

A szélessávú, lineáris induktivitású teljesítmény-vonaltranszformátor működése

Áttekintés

Összeállította: HA2MN

Budapest 2020.szeptember 7. V.01 – 2021.01.31

Célkitűzés

Vonaltranszformátornak nevezzük mindazon mágneses elven működő transzformátor konstrukciót, amely széles frekvenciaspektrumban képes egyenletes és lineáris jelátvitelre, egyben alkalmas eltérő impedanciájú elektronikai elemek, részegységek impedanciahelyes illesztésére.

A vonaltranszformátorok működési elve a légmagos tekercselt tápvonalakra vezethető vissza, azzal a különbséggel, hogy a tápvonal-tekercset nagy permeabilitású mágneses magra helyezik el. E megoldás előnye, hogy tápvonal kezdete és vége közötti elválasztás a permeabilitás nagyságától függően jelentősen megnövelhető.

Mágneses szempontból magként csak olyan speciális keverékű ferrit anyagok alkalmazása jöhet számításba, amelyeket kimondottan a szélessávú nagyfrekvenciás átvitel biztosításának céljából fejlesztettek ki. Korrekt méretezéssel és ferrit keverékválasztással az 1:50-es arányú átviteli sáv szélesség megvalósítható. Jelen áttekintés elsősorban az 1-50 MHz-es munkatartományú alkalmazásokra koncentrál

A vonaltranszformátorok általában toroid magokra készülnek, alkalmazásuk szerint a következőképpen csoportosíthatók:

- Kisjelű, szélessávú vonaltranszformátoros erősítők,
- Szélessávú teljesítmény-vonaltranszformátoros erősítők,
- Fázishasítók, teljesítményösszegzők,
- Antenna-impedanciaillesztők

transzformátorai.

Ezen áttekintés főleg a szélessávú antenna-impedanciaillesztő transzformátor működési elvével foglalkozik, amelynek jellemzője, hogy DC (egyenáram) nem folyik át a tekercsen, a transzformátor szigorúan zárt mágneses körrel rendelkezik és nagy teljesítmények átvitelére képes – azaz a teljesítmény-vonaltranszformátor kategóriába tartozik.

E transzformátoroknak a munkatartományon belül a következő követelményeket kell kielégíteniük:

- Biztosítaniuk kell a frekvenciafüggetlen egyenletes energiaátvitelt,
- Veszteségük minimális és frekvenciafüggetlen legyen,
- Az átvitel lineáris induktivitású legyen, azaz jeltorzítás ne lépjen fel.

A tárgyalt transzformátorok kettős jellegűek; részben megfelelnek a klasszikus transzformátorelvnek, részben tápvonal tulajdonságúak.

Transzformátor-elv

A sztenderd transzformátor nagy permeabilitású, zárt mágneskörű magon elhelyezkedő primer oldali tekercsből (betáplálási oldal) és ugyanezen a magon elhelyezett szekunder tekercs(ek)ből (fogyasztói oldal) áll. A tekercsek rendkívül szoros induktív csatolásban vannak egymással. A primer oldalra kapcsolt váltakozó feszültség a magban mágneses mezőt hoz létre, amelynek váltakozása a szekunder oldali tekercs(ek)ben feszültséget indukál. Az szekunder oldali indukált feszültség nagysága függ a primer/szekunder tekercs(ek) menetszám arányától, az impedanciáttranszformáció a menetszám arányok négyzetétől.

Üresjáratban a transzformátor a mag veszteségét fedező, a fő mágneses mező felépítéséhez és fenntartásához szükséges teljesítményt veszi fel. Ez az teljesítmény töredéke az üzemszerű teljesítménynek.

Amennyiben a transzformátor szekunder tekercsére fogyasztót kapcsolunk, a szekunder feszültség áramot hajt át a fogyasztón. Az áram hatására a szekunder tekercsben feszültség indukálódik, amely a főfluxussal ellentétes irányú mágneses mezőt hoz létre a magban. A főfluxus csökkenése a primer tekercs impedanciájának csökkenését okozza, ezáltal a primer oldali tekercsre rákényszerített feszültség által áthajtott primer áram megnövekszik a főfluxus visszaállítása érdekében.

A teljesítményazonosság elve alapján a $P_{\text{prim}} = P_{\text{sec}}$ ahol P_{prim} = primer oldali teljesítményfelvétel, P_{sec} = szekunder oldali teljesítményleadás. Ebből eredően $I_{\text{prim}} = I_{\text{sec}} / a$ ahol I_{prim} = primer oldali áram, I_{sec} = terhelésen átfolyó áram, a = menetszámátvétel. (A primer oldal teljesítményfelvétele valójában a mag és egyéb veszteségekkel nagyobb, mint a szekunder oldali teljesítményleadás).

Szélessávú, lineáris teljesítmény-vonaltranszformátor elv

A transzformátor magja olyan különleges lágymágneses tulajdonságú, zárt mágneskörű anyag, amely

- a.)** Képes kiterjedt frekvenciatartományban nagy teljesítmény kis veszteségű átvitelére,
- b.)** a magban kialakult mágneses mező nagysága a hiszterézisgörbe lineáris tartományán belül tartható,

c.) nagyon kis jósági tényezőjű tekercskialakítást biztosít az egyenletes átvitel céljából és

d.) a tekercselést egy tápvonal alkotja.

Miért transzformátor?

Amennyiben a Z_1 impedanciájú forrásból a Z_2 impedanciájú fogyasztóba energiát kívánunk átadni, akkor tökéletes az energiaátvitel, ha $Z_1=Z_2$ az adott frekvencián. Ha $Z_1 \neq Z_2$ az adott frekvencián, impedanciaillesztést kell alkalmazni.

Antennaillesztés szempontjából több megoldás kerülhet szóba;

- Antennahangoló - csak egy diszkrét frekvencián illeszt, frekvencia váltáskor újra hangolandó,
- Tápvonalakból kialakított illesztőtranszformátor - csak egy diszkrét frekvencián illeszt, nem hangolható.

A felsorolt megoldások rezonáns impedanciaillesztést biztosítanak.

- Lineáris induktivitású, szélessávú teljesítmény-vonaltranszformátor.

A lineáris induktivitású, szélessávú teljesítmény-vonaltranszformátor működése eltér a rezonáns illesztőktől. Kezelési igénye nincs, alkalmazása még az egyfrekvenciás fogyasztó esetében is előnyös, mert nem kell bajlódni az illesztőegység rezonanciára való hangolásával.

A szélessávú teljesítmény-vonaltranszformátor felépítése és működési elve

A transzformátor tekercse egy meghatározott hosszúságú, kettő vagy több vezetőt tartalmazó hullámvezető tápvonalból készül. A tápvonal-tekercs nagy permeabilitású, speciális anyagú, zárt mágneskörű ferritmagon kerül kivitelezésre. A tápvonal egyik vezetője a primer tekercs, amire a generátort kapcsoljuk. A primer tekercs által felvett elektromos energia (ami a rákapcsolt feszültségtől függ) mágneses energiává alakul. A mágneses energia a szekunder tekercs(ek)ben feszültséget indukál. A transzformátor áttétele a következőképpen szabja meg a forrásfeszültség és a forrásimpedancia, valamint a fogyasztói feszültség és a fogyasztói impedancia közötti transzformációs arányt:

Jelölések: a =áttétel, n_1 =primer menetszám, n_2 =szekunder menetszám, U_1 =a primer tekercsre kapcsolt feszültség, U_2 =szekunder (indukált) tekercsfeszültség, Z_1 =forrásimpedancia – azaz a generátor impedanciája, Z_2 =a fogyasztó – azaz az antenna impedanciája a munkatartományon belüli frekvencián:

$$a = n_2/n_1, U_2 = a * U_1 \text{ és } Z_2 = a^2 * Z_1$$

Megjegyzés:

Fontos: Az impedanciaáttétel nem a transzformátor tekercseinek impedanciájára vonatkozik, hanem a **generátor (Z_1)** és a **fogyasztó (Z_2)** impedanciaarányát veszi figyelembe a munkatartományon belüli frekvencián Munkatartományként a továbbiakban az 1-50 MHz közötti spektrumot vesszük (csak a példa kedvéért).

Példa a feszültség- és a fogyasztóra vetített impedanciáttranszformációra:

$$\text{Ha } n_2/n_1=1, \text{ akkor } a=1 \text{ és } Z_2=a^2*Z_1 \text{ azaz } Z_2=1*Z_1$$

$$\text{Ha } n_2/n_1=2 \text{ akkor } a=2 \text{ és az impedanciaáttétel } Z_2=a^2*Z_1=4*Z_1$$

$$\text{Ha } n_2/n_1=3 \text{ akkor } a=3 \text{ és az impedanciaáttétel } Z_2=a^2*Z_1=9*Z_1$$

Amennyiben a forrásfeszültségünk 71 V (U_1), a forrásimpedanciánk 50 ohm (Z_1) ($P=100$ W) a munkatartományon belüli tetszőleges frekvencián, akkor

$$a=1 \text{ esetében } U_2=71 \text{ V, } Z_2=50 \text{ ohm (} P=100 \text{ W)}$$

$$a=2 \text{ esetében } U_2=142 \text{ V, } Z_2=200 \text{ ohm (} P=100 \text{ W)}$$

$$a=3 \text{ esetében } U_2=213 \text{ V, } Z_2=450 \text{ ohm (} P=100 \text{ W)}$$

fogyasztói impedancia esetén valósul meg a teljes bevezetett teljesítmény ($P=100$ W) átvitele a fogyasztóra.

Megjegyzés:

Mint később látni fogjuk, a transzformátor tekercsimpedanciái ugyan arányosak az áttétellel, azonban mind a primer, mind a szekunder oldalon legalább négyszer nagyobbak kell lenniük, mint a forrás- vagy a terhelésimpedancia a munkatartomány összes frekvenciájára vonatkozóan.

Összefoglalásul elmondható, hogy a teljesítmény-vonaltranszformátor a rákapcsolt munkatartománybeli frekvenciájú primer feszültséget olyan szekunder feszültségre transzformálja, amely a fogyasztó impedanciáján keresztül a bevezetett teljesítménynek megfelelő nagyságú áramot hajt át. Ezáltal rezonáns impedanciaillesztés nélkül is megvalósul a bevezetett teljesítmény átadása a fogyasztónak.

Az energiaátvitel jellemzői a generátor és a fogyasztó között

Az egyenáramú generátor és a fogyasztó közötti maximális energiaátvitel akkor valósul meg, ha a fogyasztó ellenállása megegyezik a generátor belső ellenállásával. Ebben az esetben a generátor forrásfeszültsége és teljesítménye

50-50%-ban megoszlik a két ellenállás között, így a hatásfok 50%-ra adódik. Egyébként ez az állapot rövidzárközeli helyzetnek felel meg.

A fogyasztó ellenállását növelve az találjuk, hogy hatásfok tekintetében akkor válik elfogadhatóvá a teljesítményátadás a fogyasztóra – noha az átadott teljesítmény kisebb lesz mint az 50-50%-os megoszlás esetében - ha a fogyasztó ellenállása minimum négyszerese a generátor belső ellenállásának.

Amennyiben a négyszeres fogyasztói ellenállást vesszük figyelembe, a hatásfok ekkor már 80%, azaz a generátorból kivett teljesítmény 80%-a hasznosul a fogyasztón, 20%-a veszteség lesz a belső ellenálláson. Ez esetben a fogyasztó visszahatása a generátorra jelentősen kisebb, azaz már nem rövidzárszerű állapotnak felel meg.

Tovább növelve a fogyasztó ellenállását, a hatásfok 80% felett marad, de a fogyasztóra átadott teljesítmény fokozatosan csökken.

A négyesszabály

Annak érdekében, hogy az egyenáramú generátorra kapcsolt fogyasztó ne hasson vissza jelentős mértékben a generátorra, továbbá a teljesítményátadás hatásfoka elfogadható legyen, a generátorra kapcsolt fogyasztó ellenállásának legkevesebb négyszer nagyobbak kell lennie mint a generátor belső ellenállása.

E szabályt a váltakozóáramú körökre is kiterjeszthetjük, amennyiben nem rezonáns fogyasztót kapcsolunk a váltakozóáramú generátorra.

Annak érdekében, hogy a váltakozóáramú generátorra kapcsolt **nem rezonáns fogyasztó** ne hasson vissza jelentős mértékben a generátorra, továbbá a teljesítményátadás hatásfoka elfogadható legyen, a generátorra kapcsolt fogyasztó impedanciájának legkevesebb négyszer nagyobbak kell lennie, mint a generátor belső impedanciája, azaz

$$Z_{ter} \geq 4 * Z_{gen}$$

ahol Z_{ter} =fogyasztó impedanciája, Z_{gen} =generátor belső impedanciája.

Amennyiben transzformátort kapcsolunk a váltakozóáramú generátorra, a felvett teljesítmény a kapocsfeszültségtől, a mag mágneses jellemzőitől, a primer tekercs menetszámától és a szekunder oldali terheléstől függ. Helyes méretezés esetén a transzformátor primer tekercsének impedanciája lényegesen nagyobb is lehet a négyesszabály által megszabott minimumnál, ennek ellenére a transzformátor magjában a gerjesztés által létrehozható a transzformátor névleges teljesítményének megfelelő mágneses energia. Azonban **a generátorra**

való visszahatást elkerülendő a transzformátor primer tekercsének impedanciája a legkisebb átviteli frekvencián sem lehet kisebb, mint a generátor impedanciájának négyszerese (feltételezve azt, hogy a frekvencia növelésével nő a transzformátor primer tekercsimpedanciája). Ebből eredően a másik fontos megállapítás az, hogy a transzformátor felvett teljesítménye nem csak a primer tekercs impedanciájától függ, ha teljesül a négyesszabály - a túl kicsi primer impedancia viszont visszahat a generátorra, ezáltal csökken a transzformátor kapcsolófeszültsége, vele a gerjesztés azaz a mágneses energia, így az átvihető teljesítmény is.

Rezonáns elemek közötti teljesítményátadás

Rezonáns elemek illesztett összekapcsolása esetén a teljesítményátadás akkor 100%-os, ha

$$Z_{ter(f)} = Z_{gen(f)}$$

ahol $Z_{ter(f)}$ = a terhelés impedanciája, $Z_{gen(f)}$ = a generátor belső impedancia egy adott (f) frekvencián.

A tápvonalak a tápvonal impedanciájával megegyezően azonos impedanciájú elemek közötti teljesítményátvitelre alkalmasak. Pl. 50 ohmos adóvevő, 50 ohmos tápvonal, 50 ohmos talpponti impedanciájú antenna. Maguk a tápvonalak illesztett rezonáns elemek alkalmazásával széles frekvenciatartományban alkalmasak teljesítményátvitelre a típusukra megadott impedancián.

A szélessávú transzformátor kialakításának alapkövetelményei

A szélessávú teljesítmény-vonaltranszformátor helyes működésének egyik alapfeltétele, hogy a primer tekercs impedanciája a legalacsonyabb átviteli frekvencián a meghajtó generátor belső impedanciájának legkevesebb négyszerese legyen - ugyanis ez esetben érhető el az elfogadhatóan kis visszahatás a generátorra.

Az átviteli tartomány legkisebb frekvenciáin legkisebb a tekercs impedanciája, ezért e feltétel teljesítése kritikus a legkisebb átviteli frekvenciahatár tekintetében.

A minimum négyszeres generátorimpedancia nem véletlenül került kompromisszumos elfogadásra (mert lehet ötszörös, vagy több is), ugyanis a szükséges gerjesztés eléréséhez szükséges menetszámból eredő tápvonal hossza befolyásolja az átvitel felső határfrekvenciáját.

Itt most nem indokoljuk, de a hagyományos elrendezésű transzformátorral (külön

primer, külön szekunder tekercs) sokkal korlátozottabb sávátfogást lehet elérni, mint az olyannal, amelynél a tekercselés maga tápvonal, azaz önmagában zárt rendszer. Ezáltal kizárható a szomszédos menetek jelentősebb egymásra hatása (kapacitív csatolás) a tekercsen belül, minimalizálható a tekercsvégek közötti kapacitás (max. 2 pF a felső elfogadható határ) és minimalizálható a mágneses szórás.

Tehát nem egyszerű transzformátorról van szó, a konstrukció valójában tápvonal-transzformátor is. Ezzel a konstrukcióval 1:50-es frekvenciaátfogást lehet elérni, ha teljesül a négyesszabály, ugyanakkor a feltekercselt tápvonal fizikailag nem hosszabb, mint a tervezett legnagyobb átviteli frekvencia hullámhosszának egytizede.

A toroid magok karakterisztikus impedanciája 100 -110 ohm körül van, ezért az ilyen impedanciájú tápvonal feltekerése lenne ideális (ez a sodrott tápvonalnak felelne meg). A teljesítmény-vonaltranszformátorok esetében ez az út nem járható, így párhuzamos huzalelrendezésű tápvonalakkal kerülnek kivitelezésre. Mivel a tekercselőhuzal a szigetelése és mechanikai okok miatt a magtól való eltartással kerül fel a tekercstestre, az eltartás nélküli elméleti kalkuláció kb. csak 80%-át adja ki a ténylegesen szükséges menetszámnak (a legtöbb kalkuláló program nem számol eltartással). Viszont az eltartás miatti kompenzáló plusz menetek megnövelik a feltekercselt tápvonal hosszát, így veszélyeztethetik az elérni kívánt felső határfrekvenciát.

A transzformátor átvitelének a teljes frekvenciaspektrumban egyenletesnek és lineárisnak kell lennie. Az átvitelben nem lehetnek púpok és völgyek, szakadások és zérushelyek. A tekercset úgy kell kivitelezni, hogy a toroid mag teljes kerülete mentén kerüljön kialakításra, azaz a kezdet és a vég egymás mellett van.

Törekedni kell arra, hogy a konstrukció minimális menetszámmal kerüljön megtervezésre, ugyanis a tekercs önkapacitása söntöli a primer tekercset, ezáltal veszélyezteti a felső határfrekvenciás átvitelt.

Ahhoz, hogy minimálisra tervezhető legyen a menetszám, de a felsorolt feltételek összességét mégis kielégítse a vonaltranszformátor, megfelelő mágneses tulajdonságú anyagból készült toroidra vagy attól eltérő formájú, de zárt mágneskörű magra van szükség.

Tápvonal alapismeretek

Közismert, hogy a tápvonal olyan energiaátvitelre szolgáló vezető konstrukció, amely alkalmas két, a tápvonalhoz rezonánsan impedancia illesztett eszközt összekötni és nagyon kis veszteséggel a két eszköz között energiát átvinni -

elvileg tetszőleges hosszban, széles frekvenciatartományban.

Klasszikus példa: adóvevő --> tápvonal --> antenna, ahol minden impedancia 50 ohm egy adott frekvencián, a tápvonal 50 ohmos, az átvitt jel frekvenciája pedig (elvileg) tetszőleges lehet – de csak a tápvonal szempontjából.

A tápvonal tulajdonságait a gyári adatok megadják. Legfőbb jellemzője az impedanciája, ami széles frekvenciasávban állandó érték. További fontos tulajdonságai közé tartozik a veszteség a hossz és a frekvencia függvényében, valamint az átvihető maximális teljesítményre vonatkozó valamilyen adat (pl. a megengedett max. feszültség).

Az elméleti tápvonal zárt rendszer, az átvitt energiából sugárzással nem veszíthet, illetve semmilyen külső hatás nem befolyásolhatja jellemzőit. A gyakorlatban a tápvonalak nem tökéletesek, bizonyos minimális kisugárzás, illetve külső hatásra való érzékenység jól kimutatható (ez esetben nem az illesztetlenségi problémákról van szó). Ezek a problémák a mi szempontunkból nem játszanak számba veendő szerepet.

A tekercselt tápvonal jellemzője az, hogy az átviteli tulajdonságok megváltozása nélkül a tápvonal kezdete és vége közé akadályt helyezünk el, ami elszeparálja egymástól a tápvonal végeit. Ez az akadály a tekercs reaktanciája (a frekvencia függvényében), ami annál nagyobb, minél nagyobb a tekercs induktivitása. Amennyiben a tápvonal tekercs nagy permeabilitású mágneses magra kerül, a tekercsinduktivitás, ezzel a végek elválasztása jelentősen megnő. Ezen az elven alapszik pl. a közösmódusú áram fojtásának elve.

Tápvonalként jól ismert a koax kábel, további tápvonal konstrukció lehet két vagy több párhuzamosan elrendezett, egymástól elszigetelt vezeték (pl. TV-kábel, macskalétra), csavart, fonott érpár(ok), stb. Ezeknek a kialakításoknak impedanciáját és egyéb adatait konstrukciójuktól és típusuktól függően adják meg vagy számítják ki.

Úgy tűnik, s valóban igaz is, hogy a tápvonal impedancia illesztett kezdettel és véggel valóban szélessávú, zárt, hosszfüggetlen energiaközvetítő rendszer. Gond akkor keletkezik, ha bármelyik tápvonalvégen (vagy mindkettőn) az éppen használt aktuális frekvencián illesztetlenség lép fel.

