

7. mérés

Négypólusok vizsgálata

A mérés célja

A mérés célja a korábban megszerzett elméleti ismeretek gyakorlati vonatkozásainak bemutatása a modellalkotás, az impedanciamérés és a mágneses jellemzők mérése témakörökben, elsősorban anyagvizsgálati, paraméter-identifikációs feladatokhoz, ill. in-circuit mérésekhez kapcsolódóan.

A méréshez szükséges előzetes ismeretek

- Szolenoidok és toroid induktivitások számítása, méretezése.
- A mágnesességhez és mágneses anyagokhoz kapcsolódó alapvető fogalmak és jellemzők ismerete: például mágneses térerősség, mágneses indukció, fluxus, permeabilitás, mágnesezési görbe, telítés stb.
- Elektromágneses indukció értelmezése, az induktivitás árama és indukált feszültsége közötti összefüggés megértése. A H és B mennyiségek számítása, például szinuszos gerjesztésre.
- Transzformátorokban és induktivitásokban előforduló veszteségek és nemidealitások értelmezése, például rézvesztesség, vasvesztesség stb. Miért laminált vasmagot használnak, és a skin-hatás hogyan befolyásolja a rézvesztességet?
- Transzformátor modellek és paraméterek ismerete.
- „In circuit” méréstechnika alapjai.

Bevezetés

A Négypólusok vizsgálata című mérés szervesen kapcsolódik a BME-VIK Anyagtudomány, Fizika, Hálózatok és rendszerek, Elektromágneses terek és Méréstechnika című tárgyaihoz. A mérés a lágymágneses anyagok néhány jellemzőjének mérését, a transzformátor modellparamétereinek meghatározását, az in-circuit impedanciamérés technikáját foglalja magába.

A *lágymágneses anyagok vizsgálata* (első mérési feladatblokk) azon alapul, hogy a vizsgálandó mintára helyezett mérőtekerces kapcsain a permeabilitással arányos villamos impedancia mérhető, amelynek ohmos komponense a veszteségekkel arányos.

A második mérési feladatblokkban a *transzformátort*, mint az elektrotechnika és elektronika egyik fontos alapelemét vizsgáljuk. A villamos hálózatokban nagyfeszültségű transzformátorokkal állítják elő az optimális hálózati veszteségeket biztosító kis-, közép- és nagyfeszültséget. Villamos és elektronikus készülékek hálózati tápegységében a kívánatos feszültség szintek előállítására és a galvanikus elválasztás biztosítására transzformátort használnak. A híradástechnikában transzformátorokkal érhető el a maximális teljesítményt és reflexiómentességet biztosító impedanciaillesztés. Transzformátorokkal lehet az aszimmetrikus jeleket szimmetrizálni és fordítva. Mérőtranszformátorok segítségével akár 6 számjegy pontosságú, maximum $10^7:1$ arányú jelkondicionálást és előjeles jelösszegzést végezhetünk a precíziós méréstechnikában. Aránytranszformátorok, induktív osztók és

áramkomparátorok felhasználásával akár 24 bites A/D átalakítók is készíthetők. A szigetelt erősítők egyik fajtája a bemenet és kimenet galvanikus elválasztására miniatűr, felületszerelt transzformátort használ. A nagysebességű adatátvitelre úgynevezett *Telecom transzformátorok* használatosak, amelyekkel impedanciaillesztés és reflexiómentes jelátvitel biztosítható.

A *modellparaméterek mérése* során (a második feladatblokkban) a Magnetics Analyzer segítségével közvetlenül mérhető a főmezőinduktivitás és jósági tényező, a menetszámtétel, a primer és szekunder DC-ellenállás, a primer és szekunder rövidzárási impedancia, valamint a primer-szekunder kapacitás. Meghatározandók a mérési bizonytalanságok is.

A fentiekben vázolt mérési eljárások lehetővé teszik a transzformátorok gyártásközi és végellenőrzését, hatékony szervizét.

Az *in-circuit impedanciaméréssel* (harmadik feladatblokk) bonyolult RLC-hálózatok szelektív tesztelése végezhető el az alkatrészek kiemelése nélkül, mellőzve a bonyolult számításokat. Fontos, előzetes feladat a tesztelhetőségre való tervezés, ami többek között az ehhez szükséges tesztpontok kialakítását jelenti. Ugyancsak megtervezendő, hogy az egyes RLC elemek és kombinációik milyen optimális frekvencián mérhetők a legkisebb mérési bizonytalansággal és ezzel összefüggésben az egyértelmű hibadiagnózis milyen toleranciaszintig lehetséges.

