW-10" 1:9 unun met originele spoel, VNA metingen, 28 MHz, met tuner



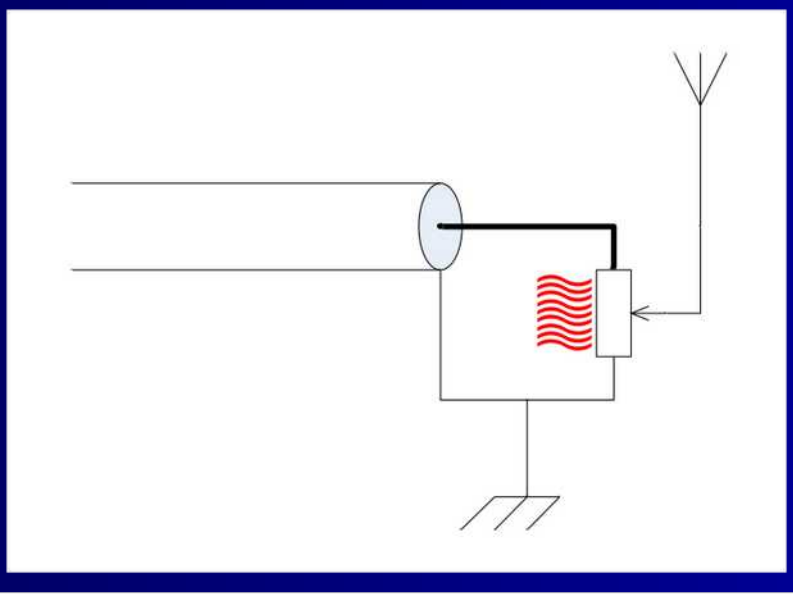
Twee ununs back-to-back op de vector network analyzer, de originele LW-10 aan poort 1. Frequentie 28 MHz (10m).
Een eventuele misaanpassing is gecompenseerd met een tuner.
De grafiek is een combinatie van transmission loss (S21, blauw) en return loss (S11, rood).
VSWR is 1 (tuner!), transmission loss 10 dB. De tweede unun en de tuner geven samen ca. 0.8 dB verlies, zodat de unun ruim 9 dB (anderhalve S-punt, een factor 8!) verzwakt (ofwel 87,5% signaal in warmte omzet). Onacceptabel.

"LW-10" 1:9 unun met originele spoel, VNA metingen, 50 MHz, back-to-back 9:1 unun



Twee ununs back-to-back op de vector network analyzer, de originele LW-10 aan poort 1. Frequentie 50 MHz (6m).
Een eventuele misaanpassing kon niet worden gecompenseerd met een tuner (geen 50 MHz tuner beschikbaar).
De grafiek is een combinatie van transmission loss (S21, blauw) en SWR (geel). VSWR is 6.1, transmission loss 18.9 dB. De tweede unun geeft ca. 3 dB verlies. De niet gecompenseerde return loss geeft nog 3 dB extra verlies zodat de LW-10 unun netto ruim 12.9 dB (2.15 S-punt, een factor 19.5!) verzwakt (ofwel ca. 95% signaal in warmte omzet). Onacceptabel. Dat deze unun bruikbaar zou zijn tot 50 MHz (zoals aangegeven op de sticker) is een illusie.

De “ultieme” multiband…



... Is de dummyload-met-aftakking ;-)

Nieuwe spoel voor "LW-10" unun
Kern: Micrometals/Amidon T200-2
13 windingen trifilair, autotransformator

Material Mix No.	Reference Permeability	Typical AL Tolerance (%)	Powder Type	Temp Coef of Perm (+ppm/C°)	Density gm/cm³	Max Frequency (MHz)	Relative Cost*	Color Code Toroid	Product Group		
									RF	PC	200C
-2	10	±5	Carbonyl Iron	95	5.0	45	2.2	Red/Clear	✓	✓	