Mivel a tápvonal hullámvezetőként értelmezhető, az előzőekben fejtegetett eredeti céltól eltérő alkalmazásokra is lehetőséget ad.

Amennyiben veszünk egy rövidítési tényezővel kalkulált félhullám (vagy annak egész számú többszöröse) hosszúságú, tetszőleges impedanciájú tápvonalat, amelynek végeit bármekkora, de azonos értékű ellenállással vagy impedanciával

zárjuk le, az energiaátvitel az adott hullámhosszon (frekvencián) veszteség nélkül megvalósul. Ez a megoldás nem más, mint egy 1:1 áttételű rezonáns impedancia transzformátor az adott hullámhosszon (frekvencián), ami az egyik végét lezáró tetszőleges nagyságú impedanciát a másik végére transzformálja. **Gyakorlati alkalmazása pl. egy antenna aktuális talpponti impedanciájának 1:1-es letranszformálása a távoli adóvevőben lévő vagy a távoli különálló antennahangolóra.**

A tápvonalakból még különféle impedanciáttranszformátorokat is lehet kialakítani. Ezek szintén csak a méretezett hullámhosszokon (frekvenciájukon) működőképesek. Példa ilyen megoldásra az URH hurokdipólok illesztésére alkalmazott, koaxból kialakított 1:4-es áttételű tápvonal-transzformátor.

A rövidítési tényezővel csökkentett méretű negyedhullám hosszúságú tápvonalak viselkedése érdekes tulajdonságot mutat. Amennyiben e tápvonal egyik véget nyitva hagyjuk, a másik végen az adott hullámhosszon rövidzárat mérhetünk. Ha e tápvonal egyik véget rövidre zárjuk, a másik végen szakadást mérhetünk az adott hullámhosszon. Ez a viselkedés megfelel a soros, illetve a párhuzamos rezgőkörnek.

Mivel a szélessávú transzformátorunkra tápvonalat tekercselünk, az előzőekben elmondottak miatt messze kerülni kell azt, hogy a tekercselésre felhasznált tápvonalhossz közelébe kerüljön a legnagyobb átviteli frekvenciának megfelelő hullámhossz negyedhullámú hosszúságának.

A tapasztalatok szerint a tekercselésre használt hossz e kritikus negyedhullámú hossz miatt a teljes hullámhossz maximum 10%-át érheti el (a rövidítési tényezőt itt nem kell figyelembe venni). Ezzel a maximális tekercselési hosszal még nem jelentkezik gond a legnagyobb frekvencia átvitelében.

Példa:

Amennyiben a legnagyobb átvinni kívánt frekvencia 30 MHz (10 méter), a transzformátortekercset max. 1 méter hosszú tápvonalból lehet elkészíteni. Az eltartás miatt a feltekert tápvonal hosszának cca. 80%-a lesz hatásos a mágneses gerjesztés létrehozása szempontjából.

A tekercselésre felhasznált tápvonalhossz befolyásolja a feltekerhető menetszámot, azaz a legalacsonyabb átviteli frekvencián kialakuló transzformátor impedanciát, aminek ott a generátorimpedancia (adóvevő) legkevesebb négyszeresének kell lennie. Kompromisszum nincs, mindkét feltétel egyidejű teljesítésére megoldást kell találni, ha ragaszkodunk a tervezett szélessávú átvitelhez (a probléma megoldása a különféle paraméterek megváltoztatása miatt számos esetben újratervezéssel jár).

Egy széles körben elterjedt rossz transzformátorkonstrukció elemzése

Az eddigiekben felvázolt szempontok alapján összefoglalhatjuk azokat az alapelveket, amelyeket egy szélessávú, teljesítmény-vonaltranszformátor tervezésének megkezdésekor figyelembe kell venni. A tápvonal-transzformátor (továbbiakban: transzformátor) feladata meghatározott impedanciák közötti, széles frekvenciasávban történő, minimális veszteségű lineáris és egyenletes teljesítményátvitel biztosítása.

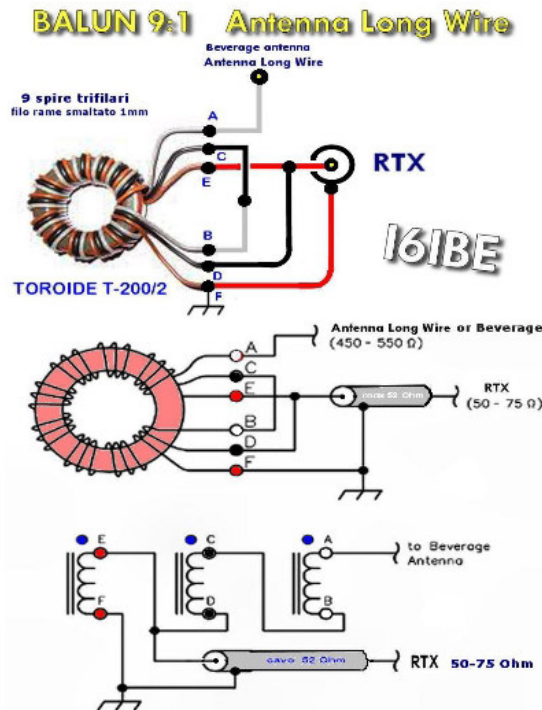
Megállapítottuk azt, hogy a transzformátor bemenő impedanciájának 50 ohmos kimenetű adóvevő esetén a legkisebb átvinni szándékozott frekvencián legkevesebb 200 ohmnak kell lenni. E feltétel akkor teljesíthető, ha a transzformátor zárt mágneskörű, nagy permeabilitású magra (lágymágneses, speciális anyagú toroidra) kerül kivitelezésre.

Megállapítottuk azt is, hogy a transzformátorra tápvonalat tekercselünk, továbbá azt is, hogy a feltekercselt távvonal hossza az átvinni kívánt legnagyobb frekvencia hullámhosszának maximum 10%-a lehet.

A következő oldalon tekintsük meg az **I6IBE** amatőrtárs által közölt, a rajz szerinti 1:9-es impedancia áttételű transzformátor megoldást.

Long wire 1:9 balunnal

- 1:9 balun



Megállapíthatjuk, hogy a közölt kapcsolási rajz helyes, A transzformátor tekercselése korrekt kivitelezésű, szigetelt huzallal, azaz jelentős eltartással történik a toroid felületétől. A menetszámot a szerző 9 menetnek adja meg, amiből $9 \cdot 0,8 = 7,2$ menet tekinthető a gerjesztés szempontjából hatásosnak. A továbbiakban egyszerűsítünk és 7 menettel számolunk.

A szerző nem adja meg a frekvenciaátviteli tartományt, az átvihető teljesítményt, sem az átviteli (mag) veszteséget.

A transzformátor magjaként a T200-2 típusú toroidot alkalmazza. Ennek a típusnak az anyaga porvasmagn, relatív permeabilitása konstans érték, azaz $\mu=10$ az 1 kHz - 100 MHz-es tartományban. A toroidra készített tekercs jósága 10 MHz környékén Q =több száz is lehet. Telítési tartományra, magvesztésre a gyártó újabb adatokat közöl, a konstrukció e szempontokból nem kritikus.

A gyártó a porvasmagos nagyfrekvenciás toroidjait rezonáns (rezgőkörös) alkalmazásokra ajánlja az 1-30 MHz-es tartományban, így az ilyen magra készült tekercsek kiválóan alkalmasak általános nagy jóságú rezgőkörök, rezonáns transzformátorok, oszcillátor rezgőkörök, antennahangoló rezgőkörök készítésére.

Analizáljuk a rajz szerinti 1:9 impedancia áttételű, T200-2 típusú toroid transzformátor átviteli tulajdonságait a 3,5-50 MHz-es tartományban 100 W/50 ohmos teljesítményű adóvevő esetében.

Tekintettel a nagy jóságú tekercsre, eltekintünk a minimális veszteségtől, így a különböző frekvenciákra kalkulált induktív reaktancia értéket impedanciának tekintjük, mértékegysége ohm. A kalkulációhoz DL5SWB "**mini Ring Core calculator 1.2**" programját használjuk, amely eltartást nem vesz figyelembe ezért a korrigált menetszámmal, azaz 7 menettel számolunk.

A program meghatározza a 7 menet induktivitását (**L**), **aminek értéke a teljes frekvenciaspektrumban állandó**, mivel a permeabilitás is állandó ($\mu=10$), majd meghatározza az induktív reaktanciát a különböző frekvenciákon, aminek alapján

$$X_{L_{pri}(f)} = 2 * \pi * f * L_{pri} \text{ [ohm]} \quad X_{L_{sec}(f)} = 9 * X_{L_{pri}(f)} \text{ [ohm]} \quad \text{és} \quad R_t = 450 \text{ [ohm]}$$

(A reaktanciákat impedanciának tekintjük a nagy jóság miatt).

A T200-2 (OD=50,8mm ID=31,8mm h=14mm $\mu=10$) toroidon a 7 menet induktivitása

$$L_{pri} = 0,67 \text{ uH}$$

$$L_{sec} = 9 * L_{pri} = 6,03 \text{ uH} \text{ a szekunder tekercs induktivitása.}$$

A kalkulált induktivitás értékek a 3,5 ---> 100 MHz tartományban gyártói adatok szerint állandó értékűek.

Annak érdekében, hogy az 50 ohmos generátor kimenetre a transzformátor primer tekercse ne hasson vissza, a legkisebb átviteli frekvencián a primer tekercs impedanciájának legkevesebb az 50 ohm négyszeresének kell lennie (**200 ohm**). E feltétel fennáll a szekunder tekercs esetében is, ahol a 450 ohmos terhelésnél a szekunder tekercsimpedanciának legkevesebb $4 * 450 = 1800 \text{ ohm}$ nak kell lennie **a legkisebb átviteli frekvencián**.

Az I6IBE transzformátor tekercseinek reaktanciája az átviteli frekvenciákon

Frekvencia	Primer tekercs $X_{Lpri}(f)$	Szekunder tekercs $X_{Lsec}(f)$
3,5 MHz-en	14,7 ohm	132,3 ohm
7 MHz-en	29,4 ohm	264,6 ohm
10 MHz-en	42,0 ohm	378,0 ohm
14 MHz-en	59,0 ohm	531,0 ohm
18 MHz-en	75,7 ohm	681,3 ohm
21 MHz-en	88,4 ohm	795,6 ohm
25 MHz-en	105,2 ohm	946,8 ohm
28 MHz-en	117,8 ohm	1060,2 ohm
50 MHz-en***	210,5 ohm	1894,5 ohm

*** Meghaladja a gyártó által ajánlott felső frekvenciahatárt

Megállapítások:

A program szerint elvégzett számítások alapján azonnal látszik, hogy generátor/transzformátor primer tekercsére vonatkozó illesztési követelmény ($X_{L(3,5MHz)} \geq 200 \text{ ohm}$) egyedül 50 MHz-en teljesülne, de az **50 MHz meghaladja a gyártó által a magra ajánlott maximális frekvenciát!**

A primer tekercs rövidzárszerű állapotban tartja a generátort az átviteli spektrum jelentős részében, kiemelkedően a spektrum alacsonyabb frekvenciáin. Ugyanez a helyzet látható a szekunder oldalon, a terhelést (az antennát) rövidzárszerű állapotban tartja a szekunder tekercs a megkívántnál sokkal kisebb impedanciája.

E konstrukciót felesleges lenne tovább tárgyalni, de a tanulság szempontjából kiszámítjuk, hogy mekkora teljesítmény jut az antennára.

Az I6IBE modell teljesítményátviteli kalkulációja

Amennyiben egy 50 ohmos, 100 W-os generátor (adókészülék) kimenetére 50 ohmos terheléssel lezárt koax kábelt vagy 50 ohmos műterhelést kapcsolunk, a generátor kimenetén $U_{[RMS]} = 71 \text{ V}$ feszültség mérhető, az átfolyó áram $I = U/R = 71/50 = 1,42 \text{ A}$. és a kimenőteljesítmény **100 W**.

Azt feltételezve, hogy a generátor rövidzárvédett, azaz a védelem 1,42 A-nél nagyobb áramot még akkor sem enged meg kialakulni, ha az adó kimenetét

rövidre zárjuk, a nem illesztett terhelések estén a kimeneti feszültség ($U_{[RMS]}$) akkora értéket vesz fel, amekkora feszültségesés keletkezik az 1,42 A átfolyó áram hatására a kimenetre kapcsolt impedancián.

Az I6IBE modellnél mind a primer, mind a szekunder tekercs impedanciáit is kalkulálni kell, mert mind a generátort a primer, a fogyasztót a szekunder tekercs rövidzárszerű állapotban tartja, tehát a transzformátor tekercsei jelentős mértékben visszahatnak mind a generátorra, mind a fogyasztóra. Ha az összes impedanciát és a terhelést a primer oldalra transzformáljuk, megkapjuk a generátort terhelő impedanciák eredőjét, amelyből az 1,42 A átfolyó áram ismeretében kiszámíthatjuk a primer tekercsre jutó feszültséget és abból a transzformátor által átvitt teljesítmény a különböző frekvenciákon

Transzformáció a primer oldalra 1:9 impedancia áttétellel:

- $R'_t = R_t / 9$ tehát $R'_t = 450 / 9 = 50$ ohm
- $L'_{sec} = L_{sec} / 9$ tehát $L'_{sec} = 6,03 / 9 = 0,67$ uH

Mivel $L'_{sec} = L_{pri}$ és a két induktivitás párhuzamosan kapcsolódik, az eredő reaktanci $L_{erd} = L_{pri} / 2 = 0,67 / 2 = 0,335$ uH

A porvasmagos transzformátor terhelőimpedanciája és teljesítményátvittele:

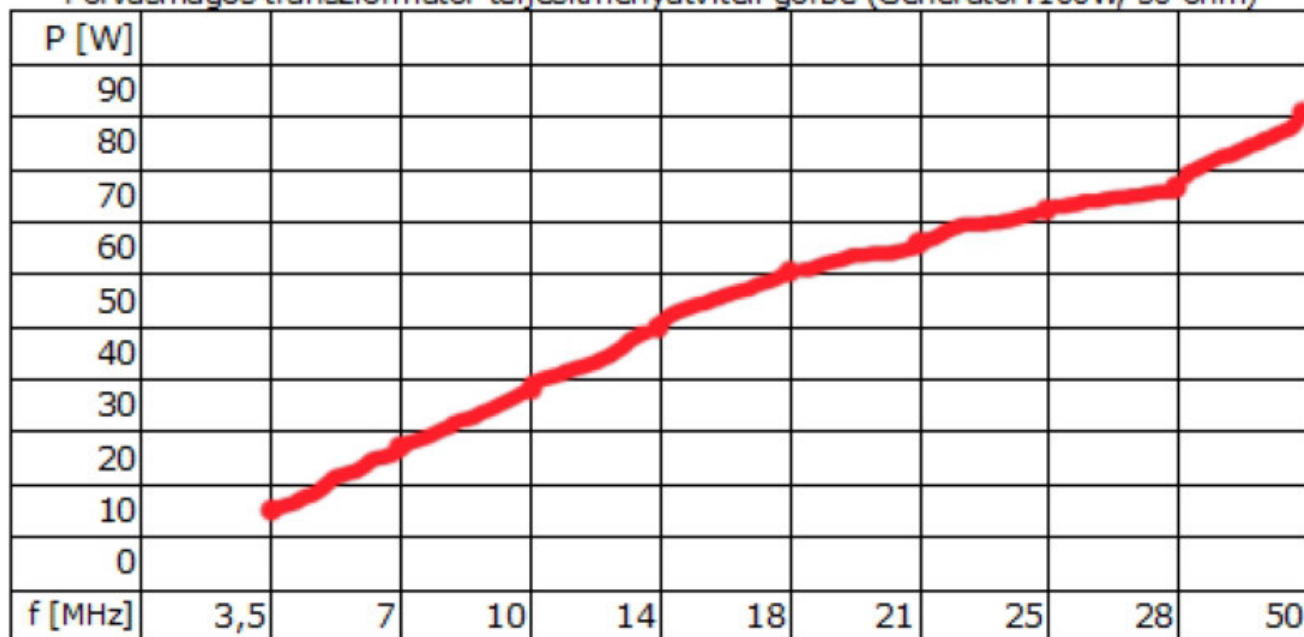
$$|Z'_{tr}| = 1 / (\text{sqrt}((1/R'_t)^2 + (1/L_{erd})^2)) \text{ [ohm]} \quad \text{SWR} = Z/Z'_{tr}$$

$$[P = 100 \text{ W } Z = 50 \text{ ohm } I = 1,42 \text{ A}] \quad |U_t| = |Z'_{tr}| * I \text{ [V]} \quad |P_t| = |U_t| * I \text{ [W]}$$

Frekvencia	Impedancia $ Z'_{tr} $	Primer feszültség $ U_t $	Teljesítmény (ant) $ P_t $	Állóhullámarány SWR
3,5 MHz-en	7,29 ohm	10,35 V	14,70 W	6,86
7 MHz-en	14,13 ohm	20,06 V	28,49 W	3,54
10 MHz-en	19,40 ohm	27,55 V	39,12 W	2,58
14 MHz-en	25,39 ohm	36,05 V	51,20 W	1,97
18 MHz-en	30,20 ohm	42,89 V	60,90 W	1,66
21 MHz-en	33,12 ohm	47,03 V	66,78 W	1,50
25 MHz-en	36,25 ohm	51,48 V	73,10 W	1,38
28 MHz-en	38,13 ohm	54,14 V	76,88 W	1,31
50 MHz-en***	45,16 ohm	64,13 V	91,06 W	1,11

*** Meghaladja a gyártó által ajánlott felső frekvenciahatárt

Porvasmagos transzformátor teljesítményátviteli görbe (Generátor: 100W, 50 ohm)



A transzformátor saját vesztesége (ami a gerjesztőfeszültség nagyságától függ) elhanyagolásra került.

Összefoglalásul elmondható, hogy **a vizsgált porvasmagos, szélessávúnak gondolt modell alkalmatlan az egyenletes energiaátvitelére**. A kalkulált átvitt teljesítményértékekből a veszteségek elhanyagolásra kerültek (nagyságuk jelentéktelen). Mind az adóvevő kimenete, mind az antenna a teljes frekvenciaspektrumban rövidzárközeli állapotban van a primer és a szekunder tekercs alacsony impedanciája miatt. **Az állóhullámarány ne legyen megtévesztő – egy helyesen méretezett transzformátor állóhullámaránya a legrosszabb esetben (a legkisebb átviteli frekvencián, azaz 1 MHz-en) sem lehet nagyobb, mint **SWR=1,04****. E modell alkalmatlanságának további aspektusairól a későbbiekben még szó esik.

Megállapítás:

A transzformátor a generátor szempontjából veszélyes rövidzárközeli állapotot hoz létre, amelynek kivédése a generátor (adóvégfok) hatékony védelmén múlik. Maga a transzformátor alacsony veszteséggel és olyan alacsony fluxussűrűséggel dolgozik, amely alkalmatlan a generátor által leadott teljesítmény átvitelére. A működés látszata abból ered, hogy van némi teljesítményátvitel és a mag az alacsony fluxus miatt nem melegszik. További hátrány, hogy a szekunder oldali alacsony impedancia terheli az antennát, így nem csak az illesztetlenséggel, de az antenna sugárzási teljesítményének jelentős romlásával is számolni lehet.

A porvasmagos transzformátorkonstrukció tanulságai

A végrehajtott elemzés rámutat arra, hogy a szélessávú, nagy teljesítményű, impedanciaillesztésre alkalmazott transzformátor hármas természetű.

- 1.** A szélessávú transzformátor megfeleltethető bármely transzformátornak, így a méretezésnek a transzformátor elv szerint a maximális üzemi teljesítményre és az ahhoz tartozó mágneses főfluxus értékre kell történnie.
- 2.** A transzformátorra tápvonalat tekercselünk, ennek következménye az, hogy bizonyos méretezési korlátokat figyelembe kell venni.
- 3.** A transzformátornak széles frekvenciaspektrumban kell biztosítani a minimális veszteségű, teljesen egyenletes teljesítményátvitelt, hullámosság, kiugrás vagy zérushely nem léphet fel az átviteli sávban.

Vizsgáljuk meg a transzformátor-elv szerinti követelményeket.

Ahhoz, hogy a kívánt teljesítményt át tudjuk adni a kimenetnek, a méretezési teljesítménynek megfelelő mágneses mezőt kell létrehozni a transzformátor magban. Ezt az alacsony permeabilitású porvasmagoknál a szükséges minimális menetszámmal biztosítani nem lehet. Megállapítható tehát, hogy a teljesen zárt mágneses kör mellett olyan magra van szükség, amelynek kellően nagy a permeabilitása és kiterjedt frekvenciaspektrumban képes a névleges teljesítmény egyenletes átvitelére. A tervezett teljesítményátvitel érdekében a primer tekercs nem hathat vissza az őt tápláló generátorra, a szekunder tekercs sem hathat úgy a fogyasztóra, hogy a fogyasztót rövidzárszerű állapotba kényszerítse, továbbá a fogyasztó sem képviselhet rövidzárszerű terhelést.