A mérés sikeres elvégzése alapos felkészülést igényel. A felkészülés az előtanulmányok során megismert releváns témakörök átismétlését, bizonyos új ismeretek elsajátítását, a felkészülési feladatok *önálló* megoldását és a laboratóriumi mérés elvégzéséhez szükséges képletek és táblázatok előzetes összeállítását jelenti. Ezen feladatok megfelelő szintű teljesítése előfeltétele a laboratóriumi munka megkezdésének.

Elméleti alapok és áttekintés

A mérés elméleti alapjait részletesen az [1]-[3] irodalmak, valamint a Mágneses és kapcsolódó mennyiségek – Lágymágneses anyagok c. táblázat foglalják össze. Az érdeklődő olvasó számára ezeknek a forrásoknak a felkeresése mindenképpen ajánlott. A következő fejezetekben egy rövidített, tömör összefoglaló található.

Fogalmak és definíciók mágneses anyagokhoz

Egy áramjárta vezető maga körül a \mathbf{H} [A/m] mágneses térerősséggel jellemezhető mágneses teret hoz létre. *Ampère* törvénye értelmében (lenti egyenlet) az így létrejött mágneses térerősség zárt görbére vett vonalintegrálja a görbe által határolt áramok algebrai összege. Általában véve a \mathbf{H} mágneses térerősség arányos a gerjesztő árammal.

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = \sum i$$

A mágneses térerősséggel szoros összefüggésben van a \mathbf{B} [T] mágneses indukció, amely a mágneses térnek kitett anyagban keletkezik. A \mathbf{H} és \mathbf{B} mennyiségek között az adott anyagra jellemző paraméter létesít kapcsolatot, amit a μ mágneses permeabilitásnak neveznek. A mágneses permeabilitást gyakran a μ_0 levegő permeabilitásához képest a μ_r [-] relatív permeabilitással adják meg $\mu = \mu_0 \mu_r$ alakban. Egy alternatív formában a χ mágneses szuszceptibilitással is kifejezhető. A mágneses permeabilitásnak többféle meghatározása létezik, például átlagos vagy differenciális, amelyek később kerülnek részletezésre. A lenti egyenlet a hagyományos „átlagos” permeabilitást mutatja be.

$$B = \mu_0 \mu_r H = \mu_0 (1 + \chi) H \qquad \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am}$$

A mágneses indukció (\mathbf{B}) tulajdonképpen az áthaladó mágneses fluxus (erővonalak) felületi intenzitását fejezi ki. Ebből következőleg egy adott felületdarabon áthaladó Φ mágneses fluxus a \mathbf{B} indukciónak a felületre vett normálisának az integrálja. Érdemes megjegyezni, hogy valójában mind a \mathbf{H} és mind a \mathbf{B} mennyiségek vektoriális mennyiségek, tehát van nagyságuk és irányuk.

$$\Phi = \int \mathbf{B} d\mathbf{A} \qquad \oint \mathbf{B} d\mathbf{A} = 0$$

Az elektrosztatikával ellentétben nincs mágneses mono-pólus (forrásmentes tér), ezért a mágneses fluxus zárt felszínre vett integrálja nulla. Ennek értelmében a mágneses fluxus vonalai zárt hurkokat alkotnak és egy felületről kilépő illetve belépő fluxus megegyező, a fluxus folytonos.

Elektromágneses, indukciós eszközök működésének megértéséhez *Faraday* indukciós egyenlete alapvető. Egy zárt vezető hurokban feszültség (kör elektromotoros erő, *EMF*) indukálódik, ami a vezető hurok által körbezárt felületen áthaladó mágneses fluxus időbeli változásával arányos. *Lenz* törvénye értelmében az indukált feszültség olyan irányú, hogy az általa létrehozott áram mágneses tere a gerjesztés ellenében hasson. Mivel esetünkben a geometria változatlan, az indukált feszültség a mágneses tér időbeli változásának következménye. A differenciális egyenlet átírható integrális alakká, ami az adott időbeli feszültséggerjesztésre kialakuló fluxus változást adja meg. A lenti egyenletben N az egymással sorosan kapcsolt vezető hurkok számát jelöli (menetes tekercs), amelyek mindegyikén ugyanaz a fluxus halad keresztül. Ezért az indukált feszültség N szerez lesz.

$$EMF = -\frac{\partial \Phi(t)}{\partial t} \rightarrow U_{ind} = -N \frac{\partial \Phi(t)}{\partial t} \quad \Delta \Phi = \int_{t_1}^{t_2} U(t) dt \rightarrow \Delta \Phi = \frac{1}{N} \int_{t_1}^{t_2} U(t) dt$$