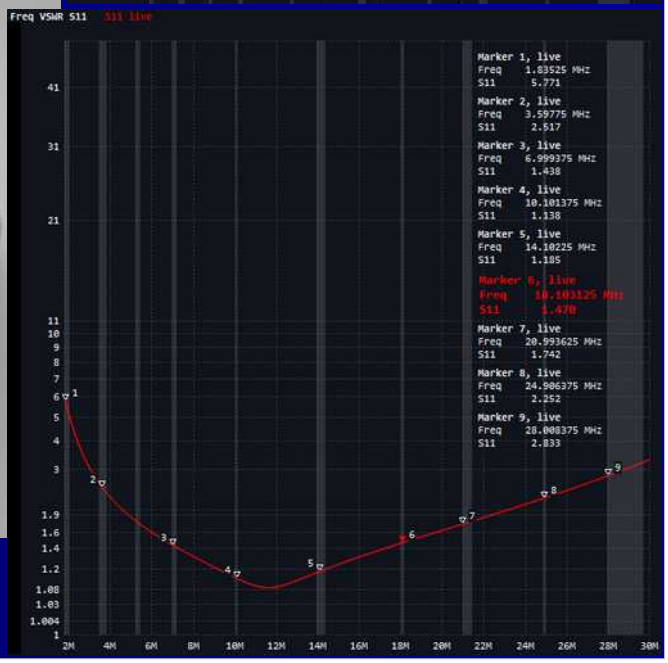


Zelfinductie (primair) is 2.028 µH, reactantie is $2.028 * 10^{-6} * 2 * \pi * 7 * 10^{6}$ = 89 ohm op 40 meter.
Voorlopige resultaten: SWR < 1.1 van 7 tot 14 MHz, daarna oplopend tot 3 bij 28 MHz. Belastingsweerstand = 460 ohm.
Insertion loss (na aanpassing met tuner) nergens groter dan 1 dB.
Bij 400W PEP (= continu 100W) op 160 meter wordt B = 51 Gs, ruim binnen de marge.