Ezen feltételek közül a porvasmaggal publikált megoldás néhányat messze nem teljesíti, noha a mágneses kör zárt, kicsi a magveszteség, a fluxus sűrűség is messze elmarad a telítési határtól, továbbá a fogyasztó (az antenna) sem képvisel rövidzárat.

A transzformátorra tekercselt tápvonal hossza korlátozza a felső határfrekvenciát, ugyanakkor befolyásolja az alsó határfrekvenciát is. A méretezés során kompromisszumot kell keresni az átviteli spektrum határait illetően. Az 1:50 átviteli arány teljesíthető, de nem minden esetben (függ a teljesítménytől - azaz a mag mágnesesen hatásos keresztmetszetétől).

A széles frekvenciaspektrum átviteléhez tehát olyan mágneses tulajdonságú magra van szükség, amelynél:

- a.)** a mag vesztesége kicsi, továbbá független a frekvenciától és

határfrekvenciája jelentősen meghaladja a legnagyobb átviteli frekvenciát,

b.) a mag kezdeti permeabilitása nagy, majd egy adott frekvenciától a frekvencia függvényében csökkenni kezd. E törésponti frekvenciától kezdődik a munkatartomány. Ezáltal az átviteli tartományon belül minden egyes frekvenciára számolt (mért) tekercs reaktancia $X_L = \omega * L$ csak akkor igaz, ha az adott frekvenciára számolt (mért) $L_{(f)}$ induktivitással kalkulálunk, azaz

$$X_{L(f)} = \omega * L_{(f)}$$

ahol $X_{L(f)}$ = tekercs reaktanciája egy adott frekvencián, $\omega = 2 * \pi * f$,
 $L_{(f)}$ = tekercs induktivitása az adott frekvencián

c.) Az átviteli frekvenciatartományt a primer tekercs önkapacitása söntöli, ezért a minimális menetszámra kell törekedni.

Az I6IBE által publikált megoldás az **a.) feltételt lényegében nem, a b.) feltételt pedig egyáltalán nem teljesíti**, ugyanis a mag határfrekvenciája alacsony, a permeabilitása pedig kicsi és frekvenciafüggetlen, a tekercs induktivitás minden frekvencián azonos. Emiatt a tekercs reaktanciája a frekvencia függvényében monoton nő (de soha nem elégséges és pont ott a legkisebb, ahol a legnagyobb reaktanciára lenne szükség).

Sajnálatos, hogy I6IBE által publikált megoldás viszonylag széles körben elterjedt és a gyakorlatban is alkalmazzák, mert látszólag működik. A generátort (az adóvevőt) fekete doboznak tekintve mélyebb analízist is megérdemelne a fekete doboz működését ismerőktől, hogy milyen visszaható tényezőkkel és következményekkel kell számolni az I6IBE-féle megoldás adóvevőre kapcsolása esetén.

A rövidhullámok sajátossága az, hogy a hullámterjedés és a partnerek fejlett technikája jelentős mértékben kompenzálja a műszakilag rossz vagy gyenge megoldásokat, ezért állítják sokan, hogy az elemzett I6IBE-féle és a hasonló megoldások működnek. A rádióamatőr célja azonban az, hogy az adott lehetőségeket optimálisan kihasználja, ennek az I6IBE által publikált és a hasonló megoldások messze nem tesznek eleget.

Megjegyzés:

Az I6IBE által publikált porvasmagos megoldás más, korábbi hasonló konstrukciókon alapul, amelyeknél a szerzők szintén porvasmagot használtak anélkül, hogy kalkulálták volna a transzformátor paramétereit és **energiaátviteli elemzést** készítettek volna.

Előzetes megfontolások a teljesítmény-vonaltranszformátor tervezéséhez

Mielőtt továbblépnénk a gyakorlatilag megvalósítható szélessávú, lineáris induktivitású teljesítmény-vonaltranszformátor (továbbiakban transzformátor) elvének megismerésében, néhány fontos gondolat már az eddig elmondottakból leszűrhető.

Azt mondtuk, hogy (többek között) a transzformátor működése semmiben sem tér el az egyfrekvenciás (pl. 50 Hz-es) transzformátorok működésétől, így azok méretezési eljárásaitól sem. A transzformátor egyik jellemzője a menetszám áttétel - ez megfelel a feszültségáttételnek. Az áttétel általában bármilyen arányban megvalósítható, estünkben viszont csak egy az egész számhoz lehet a primer/szekunder menetszám viszonyt (pl. 1:1, 1:2, 1:3 ...) vagy fordítva, azaz letranszformálást (pl. 3:1, 2:1) kívánunk kialakítani. Ennek oka részben az, hogy a generátor/fogyasztó viszonyban impedanciát kívánunk illeszteni, ami 1:1, 1:4, 1:9 feltranszformálás esetében, továbbá azért is szükséges, mert a tekercs maga a tápvonal, amelyben a vezetők hossza azonos (a már megismert tápvonalhossz korlátozással). Az arányokból adódóan általában autótranszformátort alakítunk ki.

Megjegyzés:

Mivel a tápvonalak megcsapolhatók, a transzformátorunk szintén megcsapolható pl. 1:2-es impedanciáttranszformáció megvalósítása érdekében. Tekintettel a tekercselés kialakítására, a megcsapolás helyének kiszámítása ugyan egyszerű, de a fizikai hely megtalálása és a megcsapolás fizikai kivitelezése meglehetősen bonyolult folyamat.

A transzformátor névleges teljesítményét fedezni képes mágneses mezőt (fluxus sűrűséget) kell a magban létrehozni a teljes frekvenciaspektrumban, ami lényegében függ a mag anyagtulajdonságától, permeabilitásától, keresztmetszetétől, a menetszámtól, a tekercsre kapcsolt feszültségtől (és a frekvenciától).

Kihhasználva a feszültségáttételből eredő lehetőséget, a majdan megtervezett és kivitelezett transzformátorunkkal ellenőrzésére a következő mérési modellt használhatjuk:

Mérési elrendezés: Adóvevő 50 ohm, max. 100 W, max. 71 V_[RMS] (ahol V_[RMS]=effektív feszültség) ---> rövid koax, 50 ohm ---> transzformátor 1:1, 1:4 vagy 1:9 impedancia áttétel ---> 50, 200 vagy 450 ohmos műterhelés.

Ellenőrizhető a helyes működés, ha nagyfrekvenciás voltmérővel különböző frekvenciákon megmérjük a feszültségeket. Ideális esetben a következő értékeket kellene kapnunk 100 W terhelés estén a munkatartományba eső frekvenciákon:

Adóvevő kimenet: 71 V

Transzformátor primer kapocs: 71 V

Transzformátor szekunder tekercsen műterheléssel: 71 V (1:1), 142 V (1:2) vagy 213 V (1:3) menetszám áttételtől függően.

A mért értékek jó egyezése estén az átvitel ideális, azaz veszteségmentes, leszámítva a transzformátor saját veszteségét. A veszteségnek széles frekvenciatartományban állandó érteken kell maradnia. Itt bevezetünk egy újabb paramétert:

Maghőmérséklet növekedés max. 30 C° (a mért értéknek a határon belül kell maradnia a transzformáló frekvenciatartományban). A hőmérséklet növekedés mérését üresjáratban, majd a későbbiekben kalkulált folyamatosan megengedett terheléssel vagy annál kisebb terheléssel kell elvégezni.

Az olyan mag, amely már üresjáratban és/vagy terhelten a frekvencia növelésének hatására jelentősen növekvő hőmérsékletet mutat, nem alkalmas transzformátormagnak!

Egyszerűsített mérési eljárás:

Párhuzamos vezetőjű tápvonallal tekert 1:1 áttételű transzformátor 50 ohmos műterhelésen, üresjáratban, majd óvatosan növelt különböző terheléssel, különböző frekvenciákon feszültség- és hőmérsékletméréssel meghatározható a mag mágneses viselkedése.

Rövidzárási mérés:

A szekunder oldalt rövidre zárjuk, különböző frekvenciákon addig növeljük a primer feszültséget, amíg el nem érjük a névleges teljesítményhez tartozó primer oldali áramot. Minél alacsonyabb a feszültség, annál jobb a konstrukció (a mérés a szórás és rézvesztés mutatja ki).

A mérésekkel óvatosan kell eljárni, alacsony szintről növelendő a primer feszültség. A mérést a lehető legrövidebb idő alatt kell végrehajtani mivel a mag megengedett veszteségét a szakaszos üzem miatt a folyamatos üzemű megengedett veszteség többszörösére tervezzük. A maghőmérséklet emelkedése üresjáratban jelentkezik, terhelés hatására csak a rézvesztés által keletkezett járulékos hő okoz minimális hőmérséklet emelkedést.

További megállapítások a porvasmagos modellel kapcsolatban

I6IBE porvasmagos (T200-2) 9 menetes modelljét elemezve a következőket állapítottuk meg:

A primer 9 menetes tekercsből 7 mágnesesen hatásos menet marad, induktivitása:

A program szerint a T200-2 (OD=50,8mm ID=31,8mm h=14mm u=10) toroidon 7 mágnesesen hatásos menet inductivitása **L=0,67 uH**.

Az alacsony értékű inductivitasok következmény az, hogy a tekercsek rövidzár jelleggel terhelik mind a generátort, mind az antennát (9x0,67 uH szekunder inductivitással) a 3,5-30 MHz-es tartományban.

Számítsuk ki, hogy mekkora inductivitasra lenne szükség a négyesszabály szerint ahhoz, hogy a primer tekercs ne hasson vissza túlzottan a generátorra (ezáltal a szekunder tekercs az antennára):

Olyan menetszámra lenne szükség, amely 3,5 MHz-en legalább 200 ohm impedanciát eredményez a primer tekercs esetében. A T200-2 maggal kalkulálva 10 uH primer inductivitas szükséges 29 mágnesesen hatásos menettel (220 ohm lesz az impedancia). A fizikailag feltekerendő menetszám $29/0,8=36$ menet lenne, ami 3 vezetékes (trifiláris) tápvonal esetén fizikailag kivitelezhetetlen.

Közbevetett megjegyzés:

Az I6IBE modell - mint már említésre került - nem saját találmány. A forrás valószínűleg amerikai eredetű és sokkal korábbról származik. A **Txxx-2** porvasak könnyen beszerezhetők, a kereskedelmi ajánlás üzleti szempontból olyan célokra is alkalmasnak jelzi, amelyekre valójában nem alkalmas. A porvasmagos transzformátor látszólag működik, nem melegszik, nem telítődik, üzemi körülmények között is látszólag megállja helyét - lehet vele még DX összeköttetéseket is létesíteni. Valóban lehet - a terjedés megsegít. Csak arra nem alkalmas - mint láttuk - hogy az adó teljesítményét teljes egészében eljuttassa az antennára. Vétel szempontjából is káros hatással van az ilyen transzformátor a rádióvevőre - a rövidzárközeli állapotú antenna és a rövidzárközeli állapotú illesztetlenség a készülékhez jelentős rontja a vételi képességet.

Ahhoz, hogy a kitűzött célt teljesíthessük, más megoldást kell keresni. Így kerülnek előtérbe a ferrit anyagú magok, amelyek nagy permeabilitásukkal hívják fel magukra a figyelmet. A ferrittel - az egyszerűen kalkulálható porvasmaggal ellentétben - egy egészen más logika szerint kell eljárni. Számos tervezési szempont együttes betartására való törekvés gyakran vezet oda, hogy egy kalkuláció végeredménye nem kielégítő, így az újratervezés indokolt.

A ferrit különféle mágneses anyagok porkohászati úton egyesített keverékéből áll. Alapvető különbség a porvasmagoz képest, hogy a különféle keverékeknek szigorúbb határfrekvenciája van, valamint minden egyes frekvenciához más permeabilitás tartozik. Ez azt jelenti, hogy egy ferritmagos, adott menetszámú tekercs minden egyes frekvencián más inductivitasot mutat.

Mint láttuk, a porvasmag tekercsének inductivitasa nem függ a frekvenciától, ezért egyszerű vele számolni.

A ferrit különbözik abban is, hogy tekercse nem csak induktivitást, hanem egy soros RL kört képvisel, azaz egy induktivitást és egy ellenállást sorba kapcsolva látunk. Ráadásként az R és az L érték frekvenciafüggő, azaz minden eltérő frekvencián más értéket vesz fel mind az R, mind az L. Az értékeket a ferrit keverékanyaga határozza meg, ezért az adott típusú ferritre a korrekt gyártók jelleggörbéket adnak meg a frekvencia függvényében, amelyek alapján kiszámítható egy adott frekvenciára (a geometria és a menetszám alapján) az induktivitás és az ellenállás aktuális értéke.

Példa az FT140-43 (43-as keverék) 12 menet soros $L_{(f)}$ és $R_{(f)}$ értékekre

Frekvencia f [MHz]	$L_{(f)}$ induktivitás [uH]	$R_{(f)}$ ellenállás [ohm]
1,0	120,47	65.6
2,0	96.37	343.1
4,0	72.28	827.6
7,0	49,79	1624,9
15,0	30.52	3027.7
20,0	24.09	3633.2
30,0	14,46	4541,5

Első szembetűnő különbség, hogy a porvasmaggal ellentétben az adott menetszámú tekercs induktivitása a frekvencia függvényében nem állandó, hanem csökken, továbbá a magveszteséget $R_{(f)}$ soros disszipációs ellenállás fejezi ki!

*** _ ***

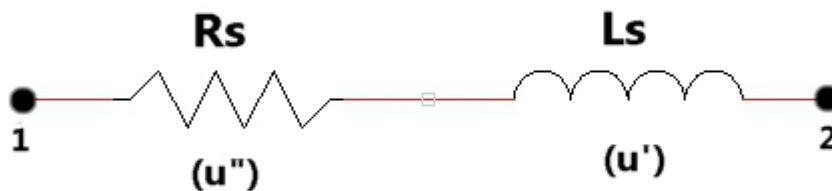
SZÉLESSÁVÚ, LINEÁRIS INDUKTIVITÁSÚ TELJESÍTMÉNY-VONALTRANSZFORMÁTOR MŰKÖDÉSE ÉS TERVEZÉSE

A ferritmagos tekercs alapjellemzői

A következőben a gyártó által a ferritekre megadott tulajdonságokkal foglalkozunk.

A ferritmagos tekercs helyettesítő kapcsolása:

Ferritgyűrűs tekercs, mint veszteséges soros inductívitás modellje



Megjegyzés: A tekercs paramétereit teljes egészében a ferritmag anyaga határozza meg a frekvencia függvényében

A ferrites tekercs a fenti ábra szerint modellezhető le soros RL körként. Az R_s és az L_s értékek egy adott frekvenciára a gyártó által (most a #43-as keverékre vonatkozóan) megadott csatolt adatsor és majd az alábbiakban található jelleggörbe segítségével kalkulálhatók.

A tekercs impedanciája egy adott frekvencián

$$Z = j \cdot \omega \cdot L_s + R_s = j \cdot \omega \cdot L_0 \cdot (u'_s - j \cdot u''_s) \text{ [ohm]}$$

ahol $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$, L_0 = tekercs légmagos inductívitása - ebből következik, hogy

Soros reaktancia és a soros veszteségi ellenállás

$$X_{L_s} = \omega \cdot L_s = \omega \cdot L_0 \cdot u'_s \text{ [ohm]} \text{ és}$$

$$R_s = \omega \cdot L_0 \cdot u''_s \text{ [ohm]}$$

ahol

A magon lévő tekercs légmagos inductívitása

$$L_0 = (4 \cdot \pi \cdot N^2 \cdot 10^{-9}) / C \text{ [Henry]}$$

ahol C = a felhasznált méretű mag formatényezője

A komplex permeabilitás

$$u_c = \sqrt{u'_s{}^2 + u''_s{}^2}$$

A tekercs komplex impedanciája

$$Z_c = \sqrt{(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_s)^2 + R_s^2} \text{ [ohm]}$$

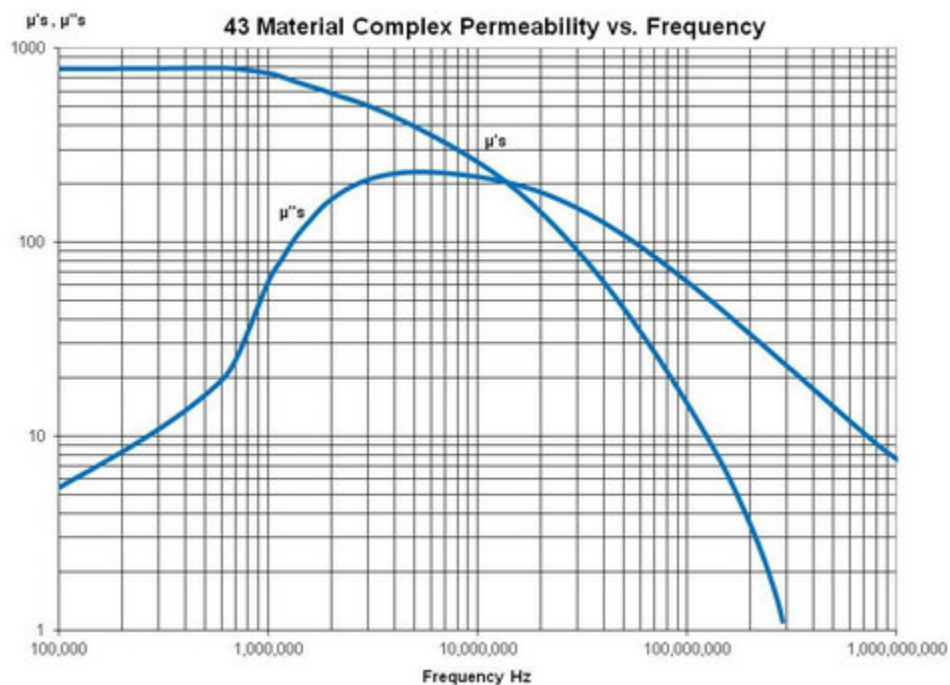
A tekercs jósága

$$Q = u'_s / u''_s$$

Magtényező toroid magra

$$C = u_0 \cdot A_e / l_e \text{ [cm}^{-1}\text{]}$$

ahol $u_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ [H/m], A_e = a hatásos mágneses keresztmetszet [cm²] és l_e = közepes hatásos erővonalhossz [cm]



A #43-as keverék jelleggörbéje

Egy adott méretű mag estében az L_0 és a C kivételével minden kiszámított adat csak egy, azaz a kiválasztott frekvencián igaz a fenti jelleggörbéből leolvasott adatok szerint, ha N = konstans (azaz egy adott menetszámot veszünk figyelembe és csak a frekvenciát változtatjuk).

A #43-as keverék jelleggörbéje azért lett kiválasztva, mert a gyártó ajánlása alapján szélessávú transzformátorhoz 1 MHz-től e keverék alkalmas a

rövidhullámú tartományra (egészen 55 MHz-ig).

A ferrit felvázolt működési modelljéből egyértelműen látszik, hogy egy adott ferritmagon az adott menetszámú tekercs jellemzői (mint soros RL kör) minden eltérő frekvencián más és más paraméterekkel írhatók le. Ezek a következők:

$$L_{S(f)}, X_{Ls(f)}, R_{S(f)}, Z_{c(f)}, Q_{(f)}, \text{ ahol } f = \text{frekvencia}$$

A gyártó által megadott #43-as anyagú jelleggörbét értelmezve azt látjuk, hogy a kezdeti permeabilitás $\mu_i = 800$. Ez az anyagra jellemző katalógusadat a közepes-nagy permeabilitású osztályt jelzi, azonban a jelleggörbe szerint a 100 kHz-es frekvenciára (és még csak cca 700 kHz-ig) igaz a $\mu'_s = 800$.

Pontosabb adatokat tartalmaz a mellékletként csatolt, a jelleggörbe leolvasását megkönnyítő táblázat, amely a gyártó által megadott pontos adatokat (f , μ'_s és μ''_s) továbbá az azokból kalkulált Q és u_c adatokat tartalmazza a frekvencia függvényében. A felső ajánlott frekvencia a mag jelleggörbe alapján cca 55 MHz.

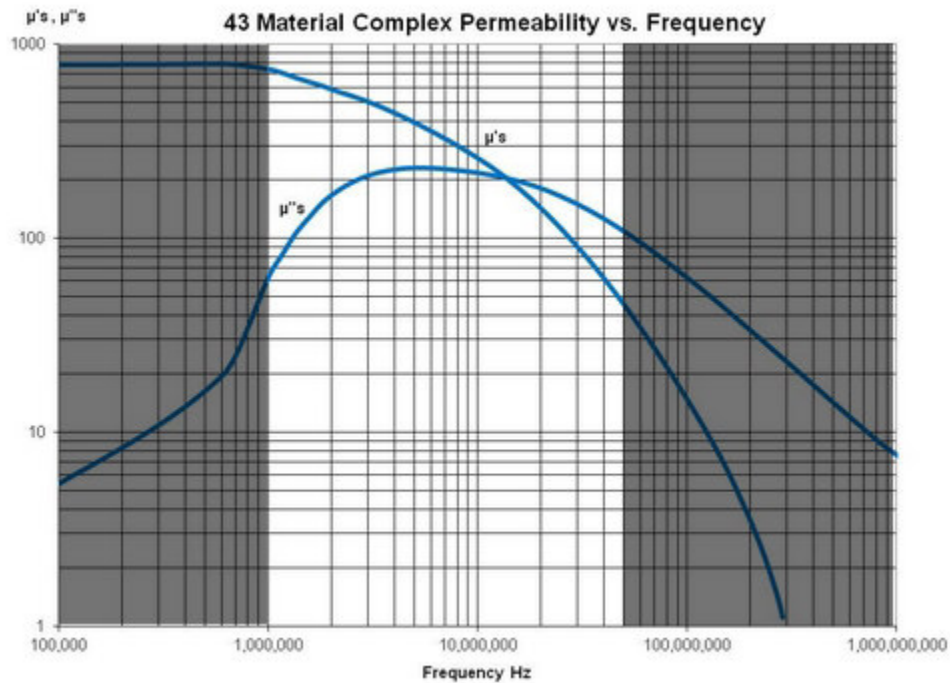
A táblázatból és a jelleggörbéből az is kiderül, hogy az induktív összetevő (μ'_s) permeabilitás lényegében meredek csökkenésbe kezd 1 MHz-től. Ezt a frekvenciát tekintjük törésponti frekvenciának (gyártói ajánlás szerint is), így a szélessávú transzformátor alsó átviteli határfrekvenciájának. Ez a szabály érvényes minden ferrit anyagra, azaz ahol az induktív permeabilitás összetevője (μ'_s) jelentős csökkenésbe kezd, az a frekvencia az adott anyagnál a szélessávú transzformátor alsó határfrekvenciája – **ha a gyártó az adott anyagkeveréket szélessávú transzformátorok kialakítására is ajánlja!**

A példának vett #43-as keverékű szélessávú transzformátor felső határfrekvenciáját gyakorlati megfontolás alapján határoztuk meg. Az 50 MHz-es felső határfrekvencia esetén a magra feltekerceselt tápvonal hossza (hullámhossz/10) max. 60 cm lehet. Ugyanakkor ezzel a 60 cm hosszából kialakított menetszámnak teljesítenie kell az alsó határfrekvencián a négyesszabályt, azaz az 50 ohmos generátor esetén a 200 ohmos primer reaktanciát.

Megjegyzés:

A primer reaktancia tekintetében két iskola létezik; az egyik szerint az impedanciának, a másik szerint az induktív reaktanciának kell teljesíteni a négyesszabályt. **Mi az induktív reaktanciára tesszük le a vokst.**

A jelleggörbében kijelölt munkatartományt a következő oldalon található ábra tartalmazza.



Az elmondottak alapján 1-50 MHz-es tartományba (1:50 átviteli arány) kísérjük meg a transzformátor megtervezését. Mind a csatolt táblázatban, mind a fenti jelleggörbénél a fehéren maradt terület adataival fogunk dolgozni. Kisjelű transzformátor kialakítása (vonaltranszformátoros erősítőkhöz) a legnagyobb átviteli frekvencia tekintetében kevésbé problematikusnak látszik, mint a nagy magkeresztmetszetű, nagy teljesítményű transzformátorok esete.

A vonaltranszformátoros erősítőkhöz az aktív elem árama általában átfolyik a vonaltranszformátoron. Ebből következik, hogy a megengedett maximális fluxus sűrűség két elemből áll; a DC gerjesztésből és az AC gerjesztésből. A DC gerjesztés jelenléte beszűkíti a megengedhető AC gerjesztés nagyságát. Kisjelű erősítőknél ez általában nem okoz problémát, a nagyjelű erősítőknél a DC jelenléte beszűkíti az AC gerjesztés mértékét, ezzel a transzformátoron átvihető nagyfrekvenciás teljesítményt és a linearitást is veszélyeztetheti. A másik határ a nagy keresztmetszet (a vele járó nagy a terület) esetén a feltekert tápvonalhossz lehet, ami meghatározza az átvitel alsó és felső határfrekvenciáját.

Fluxus sűrűség

$$B_{\max_meg} \leq B_{DC} + B_{AC}$$

ahol B_{\max_meg} = megengedett maximális üzemi fluxus (a telítési határ (B_{sat}) alatt biztonságosan megválasztott érték), B_{DC} = egyenáramú gerjesztés fluxusa, B_{AC} = váltakozóáramú gerjesztés fluxusa

Esetünkben nincs egyenáramú gerjesztés. A transzformátor az antenna talppontjában van, táplálása csak váltakozóáramú, így $B_{\max_meg} = B_{AC}$.

A #43-as keverék kiválasztása nem véletlenül történt. Egyrészt a gyártó háromféle felhasználási célra ajánlja, másrészt a gyártó minden szükséges adatot nyilvánosan közöl a korrekt tervezhetőség segítése érdekében. A keverék a következőkre alkalmas:

- 1.) 1 MHz-ig kizárólag induktív alkalmazásokra,
- 2.) 1 MHz-től szélessávú, lineáris átvitelű vonal- és teljesítmény-vonaltranszformátor kialakítására,
- 3.) 20 MHz-től EMC célra is alkalmazható e keverék.

A hangsúly a 2-es ponton van. A #43-as anyagkeverék kizárólag erre a célra lett kikísérletezve (a későbbiekben megvizsgáljuk a keverék jellemzőit). Az 1-es és a 3-as pont szerinti alkalmazási lehetőségek mondjuk úgy – járulékos lehetőségek.

Lineáris átvitelű vonal- és teljesítmény-vonaltranszformátor kialakítására a VHF, UHF tartományban a gyártó a #61-es és a #67-es keveréket ajánlja. Ezen keverékek szintén hasonló célra lettek kikísérletezve, méretezésük is hasonló.

A ferritmagokra vonatkozó gyártói ajánlásokat célszerű szigorúan figyelembe venni!

Ahhoz, hogy megértsük #43-as keverékű ferrit (és általában a ferrit) tulajdonságait, térjünk vissza az I6IBE féle porvasmagos modellhez. Gábor, HA7SG felvetette, hogy az I6IBE modellnél előállhat az a helyzet, hogy az átvitelt segítheti a rezonanciajelenség fellépése.

Valóban így van. A szekunder oldalra kapcsolt antenna és a föld között pF-ben kifejezhető kapacitás van, amelynek nagysága függ az antenna hosszától, magasságától, a telepítési környezettől és a talaj tulajdonságaitól.

E kapacitás nagysága közelítőleg kiszámítható, ettől eltekintünk és feltételezésekkel élünk. A kapacitás párhuzamosan kapcsolódik a szekunder tekercsrel, melynek induktivitása $9 \cdot 0,67 \text{ uH} = 6,03 \text{ uH}$. A porvasmagra tekert tekercs jósága több száz is lehet, függően a frekvenciától - sajnos a gyártó nem adja meg a jóság-frekvencia függvényt. A Txxx-2 jelű porvasmag elsősorban nagy jóságú rezonáns célokra ajánlott 1-30 MHz-es tartományban.

Gondolatkísérlet:

Vegyük a **6,03 uH** induktivitású tekercset **T200-2** porvasmagon és kapcsoljunk vele párhuzamosan antennát képviselő kondenzátort a rezonanciafrekvencia meghatározása érdekében. A jóságot (Q) minden frekvencián vegyük 100-nak és számoljuk ki a rezonanciafrekvenciát és a rezonanciagörbe sávszélességét (BW).

Cp [pF]	f_{rez} [MHz]	BW=f_{rez}/Q [kHz]
5	29,0	290
10	20,5	205
15	15,7	157
20	14,5	145
25	13,0	130

és így tovább.

Az átvitelben tehát legalább egy, ám bár lehet, hogy több helyen kialakul(nak) éles rezonancia csúcs(ok) és minimum(ok).

A ferrit esetén a keverék úgy van kialakítva, hogy a növekvő frekvenciával csökken a tekercsjóság az esetlegesen megjelenő rezonanciacsúcsok durva ellapítása érdekében. Ez az egyik feltétele az egyenletes és lineáris teljesítményátvitelnek. A csatolt mellékletben jól látható a tekercsjóság függése a frekvenciától.

Egy szemléltető példa:

A példának vett ferrit (**#43**) esetén tételezzük fel, hogy rezonancia csúcs alakulna ki $f_{\text{rez}}=21,3$ MHz-en. Ezen a frekvencián a tekercsjóság $Q_{(21,3\text{MHz})}=0,8$. A sávszélesség (-3 dB-nél) $BW_{(f)}=f_{\text{rez}}/Q_{(f)}=21,3/0,8=26,6$ MHz, ami annyira széles sávot jelent (vagyis annyira lapos a rezonanciagörbe), hogy gyakorlatilag elhanyagolható a rezonáns jelenség kialakulása az átvitel szempontjából.

A szélessávú, lineáris induktivitású teljesítményátvitel feltételei

Ezen áttekintés első részében sok (de nem minden) szempontból elemeztünk ki egy nagyfrekvenciás porvasmaggól készült transzformátor modellt, rámutatva arra, hogy a modell miért nem teljesíti a szélessávú egyenletes teljesítményátvitel követelményét. Az előző részekben tehát már rámutattunk arra, hogy a porvasmagos modellel nem teljesíthető a négyesszabály, továbbá a mag miatt létrejövő nagy tekercsjóság következtében rezonáns jelenség lép fel, ami miatt a teljesítményátvitel kiugrásokat és minimumokat mutathat, azaz nem lesz soha egyenletes.

A #43-as keverékű ferrit (és általában a ferrit) egyik fontos tulajdonsága az, hogy

rátekert tekercs jósága (vonaltranszformátor esetében) a munkatartomány kezdetén már eleve kicsi és a frekvencia növelésével nagy mértékben csökken.

E tulajdonsága a ferritnek azt eredményezi, hogy az esetlegesen kialakuló rezonáns csúcsokat oly mértékben ellapítja, hogy a teljesítményátvitel egyenletességére befolyása már nem lesz. De ez még nem elégséges.

A modellben elemzett porvasmag permeabilitása a teljes frekvenciaspektrumban konstans ($\mu=10$ -- 1 kHz ---> 100 MHz tartományban). Ennek az a következménye, hogy a tekercs inductivitás (L) e frekvenciaspektrumban konstans, így az induktív reaktancia ($X_{L(f)}=2*\pi*f*L$) a frekvencia növelésével monoton nő.

A ferrit pontosan ellenkező viselkedést mutat azáltal, hogy a munkatartományban az induktív komponens permeabilitása ($\mu'_{S(f)}$) a frekvencia növelésével folyamatosan csökken, ezáltal tekerce inductivitása ($L_{S(f)}$) a frekvencia növelésével folyamatosan csökken, így az induktív reaktancia ($X_{L(f)}=2*\pi*f*L_{S(f)}$) a frekvencia növelésével lényegében közel állandó értéket vehet fel. Azonban ez sem elég. A tekercsjóságnak a frekvencia növelésével jelentősen csökkennie kell, emiatt az induktív taggal ($L_{S(f)}$) sorosan kapcsolódó mag disszipációt jelképező ellenállásnak ($R_{S(f)}$) a frekvencia növelésével jelentősen nőnie kell a $u''_{S(f)}$ érték növekedése szerint.

Tudjuk, hogy a soros RL körre kapcsolt feszültség valamilyen arányban megoszlik az ellenállás és az inductitás között. E megoszlást a ferritmag anyagtulajdonságai befolyásolják. A következőket kell kijelenteni:

A lineáris működésnek két feltétele van:

- 1.) Az ellenálláson ($R_{S(f)}$) kialakuló feszültségnek biztosítania kell a lineáris fluxus ($B_{AC(f)}$) kialakulását és**
- 2.) Az inductivitáson ($L_{S(f)}$) kialakuló feszültségnek biztosítania kell a lineáris indukciós működést a munkatartomány minden frekvenciáján.**

Megjegyzés: Estünkben $B_{DC}=0$

A #43-as anyagkeverékből készült ferritmagok jellemzői

Mielőtt a lineáris működés feltételeinek teljesíthetőségét megvizsgálánk, némileg bővíteni szükséges a ferrittel kapcsolatos, esetünkben a rövidhullámú felhasználási célra gyárilag ajánlott #43-as keverékkel kapcsolatos ismereteket.

A #43-as keverék kezdeti permeabilitása: $\mu_i=800$

Ez az érték a ferrit (és minden más keverékű ferritet is ideértve) permeabilitási osztályba való sorolását jelzi és csak az L_S érték kiszámolhatóságával lenne hozható kapcsolatba (u'_S). A kapott eredmény kizárólag csak a 0-100 kHz-es tartományban igaz (összhangban a jelleggörbével, még 700 kHz-ig közel azonos). A mellékelt csatolt táblázatban számszerűsített gyártói adatok szerint is csak 800-hoz nagyon közeli érték a u'_S a 100 kHz-es frekvencián.

Megjegyzés:

Sokan hibáznak azzal, hogy a μ_i értéket (esetünkben 800) a ferrit permeabilitásának gondolják és csak ezzel az értékkel kalkulálnak a teljes frekvenciaspektrumban.

Fluxus sűrűség (térerő): 2900 gauss, azaz 290 mT (mTesla)

Ez az érték a mágneses telítési tartomány kezdetét jelzi. Esetünkben biztonsági okból $B_{max}=250$ mT határértéket szabunk meg, aminek betartását a tervezés során folyamatosan szem előtt tartunk, azonban a lineáris induktivitású fluxus sűrűségi tartomány ennél lényegesen kisebb (lásd később).

Megjegyzés: esetünkben $B_{DC}=0$

Veszteségi tényező: $\tan_{\Delta}/\mu_i=250 \cdot 10^{-4}@1$ MHz**Curie hőmérséklet: $T_C>130$ C°****Keverék anyagellenállása: 100 kohm cm****Megjegyzés:**

Az anyagellenállás fontos adat, azt jelzi, hogy az örvényáramú veszteség minimalizált és a keverék nagyfrekvenciás, kis veszteségű alkalmazásokra lett kifejlesztve.

A permeabilitás hőmérsékletfüggése: A gyártó megadja a μ_i-T jelleggörbét, amely szerint a hőmérséklet növelésével a kezdeti permeabilitás jelentősen nő. Esetünkben ez kedvező folyamat, azonban e tulajdonságból adódóan **a frekvenciastabil rezonáns alkalmazásokra a ferrit alkalmatlan**, (arra szolgál a porvasmag).

Tipikus kisfrekvenciás ferrit a #77-es jelű keverék. Magas kezdeti permeabilitása miatt ($\mu_i=2000/10$ kHz) a gyártói ajánlás ellenére sokan tévesen alkalmazzák a rövidhullámú tartományban transzformátorként vagy közösmódusú fojtóként. Gyakori előfordulása: vastagfalú cső kivitelben billentyűzet és monitor kábelben

található - EMC céllal.

Gyártói ajánlás szerint a #77-es keverék 100kHz-ig terjedően kizárólag induktív alkalmazásokra használható!!!

Bár a #77-es keverék kezdeti permeabilitása igen kedvező ($\mu_i=2000$ 10kHz-en), a mag már 7 MHz-en az induktív permeabilitási jelleggörbe és a gyári adatsor alapján alapján $\mathbf{u'_s=0}$ értéket vesz fel. A #77-es keverék jellemzőit és nagyfrekvenciás felhasználású alkalmatlanságát a későbbiekben részletesen tárgyaljuk.

A transzformátor tervezésének lépései

Miután a gyártói ajánlás alapján a transzformátorhoz felhasznált mag keverékének a #43-as anyagot választjuk, ebből a keverékből készült toroid magot használunk fel az 1-50 MHz-es munkatartományú 1:9 impedanciaáttételű teljesítmény-vonaltranszformátor méretezéséhez.

Alapadatok:

Teljesítmény=100 W

$Z_g=50$ ohm

$Z_t=450$ ohm

$U_{[RMS]}=71$ V

$n=12$

$k=3$ (50%-os szakaszos, komprimált SSB, SSB/CW üzem)

Válasszuk az **FT140-43** gyűrűt.

Adatai gyártói adatok szerint, ahol OD=külső átmérő, ID=belső átmérő, W=a gyűrű szélessége, Le= hatásos erővonalhossz, Ae=hatásos keresztmetszet:

OD=36 mm

ID=23 mm

W =12,7 mm

Le=8,9 cm

Ae=0,79 cm²

Formatényező (C), ahol $\mathbf{u_0=4*pi*10^{-7}}$ [H/m], K=gyűrűk száma, itt **K=1**:

$$C = u_0 * ((K * Ae) / Le) = 4 * \pi * 10^{-7} * ((1 * 0,79) / 8,9) * 10^{-2} = 1,12 * 10^{-9} \text{ [cm}^{-1}\text{]}$$

$V_{\text{mag}} = 7,65 \text{ cm}^3$ -- A mag térfogata

Hővezetési koefficiens = 0,044

A következő lépésben kalkuláljuk a választott keverék alapvető paramétereit a maximálisan megengedett térerőre a frekvencia függvényében, ahol

$$u_{C(f)} = \sqrt{u'_{S(f)}^2 + u''_{S(f)}^2} \quad Q_{(f)} = u'_{S(f)} / u''_{S(f)} \quad \text{tand}_{(f)} = (1 / Q_{(f)}) / u'_{S(f)}$$

Ferrit keverék #43 jellemző paramétereit az (f) függvényében

$f_{[\text{MHz}]}$	$u'_{S(f)}$	$u''_{S(f)}$	$u_{C(f)}$	$Q_{(f)}$	$\text{tand}_{(f)} / u'_{S(f)}$	B_{max} [mT]
1	750	65	753	11,54	$1,16 * 10^{-4}$	250
2	600	170	624	3,53	$4,72 * 10^{-4}$	
4	450	205	494	2,20	$1,01 * 10^{-3}$	
7	310	230	386	1,35	$2,39 * 10^{-3}$	
10	250	210	326	1,19	$3,36 * 10^{-3}$	
15	190	200	276	0,95	$5,54 * 10^{-3}$	
20	150	180	234	0,83	$8,00 * 10^{-3}$	
30	90	150	175	0,60	$1,85 * 10^{-2}$	
40	63	140	154	0,45	$3,53 * 10^{-2}$	
50	45	105	114	0,43	$5,19 * 10^{-2}$	

A kiválasztott ferritmag anyag (#43) alapvető jellemzőinek néhány jellegzetes frekvencián történő kiszámítását követően meghatározzuk az alapvető üzemi feltételeket és azok paramétereit. A generátor (esetünkben egy adóvevő) teljesítményéből és impedanciájából kiszámítható a transzformátor primer tekercsére kapcsolt feszültség ($U_{[\text{RMS}]}$), ami az átviteli tartományban (1-50 MHz) konstans. Továbbá a folyamatban a generátor impedanciából meghatározható a primer tekercs estén szükséges minimális induktív reaktancia a legkisebb átviteli frekvencián a négyesszabály teljesítése érdekében.

$$U_{[RMS]} = \sqrt{P * Z_g}$$

ahol $U_{[RMS]}$ = primer tekercsre kapcsolt effektív feszültség [V], P = átvinni kívánt (trx) teljesítmény [W], Z_g = a generátor (trx) impedancia [ohm].

Ha $P = 100$ W, $Z_g = 50$ ohm $U_{[RMS]} = \sqrt{100 * 50} = 71$ V

A legkisebb átviteli frekvencián szükséges primer induktív reaktancia:

$$X_{LS(f_{min})} = 4 * Z_g \text{ [ohm]}$$

$$X_{LS(f_{min})} = 4 * 50 = 200 \text{ ohm}$$

A mag megengedett maximális vesztesége folyamatos üzemben:

Curie hőmérséklet: $T_c > 130$ C°

A magvesztés a magban disszipált teljesítmény okozza [W], ami megemeli a mag hőmérsékletét. E hőmérséklet emelkedés megengedett mértékét az éghajlati viszonyok szabják meg. A transzformátor az antenna talppontjában van, kitéve a közvetlen napsugárzásnak. A mag teljesen zárt, csepegő vagy freccsenő víz ellen védett tokozásban foglal helyet. Mérsékelt égővön is előfordul, hogy a tokozás belső terében, szellőzés hiányában 80 C°-os hőmérséklet alakul ki.

E megfontolás alapján a megengedett, a veszteségből eredő hőmérséklet emelkedés:

$$\Delta T = 30 \text{ C}^\circ$$

A folyamatosan terhelt transzformátor maximálisan megengedhető magvesztése:

$$P_{max} = \Delta T * a * \sqrt{V_{mag}}$$

ahol P_{max} = megengedett folyamatos üzemi veszteség [W], a = hővezetési koefficiens = 0,044, $V_{mag} = 7,65 \text{ cm}^3$ -- A mag térfogata

$$P_{max} = 30 * 0,044 * \sqrt{7.65} = 3,65 \text{ W}$$

Ahhoz, hogy kiszámíthassuk egy adott méretű és anyagú ferritmagra feltekercselt "n" menetszámú tápvonal elektromos paramétereit, célszerű ismételt

átanulmányozni a korábban ismertetett soros RL kör tulajdonságait leíró alapvető elméletet (**23-26. old.**).