"LW-10" unun met nieuwe spoel
Grafieken: gemeten zonder tuner



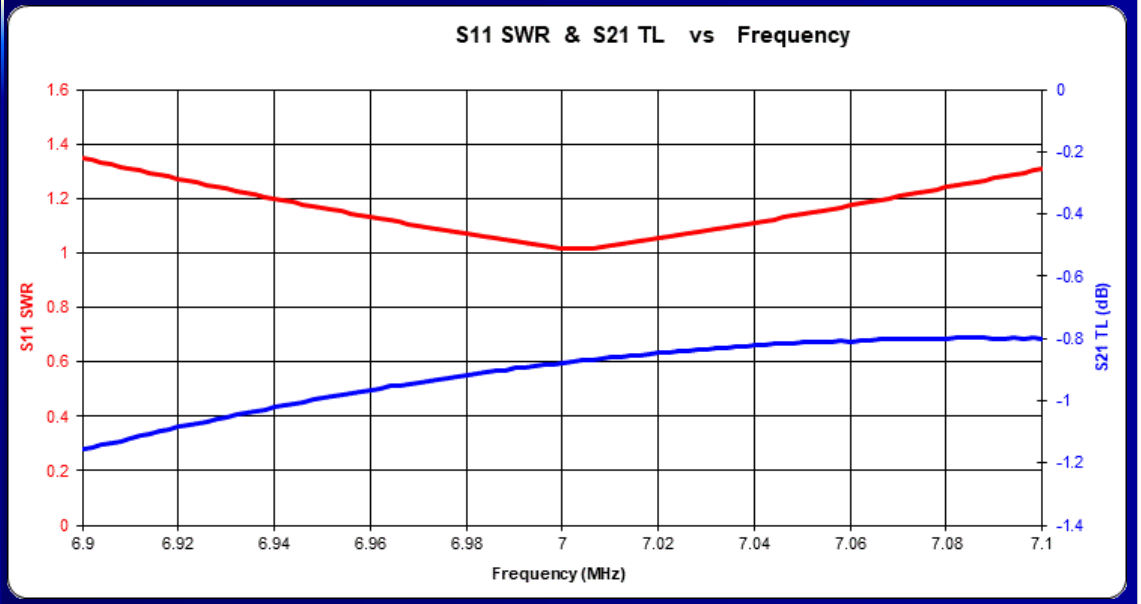




Het effect is dramatisch. 6 Meter is weliswaar niet meer beschikbaar (was sowieso niet het geval), maar 160 en 80 komen er voor terug. De netto transmission loss is in de orde van enkele tienden van een dB (aan de banduiteinden) indien afgestemd met een tuner*).
Indien belast met een inductiearme weerstand van 450 ohm: SWR 5.8 op 160 meter, 2.8 op 10 meter, 2.8 op 80 meter, 2.2 op 12 meter en 1.7 of minder op de overige banden. Een fatsoenlijke tuner weet hier wel raad mee (de AT-230 in elk geval wel, m.u.v. 160 meter: VSWR = 1.38 op de uiterste stand van "R tune").
Temperatuurtest: 100W TPO op 10 meter gedurende twee minuten continu key down. Kern (en draad) blijft vrijwel koud.
Dit is andere koek. Enige minpunt: de draadlengte van de antenne zal wat kritischer zijn.

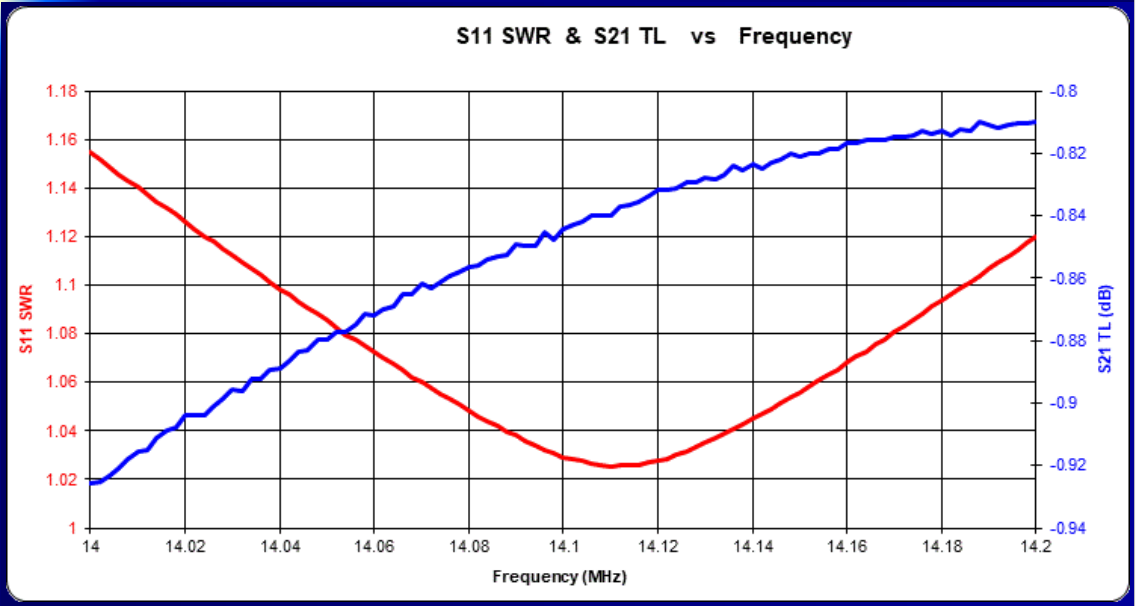
*: In feite toon je hiermee nog iets aan: op 10 meter is de VSWR 2.8. Dat betekent dat er in eerste instantie 22% (dat is 1,1 dB) van het voorwaartse vermogen verloren zou gaan. We meten – afgestemd met de AT-230 – echter een transmissieverlies van slechts enkele tienden van een dB! Dat betekent dat een slechte VSWR niet in alle gevallen leidt tot aanzienlijk vermogensverlies.
In mijn lezing over antennes en transmissielijnen wordt e.e.a. met nog extremere waarden (VSWR = 9) aangetoond.
Behartenswaardig in dit verband is het boek "Reflections" van Walt Maxwell, W2DU (uitgave CQ Communications).