A tekercs paramétereit a soros RL modell és a ferritmag jelleggörbéje alapján a munkatartományba eső minden kiválasztott jellegzetes frekvenciára külön, külön határozzuk meg.

A tekercs induktivitása az adott frekvencián:

$$L_{S(f)} = n^2 * u'_{S(f)} * C \text{ [uH]}$$

A tekercs soros ellenállása az adott frekvencián:

$$R_{S(f)} = 2 * \pi * f * n^2 * u''_{S(f)} * C \text{ [ohm]}$$

A tekercs induktív reaktanciája az adott frekvencián:

$$X_{L(f)} = 2 * \pi * f * L_{S(f)} \text{ [ohm]}$$

A tekercs komplex impedanciája az adott frekvencián:

$$Z_{C(f)} = 2 * \pi * f * n^2 * u_{C(f)} * C \text{ [ohm]}$$

A kalkulációk elvégzését követően minden szükséges adat rendelkezésre áll a transzformátor tulajdonságainak további vizsgálatához. Az adatokat célszerű később bővíthető táblázatba foglalni.

Miután az adott anyagkeverékű és méretű ferritmag tekercsnének összes elektromos paramétere ismert, továbbá ismert az adott mag folyamatos üzemű megengedett maximális disszipációja, felvetődik a kérdés, hogy mekkora generátorfeszültség ($U_{[RMS]}$), kapcsolható a primer tekercsre (azaz mekkora maximális teljesítmény vihető át a transzformátoron).

A válasz két feltétel teljesítésének vizsgálata után adható meg.

- **Az egyik feltétel az, hogy a mag tényleges disszipációja nem haladhatja meg az üzemi feltételnek megfelelő maximálisan megengedhető magdisszipációt.**

- **A másik feltétel az, hogy a magban kialakuló fluxus sűrűség nem haladhatja meg a tervezett biztonságos fluxus sűrűséget (B_{max}).**

Mint látni fogjuk, mindkét tényező az összes adat ismeretében kifejezhető feszültségként. A biztonságos működés feltétele az, hogy mindkét feszültségnek nagyobbak kell lennie, mint a primer tekercsre kapcsolt feszültség ($U_{[RMS]}$), azaz a generátorfeszültség.

Vizsgáljuk meg először a megengedett disszipációs határon belül való maradás feltételét.

Az előzőekben már meghatároztuk a transzformátormag folyamatos üzemen megengedett maximális disszipációját (P_{max}). A rádióamatőr üzemmódok általában szakaszos üzeműek, ennek következtében a P_{max} megnövelhető egy olyan szorzótényezővel (k), ami az üzemmódnak megfelelően még nem haladja meg a $\Delta T = 30\text{ }^\circ\text{C}$ maximálisan megengedett maghőmérséklet növekedést.

Ha az üzemmód

CW vagy nem komprimált SSB:	k=3
Komprimált SSB:	k=2,5
50%-os periódusú szakaszos üzem:	k=1,5
Folyamatos üzem:	k=1

A szakaszos üzemmódnak megfelelő maximálisan megengedhető magveszteség:

$$P_{core} = k * P_{max} \text{ [W]}$$

ahol P_{core} = az üzemmódnak megfelelő, max. megengedett magdisszipáció.

A tekercsre kapcsolható, az üzemmódnak megfelelő disszipációs szempontból megengedhető maximális feszültséget a frekvencia függvényében a következőképpen kalkuláljuk:

$$U_{diss(f)} = \sqrt{P_{core} * (Q_{(f)} / 6 + 1 / Q_{(f)}) * X_{L(f)}} \text{ [V]}$$

Amennyiben $Q_{(f)}$ értéke 1 és 5 között van, az $U_{diss(f)}$ kiszámolt értékét 1,2-vel kell megszorozni.

Akkor vagyunk az üzemmódnak megfelelő disszipációs határon belül, ha

$$U_{[RMS]} < U_{diss(f)}$$

Vizsgáljuk meg, hogy milyen fluxus sűrűsége számíthatunk a transzformátor munkatartományán (1-50 MHz) belül. A fluxus sűrűséget a következőképpen számíthatjuk ki a frekvencia függvényében:

$$B_{(f)} = U_{[RMS]} * 10^3 / (4,44 * n * f * 10^6 * A_e * 10^{-4}) \text{ [mT]}$$

ahol $U_{[RMS]}$ [V], n =menetszám, f =frekvencia [MHz], A_e =hatásos keresztmetszet [cm²]

A számítást FT140-43-as magra feltekert $n=12$ menet és $U_{[RMS]}=71$ V (100 W teljesítményre) végezzük el.

Az eredmények $B_{(f)}$ a következőképpen alakulnak:

f [MHz]	$B_{(f)}$ [mTesla]
1	16,86813396
2	8,434066978
3,5	4,819466845
7	2,409733422
15	1,124542264
30	0,5622711319
50	0,3373626791

Az eredmények alapján levonható következtetések;

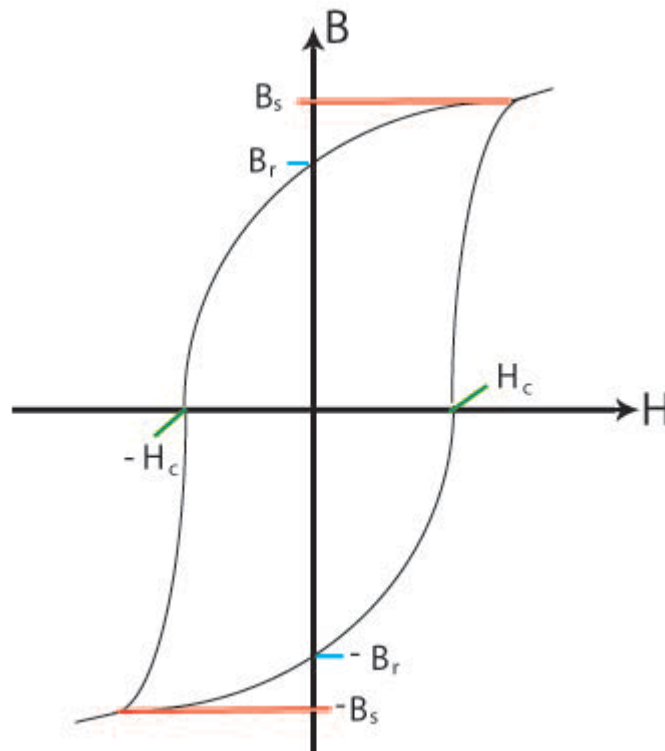
- 1.)** A transzformátor alacsony fluxus sűrűségű tartományban dolgozik ($B_{max}=250$ mT határt szabtuk a telítési tartomány elkerülése érdekében),
- 2.)** A fluxus sűrűség a frekvencia növelésével monoton csökken - de a mágneses energia konstans marad, ami garantálja a munkatartományban az egyenletes energiaátvitelt – 1 másodperc alatt: 1 MHz-en 16,86813396 mT, 50 MHz-en $50 * 0,3373626791$ mT= 16,86813396 mT/másodperc a fluxus sűrűség!
- 3.)** Ha megduplázzuk a primert tekercsre kapcsolt feszültséget $U_{[RMS]}=142$ V,

akkor $P=400$ W lesz a bevitt teljesítmény. viszont a fluxus sűrűség a 100 W-ra számított értékeknek csak a duplájára nő.

Megjegyzés:

A kalkulációk szerint mágneses szempontból a 400 W átvitele a magon nem jelent gondot, **a veszteségi limit viszont igen**. A kalkulációkat ismét elvégezve arra az eredményre jutunk, hogy a **400W átvitele lehetséges a magon mind mágneses, mind veszteségi szempontból, de csak a 4-50 MHz-es tartományban**. Ez a lehetőség kihasználható akkor, ha az átviteli frekvenciatartomány alsó határfrekvenciáját nagyobb frekvenciák felé toljuk el, pl. a 14-50 MHz tartományba – az iránysugárzó antennák üzemi tartományba. **14-50 MHz-es átvitel** esetében a magon **600 W** teljesítményt tudunk átadni az antennának a példának vett konstrukcióval, **aminél az 1-50 MHz-es munkatartományban a példának felvett adatokkal végül is max. 280 W ($U_{[RMS]}=118,3$ V) vihető át**. A kalkulációkat $k=3$ üzemmódra végeztük el.

A lineáris induktivitás



Amennyiben megvizsgáljuk a $B(H)$ mágnesezési görbét, azt találjuk, hogy lineáris induktivitású átvitel szempontjából a $B=0 \rightarrow \pm B=0,2 * \pm B_{sat}$ tartományban lineáris menetű a görbe.

Ezért a mágnesezési munkatartományunkat a

$$B_{(f)}=0 \rightarrow B_{(f)}=B_{max}/5=250/5=0-50 \text{ mT}$$

tartományba limitáljuk. Emiatt a primer tekercsre kapcsolható feszültség felső korlátja lesz az a feszültség, amelyhez a $B_{(f)\max}=50$ mT érték tartozik. Ezt a feszültséget ($U_{Lind(f)}$) a következőképpen számítjuk ki a jellegzetes frekvenciákra:

$$U_{Lind(f)} = 0,89 * B_{\max} * 10^{-3} * n * f * 10^6 * A_e * 10^{-4} \text{ [V]}$$

ahol $U_{Lind(f)}$ [V], $B_{\max}=250$ mT, n =menetszám, f =frekvencia [MHz], A_e =hatásos keresztmetszet [cm^2].

Akkor vagyunk a lineáris indukciós határon belül, ha $U_{[RMS]} < U_{Lind(f)}$.

Túljutva transzformátorunk minden lényeges átviteli paraméterének meghatározásán, azt látjuk, hogy az alsó határfrekvencia és környezetében alakulhatnak ki kritikus helyzetek a méretezés során.

Ezek a következők;

- A primer tekercs induktív reaktanciájának meg kell felelnie a négyesszabálynak. Emiatt a lehető legnagyobb permeabilitású nagyfrekvenciás magot kell választani a menetszám minimalizálása érdekében *(sok választás nincs, a rövidhullámú tartományban (1-50 MHz) a #43-as keverékű toroid mag alkalmas)*,
- Az alsó határfrekvencia limitálja a lineárisan átvihető teljesítményt,
- Az alsó határfrekvencián legkisebb a tekercsre kapcsolható feszültség a mag disszipációja szempontjából.

Ahhoz, hogy az általunk elképzelt transzformátor megoldáshoz közel jussunk, a különféle paraméterek változtatásával, iterációs számítások elvégzésével juthatunk kompromisszumra. **Elsődleges szempont a menetszám minimalizálása!**

A felső határfrekvenciával is gond adódik. A feltekercselt tápvonal hossza nem lehet nagyobb mint a felső határfrekvencia hullámhosszának tizede (méterben).

A tekercselési hosszat a menetszám ismeretében hozzávetőlegesen a következőképpen határozzuk meg:

$$l_{\text{tek}} = 1,2 * n * ((OD-ID) + (K * 2 * W)) \text{ [mm]}$$

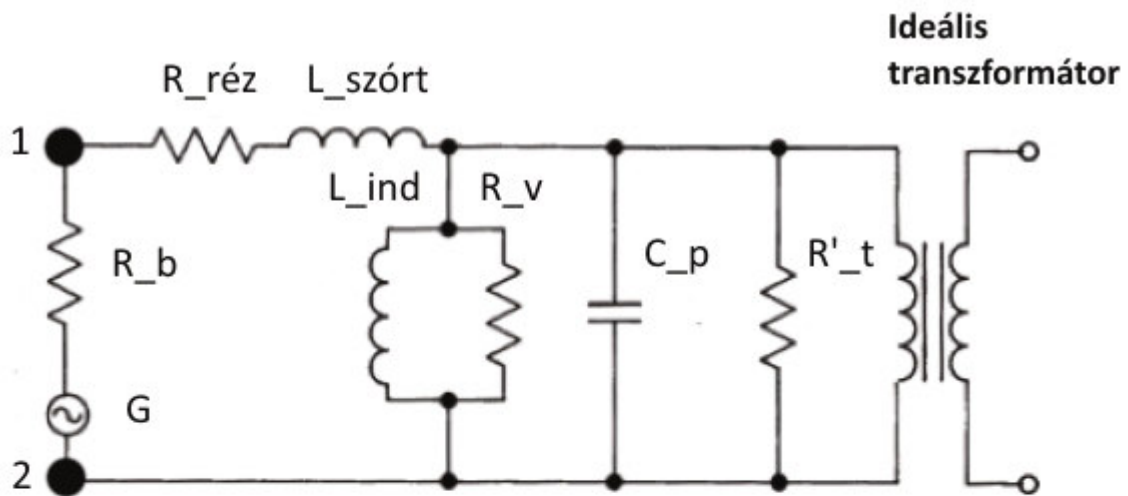
ahol l_{tek} =feltekert hossz [mm], n =menetszám, OD =mag külső átmérő [mm],

ID =mag belső átmérő [mm], K =alkalmazott magok száma (esetünkben 1),
 W =mag vastagsága [mm], az 1,2-es szorzó a tekercs magtól való eltartását veszi
 figyelembe (szükség esetén változtatható).

A felső határfrekvencia lineáris átvitelének tekercshossz feltétele:

$$l_{\text{tek}} < 0,1 * (300 / f_{\text{max}}[\text{MHz}]) \text{ [m]}$$

A transzformátor helyettesítő kapcsolása



Teljesítmény-vonaltranszformátor egyszerűsített
 kapcsolási rajza

G	Generátor
R_b	Generátor belső ellenállás
R_réz	Összesített rézvesztés
L_szórt	Összesített szórt induktivitás
L_ind	Primer tekercs induktivitása (nyitott állapotban)
R_v	Magvesztés leképező ellenállás
C_p	Összesített söntkapacitás
R'_t	Primer körbe transzformált terhelés
1-2	U[RMS] transzformátor kapocsfeszültség

A fenti ábrán a szélessávú, lineáris induktivitású teljesítmény-vonaltranszformátor egyszerűsített helyettesítő kapcsolási rajza látható.

Az eddigi kalkulációs menetből kitűnik, hogy a rézveszteség és a szórásveszteség elhanyagolásra került. Ennek oka részben az, hogy a transzformátor jósági tényezője rendkívül alacsony, továbbá a szórás- és a rézveszteség is elhanyagolható (a skin-hatás ellenére) a nagy permeabilitású zárt mágneskörű toroid mag, a tápvonal és a kis menetszám alkalmazása miatt.

A transzformátor várható hatásfoka a kialakítástól függően 95-96% körül alakulhat, az SWR érték a legkisebb átviteli frekvencián sem lehet rosszabb, mint **SWR=1,04**. Tekercselésre teflon szigetelésű rézvezeték javasolt **1.5-2 A/mm²** áramsűrűséggel tervezve a keresztmetszetet. Egy (1) menetnek számít a mag teljes keresztmetszetét körbevevő vezeték.

A C_p érték a primer körre vonatkozik, mint bemeneti söntkapacitás, emiatt törekedni kell arra, hogy C_p < 2 pf legyen (minimálisra kell tervezni a menetszámot!).

A helyettesítő kapcsolási rajzból látható, hogy a terhelés impedanciája a primer körbe transzformálódik, ezáltal teljesül a maximális teljesítményátvitel feltétele, azaz **Z_g=Z_t**.

A transzformátor karakterisztikus impedanciája:

$$Z_{\text{char}} = \text{sqrt}(Z_g * Z_t) \text{ [ohm]}$$

ahol Z_{char} = karakterisztikus impedancia [ohm], Z_g = generátor impedancia [ohm], Z_t = terhelés (antenna) impedancia [ohm].

A karakterisztikus impedanciának megfelelő impedanciájú tápvonallal kellene a tekercselést elkészíteni, sajnos ez a feltétel a teljesítmény-vonaltranszformátor estében fizikailag általában nem megoldható.

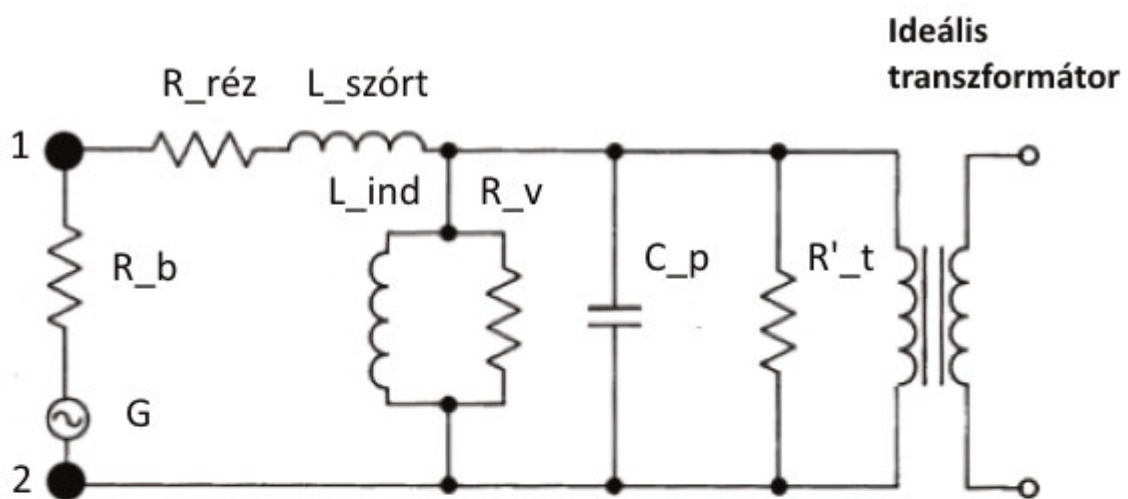
Estünkben: $Z_{\text{char}} = \text{sqrt}(50 * 450) = 150 \text{ ohm}$.

- *** -

A SZÉLESSÁVÚ, LINEÁRIS INDUKTIVITÁSÚ TELJESÍTMÉNY-VONALTRANSZFORMÁTOR ÜZEMÁLLAPOTAINAK VIZSGÁLATA

A transzformátor egyszerűsített kapcsolási rajzát alapul véve vizsgálat tárgyává tesszük, hogy a különféle szekunder terhelések hatására milyen jellemzőket mutat a transzformátor.

Emlékeztetőül a transzformátor egyszerűsített kapcsolása:



Teljesítmény-vonaltranszformátor egyszerűsített kapcsolási rajza

G	Generátor
R_b	Generátor belső ellenállás
$R_{réz}$	Összesített rézvesztesség
$L_{szórt}$	Összesített szórt inuktivitás
L_{ind}	Primer tekercs inuktivitása (nyitott állapotban)
R_v	Magvesztességet leképező ellenállás
C_p	Összesített söntkapacitás
R'_t	Primer körbe transzformált terhelés
1-2	U[RMS] transzformátor kapocsfeszültség

A transzformátornak két szélsőséges üzemállapota van:

- 1. **Üresjárat** - nincs terhelés a transzformátorra kapcsolva, tehát **$R'_t = \text{végtelen}$**
- 2. **Rövidzárlat** - A szekunder tekercs kapcsai rövidzárlatban vannak, a rövidzár transzformálódik a primer körbe, tehát **$R'_t = 0$** .

I. Üresjárat állapota

Üresjáratban a transzformátor csak akkor teljesítményt vesz fel, amekkora a mágneses mező felépítéséhez és fenntartásához szükséges. A fluxus sűrűség egy adott frekvencián csak a primer tekercs kapocsfeszültségétől függ, terhelés hiányában a mágneses mező fenntartására csak a magvesztést fedező minimális energia szükséges. Ennek az a következménye, hogy az üresjárat teljesítményfelvétel töredéke a névleges teljesítménynek. Az amúgy is minimális réz- és a szórásvesztés elhanyagolásával az üresjárat áramfelvétel abszolút értéke a feszültség és a primer tekercs komplex impedanciájának viszonyától függ, azaz a teljesítmény

$$P_{\ddot{u}(f)} = U_{[RMS]}^2 / Z_{c(f)} \text{ [W]}$$

ahol $P_{\ddot{u}(f)}$ = üresjárat felvett teljesítmény abszolút értéke az adott frekvencián,
 $U_{[RMS]}$ = primer tekercsre kapcsolt effektív feszültség, ami konstans a munkatartomány minden frekvenciáján, $Z_{c(f)}$ = a primer tekercs komplex impedanciája az adott frekvencián (a soros $R_{s(f)} L_{s(f)}$ elrendezésből kalkulálva).

Példa

Alapadatok:

$R_b = 50 \text{ ohm}$

$R_t = \text{nincs}$ (azaz ∞)

$U_{[RMS]} = 71 \text{ V}$ (100 W) 1 ---> 50 MHz munkatartományban

$n = 12$

$k = 3$

Mag típusa: FT140-43 toroid.

Üresjáratú kalkulációk a frekvencia függvényében

<p>2 MHz</p> $Z_{c(2\text{MHz})} = 1259 \text{ ohm} \rightarrow (R_{s(2\text{MHz})} = 1211 \text{ ohm}, X_{Ls(2\text{MHz})} = 343,1 \text{ ohm})$ $P_{\ddot{u}(2\text{MHz})} = U_{[\text{RMS}]}^2 / Z_{c(2\text{MHz})} = 71^2 / 1259 = \underline{\underline{4 \text{ W}}}$
<p>4 MHz</p> $Z_{c(4\text{MHz})} = 1996 \text{ ohm} \rightarrow (R_{s(4\text{MHz})} = 827,6 \text{ ohm}, X_{Ls(4\text{MHz})} = 1817 \text{ ohm})$ $P_{\ddot{u}(4\text{MHz})} = \underline{\underline{2,53 \text{ W}}}$
<p>15 MHz</p> $Z_{c(15\text{MHz})} = 4176 \text{ ohm} \rightarrow (R_{s(15\text{MHz})} = 3027,7 \text{ ohm}, X_{Ls(15\text{MHz})} = 2876 \text{ ohm})$ $P_{\ddot{u}(15\text{MHz})} = \underline{\underline{1,2 \text{ W}}}$
<p>30 MHz</p> $Z_{c(30\text{MHz})} = 5296 \text{ ohm} \rightarrow (R_{s(30\text{MHz})} = 4541,5 \text{ ohm}, X_{Ls(30\text{MHz})} = 2725 \text{ ohm})$ $P_{\ddot{u}(30\text{MHz})} = \underline{\underline{0,95 \text{ W}}}$

Következtetések:

1.) A munkatartomány legkisebb frekvenciáin az üresjáratú teljesítményfelvétel meghaladja a magra megengedett folyamatos üzemi veszteségi teljesítményt, ezért ezen frekvenciákon csak szakaszos üzemi üresjárat engedhető meg.

2.) Az üresjáratú teljesítményfelvétel a frekvencia növelésével csökken, ezáltal a névleges teljesítményhez viszonyított üresjáratú hatásfok jelentősen javul. A transzformátor ezen mágneses tulajdonságából származik az a lehetőség, hogy az alsó határfrekvencia növelésével (a munkatartomány ilyen irányú szűkítésével) jelentősen növelhető a transzformátoron átvihető üzemi teljesítmény anélkül, hogy a megengedett P_{core} üzemi magveszteséget túllépnénk. Ez a sajátos tulajdonság annak a következménye, hogy választott ferritkeverék (**#43**) és feltehetőleg általában a ferrit a magveszteség szempontjából a fluxus sűrűség abszolút nagyságára érzékeny. Mivel a fluxus sűrűség abszolút nagysága a frekvencia növekedésével csökken, ezáltal csökken a magveszteség, így növelhető a magon átvihető üzemi teljesítmény.

Megjegyzés:

Az üresjárat a rádióamatőr gyakorlatban akkor fordul elő, ha valamilyen különleges ok miatt leszakad a szekunderköri terhelés (azaz az antenna). Amennyiben ez éppen az alsó határfrekvencia közeli üzemnél történik meg, a meghibásodás ekkor sem jár azonnali kritikus következménnyel (a transzformátor szempontjából).

3.) Az üresjáratban felvett teljesítmény egyenlő a magveszteséggel az adott frekvencián. Ebből következik, hogy ismeretlen ferritmagok frekvenciafüggő tulajdonságai már az üresjáratban elvégzett óvatos mérésekkel is közelítőleg meghatározhatók.

II. Rövidzárt állapot

Rövidzárt állapotban az R'_t primeroldalra transzformált terhelés zérus (mert $R_t=0$), azaz a transzformátor szekunder tekercsének kapcsai rövidzárásra kerülnek. Ez esetben, mint az a helyettesítő kapcsolás rajzból kiderül, az összesített $R_{réz}$ és a vele sorosan kapcsolódó $L_{szórt}$ induktivitás által az adott frekvencián kialakult impedancia korlátozza a körben folyó áramot, amit zárlati áramnak nevezünk. A zárlati áram sokszorosa az üzemi terhelőáramnak.

Mivel a generátorról csak annyit tudunk, hogy mekkora a feszültsége és a belső ellenállása, fekete doboznak tekintjük a zárlat-, túlterhelésvédelem és minden egyéb tekintetben, így a zárlati áram kialakulása által okozott külső hatások nem képezik tárgyát ezen áttekintésnek.

A zárlati áram hatására a transzformátor tekercselése károsodhat, a mag mágnesesen nem (mint a helyettesítő kapcsolásban látható, a fluxust létrehozó tekercs és a veszteségi ellenállás párhuzamosan kapcsolódik a rövidzárral). A mag felülete viszont igen - a tekercs károsodása következményeként. Amennyiben a felületi károsodás megszüntethető, a mag ellenőrző mérés után ismét felhasználható.

Foglalkozni kell a zárlatközeli állapottal is, amely elektromos szempontból túlterhelés vagy helytelen méretezés következtében alakulhat ki. Fizikailag zárlatközeli helyzet alakulhat ki üzem közben a szigetelések átvezetése, elnedvesedése következtében vagy egyéb okból. A zárlatközeli állapotban hasonló helyzet áll elő, mint azt a porvasmagos transzformátor elemzésekor bemutattuk – azaz az $SWR=Z/Z'_{tr}$ szerint leromlik, az átvitt teljesítmény lecsökken. Rádióamatőr viszonylatban zárlat akkor fordulhat elő, ha az antenna fizikailag úgy sérül meg, hogy a transzformátor szekunder kapcsai rövidzárat látnak.

A korábban említett transzformátor zárlati mérés segítségével megállapítható a réz- és a szórási veszteség, továbbá kiszámítható az üzemi feszültségen a zárlati áram várható nagysága.

Itt kell megjegyezni, hogy a mágneses szórás függ a tekercsnek a tekercstesttől való eltartásától. Ezért arra kell törekedni, hogy a tekercs vezetéke minél jobban rásimuljon a mag felületére. Koax kábelből készült tekercs fizikailag elég nagy eltartással készíthető csak el, ilyen esetben a tekercshossz kalkulálásánál nagyobb, kis átmérőjű, szorosan illeszthető zománcszigetelésű vezetékkel készült

tekercsnél kisebb eltartással is lehet számolni. Az eltartás mértéke előzetes tesztmérések alapján meghatározható.

Zárlatközei állapotok még szóba kerülnek a transzformátor terhelhetőségi szempontból történő vizsgálatánál.

A transzformátor terhelt üzemmódjának vizsgálata a méretezett üzemi teljesítménnyel (280 W, k=3)

Adatok:

$$f=1\text{---}50 \text{ MHz}$$

$$k=3$$

$$P=280 \text{ W}, k=3, a=1:3 \quad a^2=1:9 \quad (50/450 \text{ ohm})$$

$$R_b=50 \text{ ohm}$$

$$R_t=450 \text{ ohm}$$

Mag típusa: FT140-43 toroid, 1 darab

$$n=12$$

$$U_{[RMS]}=118,32 \text{ V}$$

$$U_{\text{sec}[RMS]}=354,96 \text{ V}$$

Minden kalkulált érték abszolút érték!

Üresjárat vizsgálat:

Az üresjárat teljesítményfelvétele fedezi a magvesztést és a főfluxus fenntartásához szükséges energiát. Ezen értékek a terhelés hatására nem nőnek meg. (A terhelés az üresjárat főfluxus nagysága ellen dolgozik, a transzformátor a terhelésnek megfelelő teljesítményfelvétellel tartja fenn a főfluxus nagyságát.) Az üresjárat vizsgálatot a munkatartomány legkisebb (azaz a kritikus) frekvenciáira elegendő elvégezni. Mint korábban láttuk, a magvesztés és a főfluxus sűrűség a frekvencia növelésével csökken.

1. Magvesztés

Megengedett folyamatos üzemi és k=3-as üzemi megengedett magvesztés

$$P_{\text{max}}=30*0,044*\text{sqrt}(7.65)=\mathbf{3,65W}$$

$$P_{\text{core}}=3*P_{\text{max}}=\mathbf{10,95 W}$$

Frekvenciafüggő magveszteségek a kritikus és a nagyobb frekvenciákon

$$Z_{c(2\text{MHz})}=1259 \text{ ohm} \text{ ---} > (R_{s(2\text{MHz})}=1211 \text{ ohm}, X_{Ls(2\text{MHz})}=343,1 \text{ ohm})$$

$$P_{\ddot{u}(2\text{MHz})}=U_{[\text{RMS}]}^2/Z_{c(2\text{MHz})}=118,322/1259=\mathbf{11,12 \text{ W}}$$

$$Z_{c(4\text{MHz})}=1996 \text{ ohm} \text{ ---} > (R_{s(4\text{MHz})}=827,6 \text{ ohm}, X_{Ls(4\text{MHz})}=1817 \text{ ohm})$$

$$P_{\ddot{u}(4\text{MHz})}=\mathbf{7 \text{ W}}$$

$$Z_{c(15\text{MHz})}=4176 \text{ ohm} \text{ ---} > (R_{s(15\text{MHz})}=3027,7 \text{ ohm}, X_{Ls(15\text{MHz})}=2876 \text{ ohm})$$

$$P_{\ddot{u}(15\text{MHz})}=\mathbf{3,35 \text{ W}}$$

$$Z_{c(30\text{MHz})}=5296 \text{ ohm} \text{ ---} > (R_{s(30\text{MHz})}=4541,5 \text{ ohm}, X_{Ls(30\text{MHz})}=2725 \text{ ohm})$$

$$P_{\ddot{u}(30\text{MHz})}=\mathbf{2,64 \text{ W}}$$

Megállapítás:

A szakaszos üzemű magveszteség (P_{core}) az üzemmódnak ($k=3$) megfelelő határon belül van. Névleges üzemi teljesítmény (280 W) esetén 1-10 MHz-es munkatartomány szakaszban az üresjáratú állapot csak szakaszos üzemmódként tartható fenn!

2. Főfluxus

$$n=12$$

$$A_e=0,79 \text{ cm}^2$$

$$B_{(f)}=U_{[\text{RMS}]} * 10^3 / (4,44 * n * f * 10^6 * A_e * 10^{-4}) \text{ [mT]}$$

ahol $U_{[\text{RMS}]}$ [V], n =menetszám, f =frekvencia [MHz], A_e =hatásos keresztmetszet

Kalkulált főfluxus:

$$B_{(1\text{MHz})}=\mathbf{28,11 \text{ mT}}$$

$$B_{(2\text{MHz})}=\mathbf{14,06 \text{ mT}}$$

$$B_{(4\text{MHz})}=\mathbf{7,03 \text{ mT}}$$

Megállapítás:

A főfluxus a munkatartomány legkisebb frekvenciáján is a lineáris tartományon belül van ($B_{(f)} < 50 \text{ mT}$)

Vizsgálati összefoglaló:

A választott FT140-43 toroid mag 12 menet feltekert tápvonallal az 1-50 MHz tartományban a választott üzemmódnak ($k=3$) megfelelően alkalmas 280 W teljesítmény lineáris átvitelére. A menetek elkészítésére fordított tápvonalhossz az eltartás figyelembevételével 553 mm, ami kielégíti $\lambda/10=0,6 \text{ m}$ feltételt 50 MHz-en. A transzformátor felső határfrekvenciája a tekercselési hosszából adódóan végül is:

$$f_{\max} = 300/5,53 = 54,25 \text{ MHz}$$

Transzformátor terhelt állapotának vizsgálata

A vizsgált transzformátor szekunder tekercsére 450 ohmos terhelést csatlakoztatunk, tehát

$$R_t = 450 \text{ ohm}$$

$$R_b = 50 \text{ ohm}$$

Az impedanciaáttétel 1:9

A helyettesítő kapcsolás szerint a primer oldalra transzformált terhelés:

$$R'_t = R_t/9 = 450/9 = 50 \text{ ohm}$$

Megállapítás:

A terhelés speciális esetével állunk szemben, mivel a generátor belső ellenállása és a fogyasztó impedanciája azonos (az adott frekvencián mindkettő ohmikus és megegyező nagyságú – amit tekinthetünk úgy is, hogy teljesül az impedanciaillesztés ideális esete), így a teljesítményátadás ideális. Megállapítható az is, hogy terhelés hatására az üresjáráthoz képest csak a rézveszteség által termelt hő járul hozzá a transzformátor további melegedéséhez, ami esetünkben elhanyagolható, mivel kis menetszámú tekercselés szükséges.

Soros kapcsolású rezonáns RLC körrel terhelt üzem szimulációja

A transzformátor szekunder kapcsaira rezonáns frekvenciájú soros RLC kört kötünk. Megvizsgáljuk a szekunder kört terhelő impedanciát és a soros körre átadott teljesítményt a 80 méteres sávseggel egyes jellegzetes frekvenciáin, továbbá nagy frekvenciaeltérések esetén.

A soros RLC kör impedancia és a felvett teljesítmény kalkulációs elve

$$Z_{(f)} = R - 1/(j * \omega * C) + j * \omega * L \text{ [ohm]}$$

ahol [R]=ohm, $\omega = 2 * \pi * f$, [f]=Hz, [L]=Henry, [C]=Farad,

Abszolút értékben:

$$Z_{(f)} = \sqrt{R^2 + ((\omega * L * 10^{-6}) - (1/(\omega * C * 10^{-12})))^2} \text{ [ohm]}$$

ahol $\omega = 2 * \pi * f$, f [MHz], R [ohm], L [uH], C [pf].

Soros (RLC) kör rezonanciafrekvencia=3500 kHz Q=5

A szimulációt a 80 méteres sávot alapul véve hajtjuk végre az alábbi kalkulációk és adatok segítségével:

$$P_{\text{sec}(f)} = U_{\text{sec[RMS]}}^2 / Z_{(f)} \text{ [W]} \quad Q = X_L / R = (\omega * L) / R$$

Terhelési alapadatok: $U_{\text{sec[RMS]}} = 354,96 \text{ V}$ ($P_{\text{sec}} = 280 \text{ W}$)

Soros RLC kör, rezonanciafrekvencia=3500 kHz

R=450 ohm, C=20,2101515 pF, L=102,313892 uH. Q=5, $f_{\text{rez}}=3.500 \text{ kHz}$

$Z_{(f)}$	$f_i(f)$ (fázisszög)	$P_{\text{sec}(f)}$
$Z_{(2000\text{kHz})} = 2690 \text{ ohm}$	$f_{i(2000\text{kHz})} = -80,3688 \text{ fok}$	$P_{\text{sec}(2000\text{kHz})} = 47 \text{ W}$
$Z_{(3500\text{kHz})} = 450 \text{ ohm}$	$f_{i(3500\text{kHz})} = 0 \text{ fok}$	$P_{\text{sec}(3500\text{kHz})} = 280 \text{ W}$
$Z_{(3600\text{kHz})} = 467,52 \text{ ohm}$	$f_{i(3600\text{kHz})} = 15,735 \text{ fok}$	$P_{\text{sec}(3600\text{kHz})} = 270 \text{ W}$
$Z_{(3700\text{kHz})} = 514,875 \text{ ohm}$	$f_{i(3700\text{kHz})} = 29,0734 \text{ fok}$	$P_{\text{sec}(3700\text{kHz})} = 245 \text{ W}$
$Z_{(3800\text{kHz})} = 582,891 \text{ ohm}$	$f_{i(3800\text{kHz})} = 39,4649 \text{ fok}$	$P_{\text{sec}(3800\text{kHz})} = 216 \text{ W}$
$Z_{(7000\text{kHz})} = 3404,87 \text{ ohm}$	$f_{i(7000\text{kHz})} = 82,4054 \text{ fok}$	$P_{\text{sec}(7000\text{kHz})} = 37 \text{ W}$

Soros RLC kör, rezonanciafrekvencia=3650 kHz**R=450 ohm, C=19,37959733 pF L=98,1092115 uH, Q=5, f_{rez}=3650 kHz**

Z_(f)	f_{i(f)} (fázisszög)	P_{sec(f)}
Z _(2000kHz) =2908,4 ohm	f _{i(2000kHz)} =-81,0992 fok	P _{sec(2000kHz)} =43 W
Z _(3500kHz) =488,038 ohm	f _{i(3500kHz)} =-22,771 fok	P _{sec(3500kHz)} =258 W
Z _(3600kHz) =454,261 ohm	f _{i(3600kHz)} =-7,8537 fok	P _{sec(3600kHz)} =277 W
Z _(3650kHz) =450 ohm	f _{i(3650kHz)} =0 fok	P _{sec(3650kHz)} =280 W
Z _(3700kHz) =454,146 ohm	f _{i(3700kHz)} =7,7481 fok	P _{sec(3700kHz)} =277 W
Z _(3800kHz) =485,142 ohm	f _{i(3800kHz)} =21,942 fok	P _{sec(3800kHz)} =260 W
Z _(7000kHz) =3173,92 ohm	f _{i(7000kHz)} =81,8491 fok	P _{sec(7000kHz)} =40 W

Soros rezonáns RLC kör, mint terhelés transzformációja a primer körbe

$$\mathbf{Z'_{t(f)}=Z_{(f)}/9 \text{ [ohm]}, \quad \mathbf{f'_{i(f)}=f_{i(f)} \text{ [fok]} \quad \text{és} \quad \mathbf{P'_{pri(f)}=P_{sec(f)} \text{ [W]}}$$

Teljesítményfelvétel: $\mathbf{P_{(f)}=P'_{pri(f)}$ (+ növelve a transzformátor veszteségekkel)

Vizsgálati összefoglaló:

Az elvégzett kalkuláció alapján megállapítható, hogy soros rezonáns RLC körrel modellezhető fogyasztóra akkor legnagyobb a teljesítményátvitel, ha a fogyasztó rezonanciafrekvencián 450 ohm valós ellenállást mutat. Az RLC körbe foglalt R=450 ohmnál kisebb valós ellenállás esetén rövidzárszerű állapot lép fel, 450 ohmnál nagyobb valós ellenállás esetén a transzformátort nem kiterhelő kisebb teljesítmény átvitelére nyílik mód.

A soros rezonáns fogyasztói modell rámutat arra is, hogy a frekvencia változtatása nem veszélyezteti a transzformátort (ha $R \geq 450$ ohm), a rezonancián mutatott minimum impedancia (ami ott ohmikus) növekszik mind a frekvencia csökkentése, mind a frekvencia növelése esetén. Természetesen ezen esetekben a fogyasztóra átadott teljesítmény csökken és vagy kapacitív, vagy induktív összetevők jelennek meg. Az egyes frekvenciákhoz tartozó komplex impedanciák és teljesítmények a megadott f_i szögek segítségével kalkulálhatók.

Jelentősen eltérő rezonanciafrekvenciájú, de azonos rezonancia-ellenállású ($R \geq 450 \text{ ohm}$) soros rezonáns RLC körként modellezhető fogyasztók némi kompromisszummal párhuzamosan köthetők a transzformátorra, ha a fogyasztókat egymással és a transzformátorral 450 ohmos tápvonal köti össze vagy a transzformátor kapcsaira közvetlenül csatlakoznak.

Párhuzamos rezonáns kör a transzformátorra terhelésként csak akkor köthető, ha a rezgőkör rezonancia-ellenállása 450 ohm vagy nagyobb és csak a rezonanciafrekvencián vagy annak nagyon szűk környezetében üzemeltethető a rendszer.

Megjegyzés:

Amennyiben a fentiekben bemutatott terhelési jellemzőket antennákra vonatkoztatnánk, jelentősen eltérő rezonanciafrekvenciájú dipólantennák (mintha soros RLC körök lennének) egy tápkábelre némi kompromisszummal párhuzamosan köthetők, mint a transzformátor szekunder terhelése. A hurokdipól antennákat párhuzamos rezgőkörnek tekintve csak egy rezonáns antenna csatlakoztatható a transzformátor szekunder tekercsére, és az csak a rezonanciafrekvencia szűk környezetében üzemeltethető.

Példák gyakorlatilag kivitelezhető lineáris üzemi, teljesítmény-vonaltranszformátorokra:

1-50 MHz, minden üzemmódra (50%-os szakaszos üzemi, komprimált SSB, SSB/CW) - 130 W

(csak komprimált SSB/CW esetén 240 W, csak SSB/CW esetén 280 W)

Impedancia áttétel: 1:4 vagy 1:9

Generátor: 50 ohm

Mag: FT140-43 - 1 darab

Menetszám: 12 (bifiláris vagy trifiláris)

Tekercs hossza: 553 mm

$$U_{\text{pri[RMS]}} = 80,6 \text{ V (130 W)}$$

$$U_{\text{sec[RMS]}} = 161,2 \text{ V (200 ohm)} - 241,8 \text{ V (450 ohm)}$$

$$P_{\text{core}} = 4,8 \text{ W}$$

Primer induktivitás ellenőrző mérése: várható $L \gg 120 \text{ uH}$.

7-30 MHz, minden üzemmódra (50%-os szakaszos üzem, komprimált SSB, SSB/CW) - 1500 W

Impedancia áttétel: 1:4

Generátor: 50 ohm

Mag: FT240-43 - 2 darab

Menetszám: 10 (bifiláris)

Tekerics hossza: 910 mm

$$U_{\text{pri[RMS]}} = 273,9 \text{ V (1500 W)}$$

$$U_{\text{sec[RMS]}} = 548 \text{ V (200 ohm)}$$

$$P_{\text{core}} = 17 \text{ W}$$

Primer induktivitás ellenőrző mérése: várható $L \gg 205 \text{ uH}$.