"LW-10" unun met nieuwe spoel, VNA metingen, 7 MHz, met tuner



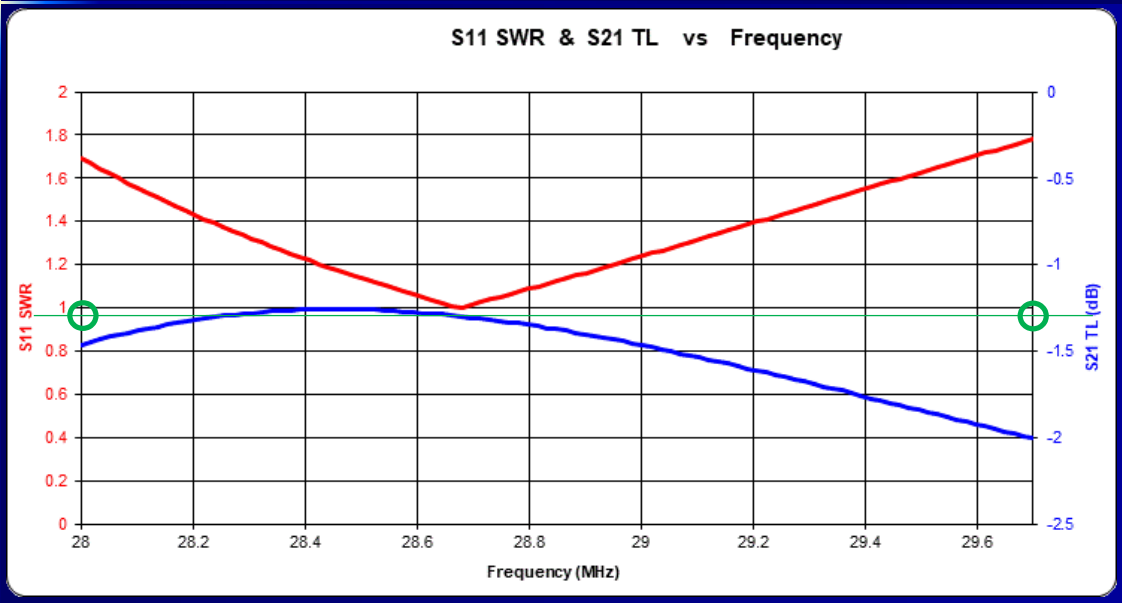
Twee ununs back-to-back op de vector network analyzer, de gemodificeerde LW-10 aan poort 1. Frequentie 7 MHz (40m).
Een eventuele misaanpassing is gecompenseerd met een tuner.
De grafiek is een combinatie van transmission loss (S21, blauw) en return loss (S11, rood).
VSWR is 1.01 (tuner!), transmission loss 0.86 dB. Daar liggen we niet wakker van, temeer omdat de tweede unun en de tuner ook wat verlies geven (ca. 0.5 dB totaal). Vergeleken met de originele spoel, die een transmission loss gaf van 6 dB, is dit een zeer aanzienlijke verbetering.