Megjegyzés:

E transzformátor kivitelezése és tokozása a nagy feszültségek miatt megfontolt anyagválasztást, fokozott figyelmet és gondosságot igényel.

1- 30 MHz (50 MHz), minden üzemmódra (50%-os szakaszos üzem, komprimált SSB, SSB/CW) - 250 W

Impedancia áttétel: 1:4 vagy 1:9

Generátor: 50 ohm

Mag: FT140-43 - 2 darab

Menetszám: 8 (bifiláris vagy trifiláris)

Tekerics hossza: 612 mm

$$U_{\text{pri[RMS]}} = 111,8 \text{ V (250 W)}$$

$$U_{\text{sec[RMS]}} = 223,6 \text{ V (200 ohm) - 335,4 V (450 ohm)}$$

$$P_{\text{core}} = 9,5 \text{ W}$$

Primer induktivitás ellenőrző mérése: várható $L \gg 107 \text{ uH}$.

Megjegyzés: 50 MHz-en a tekerics hossz 12 milliméterrel hosszabb a megengedettnél. Ez az eltérés részben kompenzálható jobban felfekvő tekericskialakítással, így ez a konstrukció 50 MHz-en kompromisszum elfogadásával használható.

1-21 MHz, minden üzemmódra (50%-os szakaszos üzem, komprimált SSB, SSB/CW) - 1500 W

Impedancia áttétel: 1:4

Generátor: 50 ohm

Mag: FT240-43 - 3 darab

Menetszám: 10 (bifiláris)
Tekercs hossza: 1214 mm

$$U_{\text{pri[RMS]}} = 273.9 \text{ V (1500 W)}$$
$$U_{\text{sec[RMS]}} = 548 \text{ V (200 ohm)}$$
$$P_{\text{core}} = 25,4 \text{ W}$$

Primer induktivitás ellenőrző mérése: várható $L \gg 308 \text{ uH}$.**Megjegyzés:**

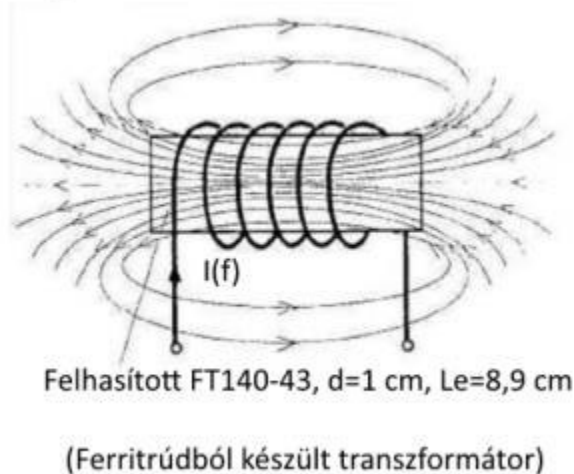
A konstrukció elsősorban az 1,8-7 MHz-es sávokra optimalizált. E transzformátor kivitelezése és tokozása a nagy feszültségek miatt megfontolt anyagválasztást, fokozott figyelmet és gondosságot igényel.

Minden eddigi példa esetében $B_{\text{DC}}=0$.**Megjegyzés:**

A primer induktivitás mérése az elkészült transzformátor ellenőrzésére szolgál. A mérés kis frekvencián történik meg, ennek megfelelően a primer tekercs induktivitása a mag kezdeti permeabilitásának megfelelően alakul és jóval nagyobb, mint a legkisebb üzemi frekvenciára kalkulált szükséges minimális induktivitás érték. A kisfrekvencián várható induktivitás egyébként pontosan kalkulálható a kezdeti permeabilitás és a menetszám ismeretében.

Ferritrudas teljesítménytranszformátor (gondolatkísérlet)

Az alábbi rajzon látható egy gondolatban felhasított, keresztmetszet-azonosság és hatásos erővonalhossz/tekerchossz megtartása elvén ferritrudáá konvertált FT140-43-as toroid mag. Azért került e típus kiválasztásra, mert a korábbi, e típusú toroidra vonatkozó számítások jól felhasználhatók a modell leírásához.



Fontos: A valóságban nincs olyan ferritrud gyártásban, amely anyagkeverékében és méretében azonos vagy hasonló lenne!

Konverzió során kalkulált méretek:

$D=10$ mm (átmérő)

$A_e=0,79$ cm² (keresztmetszet)

$L_e=8,9$ cm (hatásos erővonalhossz)

$C=1.12E-09$ ($1,12 \cdot 10^{-9}$) (formatényező)

$V=7,65$ cm³ (térfogat)

$N=12$ (menetszám)

$l_{en}=8,9$ cm (tekerchossz)

Az induktivitást (**L**) kiszámolva megkapjuk a zárt mágneses térre vonatkozó adatot.

A szórt mágneses tér figyelembevétele egy tényező (**KS**) bevezetésével történik meg, ez a következő:

$$KS = (1 + (0,45 \cdot D) / L_n - (0,005 \cdot D^2) / l_{en}^2)^{-1}$$

esetünkben $KS = 1 / (1 + (0,45 \cdot 1) / 8,9 - (0,005 \cdot 1^2) / 8,9^2) = 0,95$

(Amennyiben $l_{en} = \infty$, akkor $KS = 1$)

$L_{\text{corrig}} = KS * L$, ahol L_{corrig} = a tekercs valós inductivitása, L = a tekercs zárt mágnescső inductivitása

Ebből következik, hogy jelen esetben a zárt mágnescső inductivitás 5%-a $[(1 - 0,95) * 100]$ szórt inductivitásként jelenik meg a transzformátor helyettesítő kapcsolásában.

$$L_{\text{szórt}} = L - L_{\text{corrig}}$$

A transzformátorra elvégzett korábbi kalkuláció a primer tekercs inductitásának csökkenése miatt borul, a zárt mágnescső hatásos inductitást tehát vissza kell állítani, esetünkben $L_{\text{mod}} = L / KS = L / 0,95 = 1,0526$ arányban ahol L_{mod} = a megnövelt primer inductitás, L = a zárt mágnescsőként kalkulált inductitás. Az inductitás növelése miatt menetszámnövelés válik szükségessé, ezért a felső határfrekvencia már kisebb lesz mint 50 MHz és **jelentős mértékű szórt inductitás kerül a helyettesítő képbe.**

További következmény az, hogy a transzformátor feszültsége elveszíti stabilitását, azaz a terhelés hatására le fog esni:

Komplex terhelés esetén:

$$\Delta U_{\text{sec}} = I_{\text{sec}} * Z_t * \cos(\phi) + / - I_{\text{sec}} * Z_t * \sin(\phi)$$

ahol ΔU_{sec} = feszültségesés, I_{sec} = terhelésbe befolyó szekunder áram, Z_t = terhelés komplex impedanciája, ϕ = a terhelés fázisszöge (a $\sin(\phi)$ negatív (-), ha a terhelés kapacitív jellegű). A feszültségesés hatására a terhelésre átadott teljesítmény csökken azaz $P = (U_{\text{sec}} - \Delta U_{\text{sec}})^2 / Z_t$, ahol U_{sec} a szekunderoldali üresjáratú feszültség.

Veszteség:

-Üresjáratban: magveszteség és a gerjesztés fenntartására fordított teljesítmény
 -Terhelt állapotban: a szórt inductitás által létrehozott reaktancián fellépő veszteség és a vasveszteség a domináns. A szórási reaktancia és a primer tekercs sorosan kapcsolódik, emiatt terhelés hatására csökken a primer tekercsre jutó feszültség, ezzel az átvitt teljesítmény. A rézveszteség a kis menetszám miatt elhanyagolható.

A fentiek mellett a legfőbb probléma az, hogy #43-as keverékből nincs ferritrúd gyártás (értelme sem lenne), továbbá a gyártott ferritrudak legnagyobb hossza általában 45 mm és anyagkeverékük nem felel meg a

rövidhullámú frekvenciaspektrum teljesítményátviteli feladatára (#77, #78, #61, #67, #33, #52).

A ferritantenna célra valaha gyártott ferritrudak felső határfrekvenciája 3 MHz körül alakult.

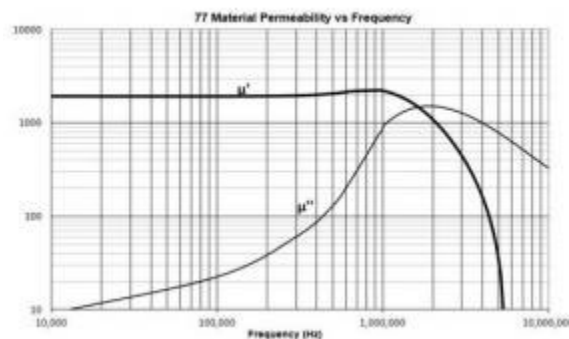
A #77-es anyagkeverékű toroid kizárása az RH és EMC alkalmazásokból

E nevezetes #77-es anyagkeverékből készült toroid magról szót nem szabadna ejteni a nagyfrekvenciás és az EMC alkalmazások keretében - mégis szükséges megismerni működésével az ismeretbővítés és a tanulságok levonása céljából.

A #77-es keverék úgy került látókörbe, hogy a kezdeti permeabilitása $\mu_i=2000$, ezért vonzónak tűnt a kis menetszám érdekében e nagy permeabilitású keverék hozzá nem értők általi választása vonaltranszformátor és EMC alkalmazások céljára.

Mellőzve minden megfontolást és kalkulációt publikálni kezdtek transzformátor és EMC megoldásokat e keverékkel, ami járványszerűen terjedni kezdett - pont úgy, mint a porvasmagé. E kókler megoldások is elárasztják a világot – sokszor neves konstruktőrök által jegyezve.

Tekintsük meg az alább látható, a #77-es keverékű anyag jelleggörbéit és az annál is többet mondó, ezen áttekintés végéhez csatolt, részletes gyári permeabilitási adatokat tartalmazó táblázatot.



A gyártói ajánlás szerint a #77-es keverékű anyagból készült magok kizárólag induktív felhasználásra ajánlottak, max. 100 kHz-ig.

Mint látható a μ'' értéke 7 MHz környéken **nulla (0)**, azaz a komplex permeabilitás induktív tényezője nulla, tehát a magon lévő tekercsnek nincs induktivitása. A táblázat szerint a 7 MHz-nél nagyobb frekvenciákon a GHz tartományokig a μ'' érték negatív - vajon mit lehet kezdeni a negatív induktív permeabilitással?

Megjegyzés:

A #43-as keveréknek is van negatív induktív permeabilitású szakasza, csak az 300 MHz környékén található, azért nem foglalkoztunk vele.

Mit jelent a negatív induktív permeabilitás?

Tételezzük fel, hogy egy #77-es toroidon van egy tekercsünk, amelynek mag nélküli induktivitása $L_0 = 10 \text{ uH}$.

E tekercs induktivitása a magon:

10 kHz-en $L_{(10\text{kHz})} = u's_{(10\text{kHz})} * L_0 = 1989 * 10 = \mathbf{19.890 \text{ uH}} = 19,89 \text{ mH} = 0,01989 \text{ H}$
7 MHz-en $L_{(7\text{MHz})} = 0 * 10 \text{ uH} = 0 \text{ uH}$ ugyanis $u's_{(7\text{MHz})} = 0$
9,92 MHz-en $L_{(9,92\text{MHz})} = -40 * 10 = \mathbf{-400 \text{ uH}} = \mathbf{-0,4 \text{ mH}}$ (negatív induktivitás!)

és így tovább a növekvő frekvenciákkal!

A reaktancia 9,92 MHz-en $X_{L(9,92\text{MHz})} = \omega * L_{(9,92\text{MHz})}$ [ohm] tehát

$$X_{L(9,92\text{MHz})} = 2 * \pi * 9,92 * 10^6 * (-0,4) * 10^{-3} = \mathbf{-24.931,7 \text{ ohm}} = \mathbf{-24,9317 \text{ kohm}}$$

azaz negatív induktív reaktancia!

Negatív induktív reaktancia nem értelmezhető másként csak kapacitív reaktanciaként.

A kiszámolt értékből az egyenértékű kapacitás

$$C_{(9,92\text{MHz})} = (1 / (\omega * X_{L(9,92\text{MHz})})) * 10^{12} \text{ [pF]}$$

$$C_{(9,92\text{MHz})} = (1 / (2 * \pi * 9,92 * 10^6 * (24931,7))) * 10^{12} = \mathbf{0,64 \text{ pF}}$$

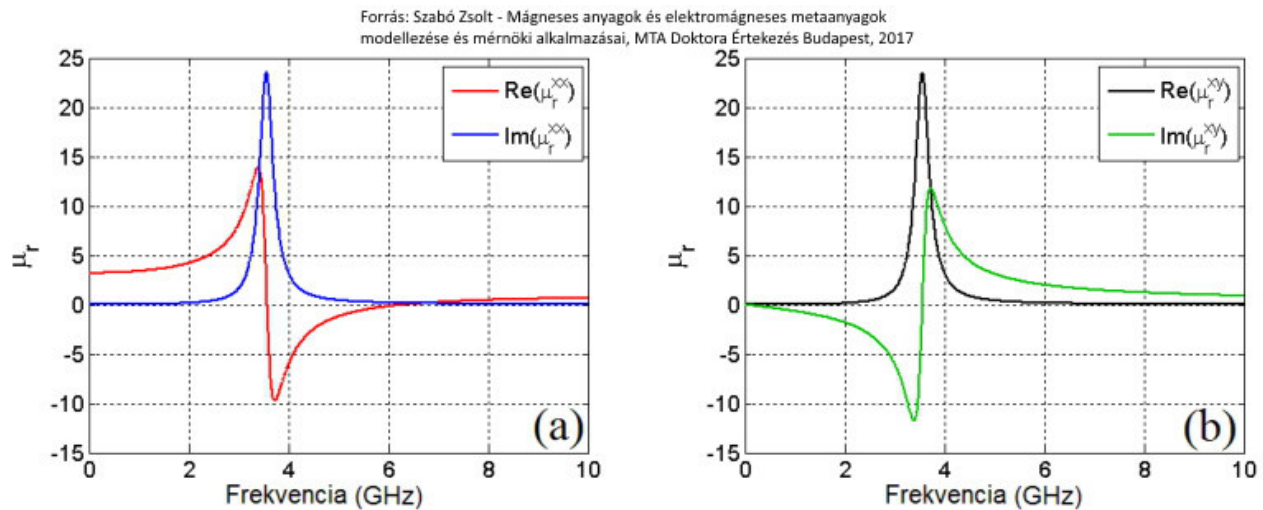
Megállapítás:

A #77-es anyagkeverékű ferrit tekercse **6,27 MHz-ig soros RL** körként, **6,27 MHz felett soros RC** körként modellezhető. **Soros RC körrel nem lehet transzformátort építeni és EMC feladatokat (fojtást) megoldani.** Továbbá a keverék anyagellenállása 100 ohm cm, ami már kis frekvenciákon is egyre

növekvő örvényáramú veszteséget okoz - ez a jelleggörbéből (u''_s) is jól látható!

Magyarázat:

A ferritet alkotó elemi mágneses részecskék a gerjesztés hatására a frekvencia függvényében mozogni kezdenek. A keveréktől függő bizonyos frekvencia rezonanciafrekvencia, amely megfelel a *Lorentz-rezonancia* jelenségnek.

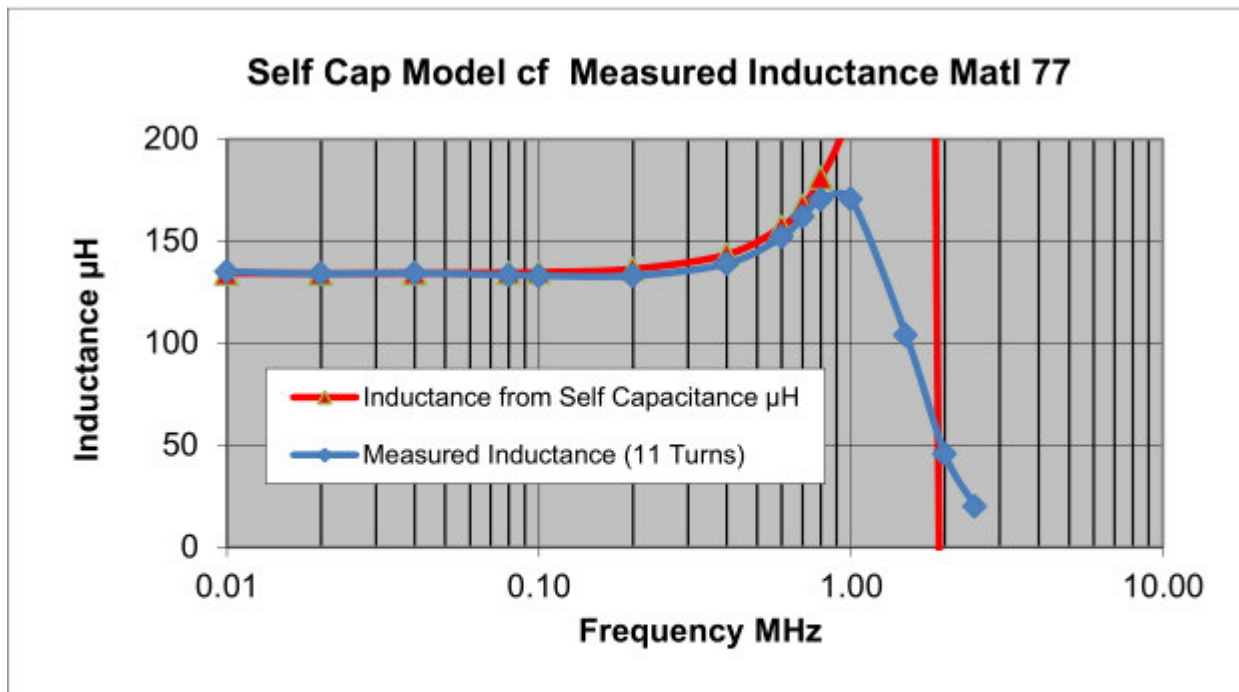


Ferritek nagyfrekvenciás permeabilitásának jellegzetes frekvenciafüggése.

Egy adott ferrit Lorentz-rezonanciáját az (a) ábra piros jelleggörbéje ábrázolja.

A rezonanciafrekvencia nem stabil, egy bizonyos tartományban vándorol. Rezonanciafrekvencián egy pozitív és egy negatív csúcs alakul ki, a rezonanciagörbe 0 ---> közel f_{rez} -ig kis veszteségű, pozitív induktív permeabilitás jellegű (ez a ferrit induktív célú használati tartománya). Az f_{rez} ---> végtelen frekvenciatartományban a ferrit induktív permeabilitása részben negatív, majd nulla körül változik és nagy veszteségű. A rezonanciafrekvencia rendkívül éles, a rezonanciafrekvencia egy átlagérték körül instabil, azaz folyamatosan változik (a jelleggörbét általában ezért nem rajzolják ki a frekvenciatengelyig (azaz a $u'_s=0$ értékig). A rezonanciafrekvencián az induktív permeabilitás nulla (0).

A következő oldalon található ábra egy konkrét #77-es anyagkeverékű ferrit mérési (kék jelleggörbe) és elméletileg várható induktív jellemzőit (piros jelleggörbe) mutatja be. A jelleggörbék menetéből jól látható, hogy induktív szempontból **100 kHz-ig stabilan teljesít a #77-es keverék**, a Lorentz-rezonancia elméletileg 2 MHz-re adódik, a gyakorlatban 6 MHz környékén alakul ki az induktív jellemzők elvesztése. A gyártó mérése szerint az utolsó stabil induktív érték 6,27 MHz-en mérhető $u'=27$ (lásd csatolt táblázat).



Self Capacitance Model and Measured Inductance Material 77

Forrás: Alan Payne 2015

A fentiek alapján a ferritanyag kiválasztása transzformátor és EMC célra alapos megfontolást igényel!

Vonaltranszformátoros (kisjelű) erősítők transzformátorainak egyenáramú gerjesztése

Annak érdekében, hogy a vonaltranszformátoros kisjelű erősítőkben alkalmazott transzformátorok a torzítás elkerülése érdekében a lineáris indukciós tartományon belül üzemeljenek, vizsgálat tárgyává tesszük az átfolyó egyenáramú gerjesztés hatását.

Mint korábban láttuk, a transzformátorban a legnagyobb AC fluxussűrűség a munkatartomány legkisebb frekvenciáján alakul ki, ami a továbbiakban $B_{AC}(f_{min})$ értéként kerül megjelenítésre. Ehhez a fluxussűrűséghez adódik hozzá az átfolyó egyenáram gerjesztése által létrehozott fluxussűrűség.

Korábban úgy találtuk, hogy a hiszterézisgörbe **+/- 50 mTesla** tartományba tartozó szakasza lineáris menetűnek tekinthető. A lineáris szakaszban az indukciós hatás egyenesen arányos a gerjesztőárammal, ezáltal jeltorzulás,

mágneses non-linearitás miatt nem következik be. Az átfolyó egyenáram által létrehozott fluxussűrűség jele B_{DC} .