"LW-10" unun met nieuwe spoel, VNA metingen, 14 MHz, met tuner



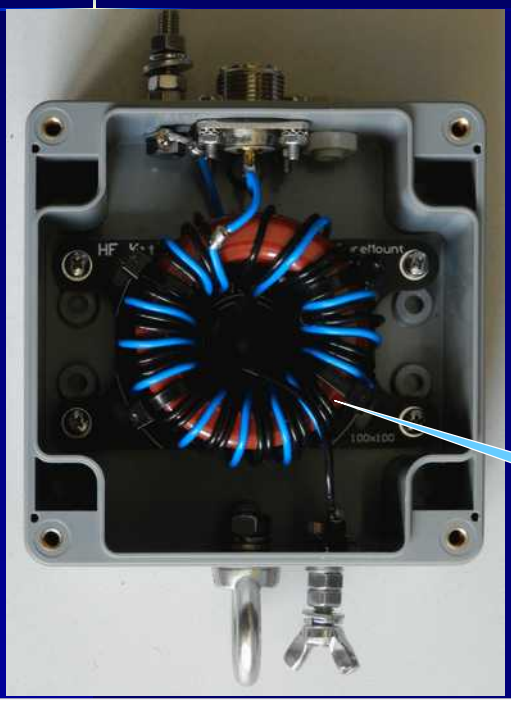
Twee ununs back-to-back op de vector network analyzer, de gemodificeerde LW-10 aan poort 1. Frequentie 14 MHz (20m).
Een eventuele misaanpassing is gecompenseerd met een tuner.
De grafiek is een combinatie van transmission loss (S21, blauw) en return loss (S11, rood).
VSWR is 1.02 (tuner!), transmission loss 0.84 dB. Daar liggen we niet wakker van, temeer omdat de tweede unun en de tuner ook wat verlies geven (ca. 0.5 dB totaal). Vergeleken met de originele spoel, die een transmission loss gaf van 6.38 dB, is dit een zeer aanzienlijke verbetering.

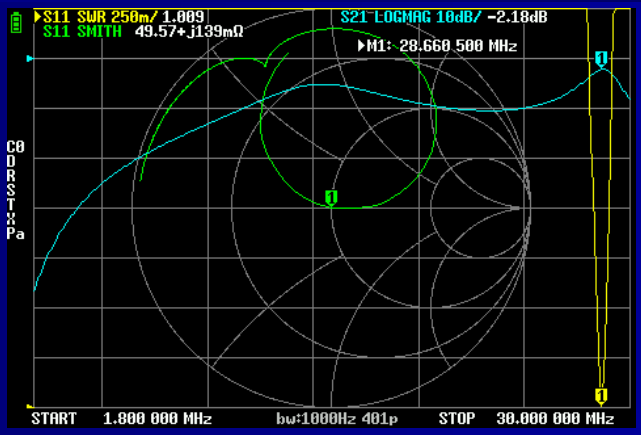
"LW-10" unun met nieuwe spoel, VNA metingen, 28 MHz, met tuner



Twee ununs back-to-back op de vector network analyzer, de gemodificeerde LW-10 aan poort 1. Frequentie 28 MHz (10m).
Een eventuele misaanpassing is gecompenseerd met een tuner.
De grafiek is een combinatie van transmission loss (S21, blauw) en return loss (S11, rood).
VSWR is 1 (tuner!), transmission loss ca. 1.3 dB. Daar liggen we niet wakker van, temeer omdat de tweede unun en de tuner ook wat verlies geven (ca. 1 dB totaal).
Het netto verlies is op deze manier 0.3 dB.
Vergeleken met de originele spoel, die een transmission loss gaf van 9 dB, is dit een zeer aanzienlijke verbetering.

Eigen variant LW-10





Kern: T200-2**B**

De gemodde LW-10 unun nog eens dunnetjes overgedaan, met een T200-2B ringkern (2 x zo dik) en HF-Kits materialen om de boel te completeren.
Het VNA-plaatje is gemaakt met een tuner tussen poort 1 en de ununs.
Frequentiebereik: 1.6-30 MHz
B @ 28 MHz/1kW: 6 Gauss. Berekende opwarming: 25K, waarvan 5K voor rekening komt van de kern.
Deze kern heeft nog wel headroom tot 4 kW! (79K totale opwarming, waarvan 20K voor rekening komt van de kern.) De behuizing zal hierbij de beperkende factor zijn.
Transmission loss (@28MHz) is met 1 – 2.18 = -1.18 dB zelfs nog wat minder dan de gemodde LW-10.
Ook getest op 50 MHz, maar op die QRG is de SWR te hoog om met een tuner te bestrijden.

Samenvatting

- Balun:
  - Onbalans compenseren (blokkeren): hoge Q
  - Mantelstromen bestrijden (dissipatie): hoge μ
- UnUn:
  - Aardpunten scheiden
  - Impedantie-aanpassing
- Ringkernen: let op
  - Frequentiebereik
  - AL
  - Grootte
  - Verliezen op werkfrequentie(band)

Hoge Q: NiZn ferriet of ijzerpoeder
Hoge μ: MnZn ferriet

Succes!



Mail voor verdere vragen:

pa0qrb@hotmail.com

Bronnen en Links

- Ger Koper, PA2KOP: SWR-brug. Electron, oktober 2024, pp. 462-464.
- Bob J. van Donselaar, ON9CVD: "Ferrieten in hoogfrequent toepassingen". Electron nr. 9 en 11, 2001.
- https://www.electronics-notes.com/articles/antennas-propagation/balun-ununn/what-is-rf-antenna-ununn.php
- https://m0ukd.com/homebrew/baluns-and-ununs/91-magnetic-longwire-balun-ununn/
- http://www.e-magnetica.pl/al_value
- https://content.kemet.com/datasheets/TOK_FC101.pdf
- Amidon - Transmission Line Transformers Handbook
- Datasheets van Ferroxcube, Amidon, Micrometals, TDK en Fair-Rite
- Ferroxcube Handbook
- A Ham's Guide to RFI, Ferrites, Baluns, and Audio Interfacing, by Jim Brown K9YC
  https://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.192.3155&rep=rep1&type=pdf
- Algemene info:
  - www.DXzone.com
- Theoretische achtergronden:
  - Wayne Tomasi: Electronic Communications Systems
  - Zoya & Branko Popović: Introductory Electromagnetics
  - A.J. Dirksen: Leerboek Elektronica, deel 2. De Muiderkring, ISBN 90 6082 065 7
  - Transmissielijnen: www.fermi.asu.edu, www.ycars.org
  - Walt Maxwell, W2DU: Reflections
  - www.antenna-theory.com (o.a. de Smith chart)
  - K9YC: A Ham's Guide to RFI, Ferrites, Baluns, and Audio Interfacing
  - Polytechnisch Zakboekje
  - Elektronisch Vademecum
  - Wikipedia.org

Begrippenlijst

- ATU = Antenna Tuning Unit
- dB = decibel (#dB = 10 * $^{10}\log(P_{gemeten}/P_{referentie})$)
- dBi = dB (vermogensdichtheid) t.o.v. isotrope straler op dezelfde afstand
- dBm = dB t.o.v. 1 milliwatt
- dBW = dB t.o.v. 1 watt
- Fluxdichtheid: magnetische flux per oppervlakte-eenheid
- RMS = Root-Mean-Square (effectieve waarde)
- S-punt = niveauverschil van 6 dB (1:4 in vermogen, 1:2 in spanning)
  - S-9 (op HF) = - 73 dBm = 50 µV in 50 Ω
- TPO = Transmitter Power Output, zendvermogen
- UUT = Unit Under Test
- Vermogensdichtheid = vermogen per oppervlakte (W/m^2) loodrecht op de voortplantingsrichting
- VNA = Vector Network Analyzer
- (V)SWR = (Voltage) Standing Wave Ratio

Formules

- Reflectiecoëfficiënt → VSWR :

$$VSWR = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}$$

- VSWR → Reflectiecoëfficiënt:

$$|\rho| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}$$

- Gereflecteerd vermogen, return loss, transmission loss:

$$P_{refl} = |\rho|^2 \cdot P_{fwd} \qquad RL = 10 \cdot log \frac{P_{refl}}{P_{fwd}} [dB] \qquad TL = 10 \cdot log \frac{P_{out}}{P_{fwd}} [dB]$$

De reflectiecoëfficiënt is een complexe grootheid:
$\rho = (Z - Z_0) / (Z + Z_0)$ met Z is complex (weerstand + j · reactantie, $j^2 = -1$).
De absoluutstrepen || geven aan dat we hier de fasehoek buiten beschouwing laten.