A fentiek alapján a következő feltételt szabhatjuk az egyenárammal terhelt transzformátor esetében:

$$B_{max} = 50 \text{ mT} > B_{AC_{(f_{min})}} + B_{DC}$$

Az egyenáramú fluxussűrűséget toroid mag esetén a következőképpen számíthatjuk ki:

$$B_{DC} = \mu_0 \cdot \mu_i \cdot 1E3 \cdot ((N \cdot I \cdot 1E-3) / (L_e \cdot 1E-2)) \text{ [mT]}$$

ahol B_{DC} = egyenáramú fluxussűrűség, $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 1E-7$, μ_i = adott mag kezdeti permeabilitása (#43-nál 800), N = menetszám, I = a tekercsen átfolyó DC áram [mA], L_e = hatásos erővonalhossz [cm] ($1E-7 = 10^{-7}$, $1E3 = 10^3$)

Példa az eddig elemzett FT140-43, $\mu_i=800$, $N=12$, 1-50 MHz-es modellre, ahol $N=12$, $L_e=8,9$ cm és folyassunk át a primer tekercsen 10 mA-t

$$B_{DC} = 4 \cdot \pi \cdot 1E-7 \cdot 800 \cdot 1E3 \cdot ((12 \cdot 10 \cdot 1E-3) / (8,9 \cdot 1E-2)) = 1,36 \text{ mT}$$

$B_{AC_{(f_{min})}}$ fluxussűrűség kalkuláció 1 MHz, $P=130$ W, $U_{[RMS]}=80,6$ V, $A_e=0,79$ cm² modellre

$$B_{AC_{(f_{min})}} = U_{[RMS]} \cdot 1E3 / (4,44 \cdot n \cdot f \cdot 1E6 \cdot A_e \cdot 1E-4) \text{ [mT]}$$

$$B_{AC_{(1MHz_{min})}} = 80,6 \cdot 1E3 / (4,44 \cdot 12 \cdot 1 \cdot 1E6 \cdot 0,79 \cdot 1E-4) = 19,15 \text{ mT}$$

$$B_{max} = B_{AC_{(f_{min})}} + B_{DC} = 19,15 + 1,36 = 20,51 \text{ mT} \text{ ---} > 50 \text{ mT} > 20,51 \text{ mT}$$

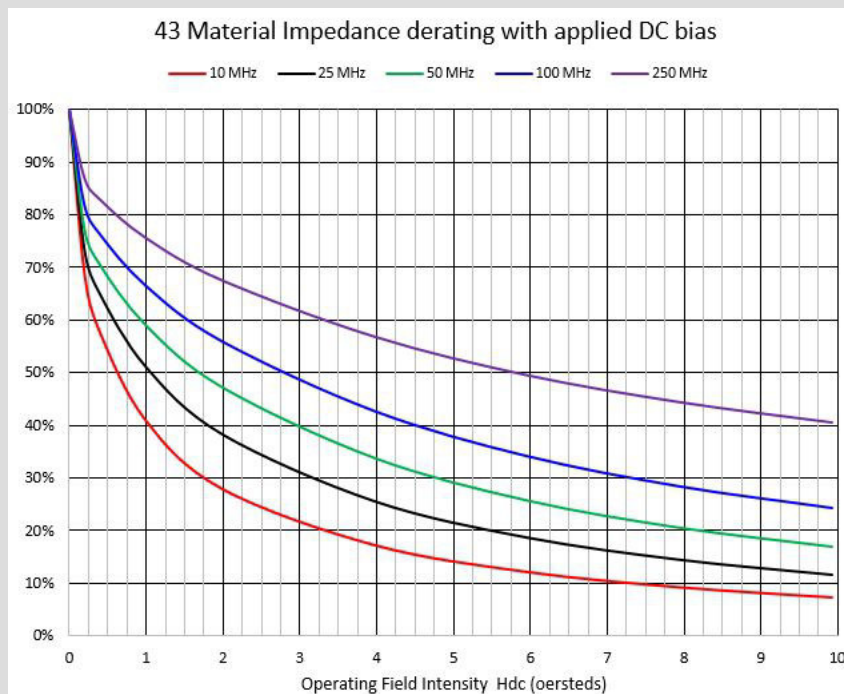
tehát **DC 10 mA** átfolyása esetén a lineáris tartományból nem léptünk ki.

Mivel a fluxussűrűség az átfolyó DC árammal egyenesen arányos,

- **100 mA** estén $B_{DC} = 13,6 \text{ mT}$ - példánkban még megengedhető DC áram
- **500 mA** esetén $B_{DC} = 68 \text{ mT}$ (nagyobb, mint a teljes lineáris tartomány)

Fontos!

Egyenáramú gerjesztés esetén számolni kell azzal, hogy a munkatartományra kalkulált tekercsinduktivitás a DC gerjesztés térerőssége (H_{DC}) és a frekvencia (f) függvényében csökken. Mértékére az alábbi ábra ad eligazítást, ezért a vonaltranszformátoros erősítőkben alkalmazott AC és DC gerjesztett transzformátorok esetében célszerű a munkatartományon belüli jellegzetes frekvenciákon ellenőrizni és szükség esetén korrigálni a DC gerjesztés hatását a transzformátor paramétereire. A nagy DC áramú ferritmagú szélessávú nagyfrekvenciás fojtótekercsek méretezésekor szintén figyelembe kell venni a DC gerjesztés hatását a tekercsinduktivitásra.



$$B_{DC} = u_i \cdot H_{DC} \quad \text{--->} \quad H_{DC} = B_{DC} / u_i \text{ [A/m]}, \quad u_i = 800, \quad 1 \text{ oersted} = 10^3 / (4 \cdot \pi) \text{ [A/m]}$$

Megállapítás:

A transzformátoron átfolyó megengedhető DC áram erősen korlátozott, ha a lineáris indukciós tartományban akarunk maradni, mivel a DC gerjesztés fluxussűrűségét a nagyon magas kezdeti permeabilitással (u_i) kell kalkulálni. Ugyanakkor a DC gerjesztés jelentősen csökkentheti az eredetileg kalkulált tekercsinduktivitást, ennek következményei messzemenően kihathatnak a transzformátor megvalósítható paramétereire.

Felharmonikus torzítás, modulációs torzítás

Tekintettel arra, hogy a transzformátor főfluxus sűrűségének nagyságát a **BH** mágnesezési görbe lineáris szakaszára korlátoztuk (lineáris induktív tartomány

0 ---> 50 mT), a transzformált szinuszos feszültség messzemenően megtartja alakját, azaz a szekunder indukált feszültség nagysága lineárisan arányos a gerjesztőfeszültség nagyságával.

Közismert, hogy egy adott frekvenciájú (f_0) szinuszos feszültség felbontható $n \cdot f_0$ (ahol n =egész szám) frekvenciájú összetevőkre (harmonikusokra). Mérések szerint a ferritmagok esetében a harmadik harmonikus a domináns, ezért a felharmonikus torzítás szempontjából csak a harmadik harmonikust kell számba venni. Nagysága méréssel határozható meg.

1.) Totál harmonikus torzítás (THT)

$$\text{THT}_{(f)} \approx U_{\text{sec3th}(f)} / U_{\text{sec}(f)} \quad \text{vagy} \quad \text{THT}_{(f)} \approx 20 \cdot \log_{(10)}(U_{\text{sec3th}(f)} / U_{\text{sec}(f)}) \text{ [dB]}$$

ahol $\text{THT}_{(f)}$ =totál harmonikus torzítás, $U_{\text{sec3th}(f)}$ =szekunder feszültség harmadik harmonikusa [V], $U_{\text{sec}(f)}$ =szekunder alapfeszültség [V] az adott frekvencián.

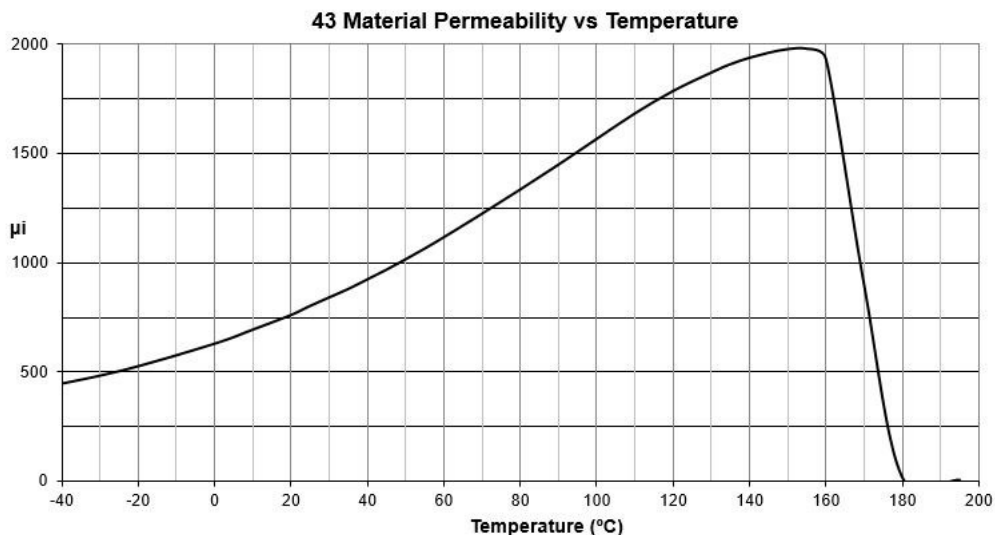
Amennyiben kilépünk a lineáris induktív tartományból, a BH görbe szerinti jelalak torzulással is számolni kell, aminek következménye lehet a totál harmonikus torzítás megnövekedése is.

2.) Modulációs torzítás

A konstans nagyságú vivőhullámnak (CW jel) nincs sáv szélessége. Amennyiben a vivőhullám nagyságát valamilyen hatás megpróbálja befolyásolni, az amplitúdómodulációként értelmezendő. A hatás következtében a vivőhullám igyekszik megtartani nagyságát, a hatás energiája létrehozza az alsó és a felső oldalsávot. Ilyen hatás például a távírójel fel és lefutása, amely az adás ütemének megfelelő frekvenciával létrehozza az alsó és a felső oldalsávot és annak harmonikusait, továbbá a változás frekvenciáinak harmonikusait, amik hozzáadódnak az alapjel frekvenciához. Ennek eredménye egy széles spektrumú jelsorozat az alapjel környezetében, amit a rádióvevőben kiterjedt spektrumban például klikként, kopogásként vagy más zavaró jelként lehet hallani – néha többször 10-100 kHz-es vételi távolságban is. E hatás minimalizálható, ha a jel felfutás és lecsengés nem egységugrásként megy végbe. A Gauss-görbe szerint fel- és lefutó jel minimalizálja a távírójel okozta zavarokat, azaz a modulációs sáv szélességet.

A transzformátoron átjutott jel nagyságát egyrészt a BH görbe non-linearitása, másrészt a Curie-hőmérséklet közeli üzem, valamint a túl nagy mágneses tér erő befolyásolhatja.

#43-as keverék permeabilitás/maghőmérséklet függése



A transzformátor miatti instabil (változó) jel oldalsávokat hoz létre, azok a vivőfrekvencia környezetében jelennek meg mint amplitúdómoduláció. A túlfeszített üzemi körülmények a mag fizikai roncsolódásához is vezethetnek.

A korrekt méretezésű szélessávú, lineáris induktivitású teljesítmény-vonaltranszformátor üzembiztos megoldás a rövidhullámú tartományba eső nagyfrekvenciás jelteljesítmény minimális veszteségű átvitelére a különböző impedanciák között.

--- *** ---

ZÁRSZÓ

Az áttekintés során részletesen, számos esetben redundáns módon tárgyaltuk a rövidhullámú, szélessávú, lineáris induktivitású teljesítmény-vonaltranszformátor működésének minden lényeges aspektusát. Igyekeztünk egyszerű, az átlagos rádióamatőr ismeretekkel rendelkezők számára is feldolgozható választ adni minden eddig felmerült és az esetlegesen majdan felvethető kérdésre.

A jelen anyagban foglalt ismeretek alapul szolgálnak a VHF/UHF tartományokban kialakítandó transzformátorok tervezéséhez mindaddig, amíg a tekercselt ferrit alapú transzformátorok alkalmazása még műszakilag indokolható.

Az áttekintésben foglaltak és a csatolt tervezési segédlet alapján bátran megkezdhető a tervezés, amennyiben igény van arra, hogy a transzformátor-illesztett antenna kapcsaira a lehető legkisebb veszteséggel jusson el az adóteljesítmény. Továbbá az itt megszerzett ismeretek segítséget nyújtanak ahhoz is, hogy a széles körben terjesztett kókler megoldások, hibás konstrukciók felismerhetők legyenek.

Megállapítottuk, hogy e transzformátorok kettős természetűek, azaz viselkedésük megfelel a standard transzformátormodellnek, ugyanakkor széles sávban lemodelleznek olyan tápvonalból készült transzformátorokat, amelyek "röghöz kötöttek", azaz csak egy diszkrét frekvencián üzemképesek. A gyakorlatban kevésbé terjedt el, hogy e konstrukciók tekercsei - mint minden transzformátor tekercse, továbbá a tápvonal-transzformátorok tápvonalai is megcsapolhatók - pl. 50/100 ohmos illesztéshez egy 50/200 ohmos transzformátor megcsapolása megoldja a problémát.

A ferritek híradástechnikai alkalmazása csak az utóbbi évtizedekben került előtérben, s ma is kutatások tárgyát képezi a lágymágneses anyagok tulajdonságainak javítása és alkalmazástechnikai területeik bővítése. A Nikkel-Cink (Ni-Zn) keverékek egy része célirányos nagyfrekvenciás alkalmazásokra került kifejlesztésre. A Ni-Zn #43-as keverék számos más olyan összetevőt is tartalmaz, amely jelentősen javítja mágneses tulajdonságait és a rövidhullámú tartomány lefedésére alkalmas teljesítményátvitel biztosít, ha szélessávú tápvonal-transzformátorként alkalmazzák.

A nagyfrekvenciás egyenletes teljesítményátvitelhez zárt mágneses körben kialakítható, az átadandó teljesítménynek és frekvenciának megfelelő mágneses energiamező szükséges. Néhai Jerry Sevick volt mestere és kidolgozója a tápvonalakból kialakított konstrukcióknak és a ferritmagos transzformátoroknak. Ahhoz, hogy idáig eljuthattunk, az érdem oroszánrésze az övé.

TELJESÍTMÉNY-VONALTRANSZFORMÁTOR #43 KEVERÉK - ALKALMAS!

#43 ferrit keverék adatai						
f [MHz]	u'	u''	u _c	Q	Megjegyzés	
0.010	791.5	3.5	791.5	226.1	Ind. Tartomány	
0.050	789.1	3.9	789.1	202.3		
0.117	788	6	788.0	131.3		
0.300	790.6	10.9	790.7	72.5		
0.548	795.1	17.9	795.3	44.4		
0.700	787.8	24.9	788.2	31.6		
1.000	747.1	62.8	749.7	11.9	Munkatartomány!	
1.170	713.5	83	718.3	8.6		
1.360	673.6	107.3	682.1	6.3		
1.600	637.4	131.6	650.8	4.8		
1.840	608.7	155.2	628.2	3.9		
2.150	572.3	176.3	598.8	3.2		
2.500	544.2	194.4	577.9	2.8		
2.920	513.4	208.9	554.3	2.5		
3.400	480.6	219.6	528.4	2.2		
3.960	446.9	226.8	501.2	2.0		
4.620	413.5	230.6	473.5	1.8		
5.380	380.8	231.5	445.6	1.6		
6.270	349.2	230.3	418.3	1.5		
7.310	318.9	227.4	391.7	1.4		
8.510	289.8	223.5	366.0	1.3		
9.920	261.7	218.7	341.1	1.2		
11.6	234.3	212.7	316.4	1.1		
13.5	207.7	205.8	292.4	1.0		
15.7	182	197.6	268.6	0.9		
18.3	157.5	188.2	245.4	0.8		
21.3	134.6	177.5	222.8	0.8		
24.8	113.8	165.8	201.1	0.7		
28.9	94.9	153.5	180.5	0.6		
33.7	78.7	140.9	161.4	0.6		
39.3	64.2	128.3	143.5	0.5		
45.8	51.9	116	127.1	0.4		
53.4	41.5	104.2	112.2	0.4		
62.2	32.8	92.9	98.5	0.4		
72.5	25.7	82.3	86.2	0.3		
84.4	19.9	72.6	75.3	0.3		
98.4	15.3	63.8	65.6	0.2		
115	11.6	55.9	57.1	0.2		
134	8.7	48.9	49.7	0.2		
156	6.4	42.6	43.1	0.2		

TELJESÍTMÉNY-VONALTRANSZFORMÁTOR #43 KEVERÉK - ALKALMAS!

181	4.5	37	37.3	0.1		
211	3.1	32.2	32.3	0.1		
246	2	27.9	28.0	0.1		
287	1.1	24.1	24.1	0.0		
335	0.4	20.9	20.9	0.0		
390	-0.1	18.1	18.1	0.0		
454	-0.5	15.6	15.6	0.0		
529	-0.8	13.5	13.5	-0.1		
617	-1.1	11.7	11.8	-0.1		
719	-1.2	10.2	10.3	-0.1		
838	-1.3	8.8	8.9	-0.1		
976	-1.4	7.8	7.9	-0.2		
1140	-1.5	7.1	7.3	-0.2		
1330	-1.7	6.5	6.7	-0.3		
1540	-1.9	6.2	6.5	-0.3		
1800	-2.4	6.2	6.6	-0.4		

TELJESÍTMÉNY-VONALTRANSZFORMÁTOR #77 KEVERÉK - NEM ALKALMAS!

#77 material

(A táblázatban a tizedesvesszőt pont jelöli)

Freq (MHz)	μ'	μ''	μc	Q	
1.00E+004	1989	14	1989.05	1.42E+02	
1.00E+005	2001	37	2001.34	5.41E+01	100 kHz!!! Gyártói ajánlás!
3.00E+05	2045	109	2047.90	18.76	
5.00E+05	2142	250	2156.54	8.57	
7.00E+05	2193	519	2253.58	4.23	
9.00E+05	2097	791	2241.23	2.65	
1.00E+06	2074	946	2279.56	2.19	
1.17E+06	1892	1099	2188.03	1.72	
1.36E+06	1668	1212	2061.84	1.38	
1.58E+06	1423	1275	1910.64	1.12	
1.84E+06	1174	1286	1741.28	0.91	
2.15E+06	944	1254	1569.60	0.75	
2.50E+06	738	1193	1402.82	0.62	
2.92E+06	560	1113	1245.94	0.50	
3.40E+06	407	1020	1098.20	0.40	
3.96E+06	278	920	961.08	0.30	
4.62E+06	171	815	832.75	0.21	
5.38E+06	88	708	713.45	0.12	
6.27E+06	27	603	603.60	0.04	6,27 MHz !!!
7.31E+06	-11	506	506.12	-0.02	
8.51E+06	-31	419	420.15	-0.07	
9.92E+06	-40	346	348.30	-0.12	9,92 MHz
1.16E+07	-41	286	288.92	-0.14	
1.35E+07	-41	237	240.52	-0.17	
1.57E+07	-39	197	200.82	-0.20	
1.83E+07	-36	163	166.93	-0.22	
2.13E+07	-33	135	138.97	-0.24	
2.48E+07	-29	111	114.73	-0.26	
2.89E+07	-26	92	95.60	-0.28	28,9 MHz
3.37E+07	-22	76	79.12	-0.29	
3.93E+07	-19	62	64.85	-0.31	
4.58E+07	-16	51	53.45	-0.31	
5.34E+07	-13	42	43.97	-0.31	53,4 MHz
6.22E+07	-11	35	36.69	-0.31	
7.25E+07	-9	29	30.36	-0.31	
8.44E+07	-8	24	25.30	-0.33	
9.84E+07	-6	20	20.88	-0.30	98,4 MHz
1.15E+08	-5	17	17.72	-0.29	
1.34E+08	-4	14	14.56	-0.29	
1.56E+08	-3	12	12.37	-0.25	
1.81E+08	-3	10	10.44	-0.30	
2.11E+08	-2	8	8.25	-0.25	
2.46E+08	-2	7	7.28	-0.29	
2.87E+08	-1	6	6.08	-0.17	

TELJESÍTMÉNY-VONALTRANSZFORMÁTOR #77 KEVERÉK - NEM ALKALMAS!

3.35E+08	-1	5	5.10	-0.20
3.90E+08	-1	4	4.12	-0.25
4.54E+08	-1	4	4.12	-0.25
5.29E+08	-1	3	3.16	-0.33
6.17E+08	0	3	3.00	0.00
7.19E+08	0	2	2.00	0.00
8.38E+08	0	2	2.00	0.00
9.76E+08	0	2	2.00	0.00
1.14E+09	1	2	2.24	0.50
1.33E+09	1	2	2.24	0.50
1.54E+09	2	2	2.83	1.00
1.80E+09	3	2	3.61	1.50

454 MHz

1,14 GHz