Mágneses anyagok csoportosítása

Amikor egy anyagot mágneses térbe helyezünk mágneses tulajdonságokat mutat, amik alapján az alábbi fő csoportokba sorolhatók: *diamágneses*, *paramágneses* és *ferromágneses*. Ezek a lenti felsorolásban és táblázatban jobban kirészletezésre kerülnek. A mágneses jelenségek és tulajdonságok alapjául az anyag atomjainak és molekuláinak szerkezete, illetve az elektronok spinje és mozgása felelős. Szokásos még a mágneses domén elméletet is alkalmazni. A mágneses térerősség és indukció között az anyagra jellemző μ_r relatív permeabilitás vagy χ szuszceptibilitás teremt kapcsolatot.

- *Paramágneses* anyag esetén a χ értéke nagyon kicsi pozitív szám ($\sim 10^{-5}$ körüli) és hőmérsékletfüggő. Az anyagot mágneses térbe helyezve a vákuum indukciójához képest a mágneses indukció növekszik. Paramágneses anyagban az atomok mágneses momentumának orientációja véletlenszerű.
- *Diamágnesesnek* nevezzük azokat az anyagokat, amelyek mágneses szuszceptibilitása negatív előjelű ($\chi < 0$ illetve $\mu_r < 1$), χ értéke igen kicsi (10^{-5} nagyságrendje), és nem hőmérsékletfüggő. Diamágneses anyagot mágneses térbe helyezve az anyagban a mágneses indukció csökken.
- *Ferromágneses* anyagban az atomok ún. doménekbe rendeződnek, amelyeknek a mágneses momentuma egymással párhuzamosan rendezett. Az ilyen anyagnak a mágneses szuszceptibilitása pozitív és 10^3 vagy 10^5 nagyságrendű is lehet, de hőmérsékletfüggő. Fontos megjegyezni, hogy ferromágneses anyagban a permeabilitás a \mathbf{B} mágneses indukció nagyságától és történetétől jelentősen függ. Ferromágneses anyag belsejében az indukció nagymértékben felerősödik.

<i>Paramágneses</i>	<i>Diamágneses</i>	<i>Ferromágneses</i>
---------------------	--------------------	----------------------

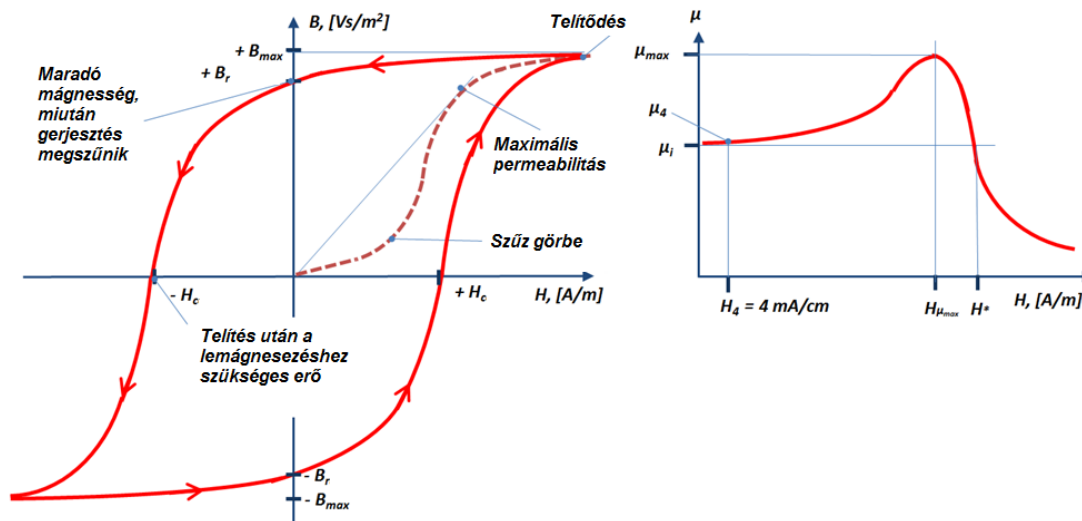
ANYAG	$\chi [x10^{-5}]$	ANYAG	$\chi [x10^{-5}]$	ANYAG	$\chi [x10^3]$ ($B=1T$)
<i>Vas oxid</i>	720	<i>Bizmut</i>	-16.6	<i>Permalloy</i>	9.2
<i>Urán</i>	40	<i>Higany</i>	-2.9	<i>Öntöttacél</i>	10.2
<i>Platina</i>	26	<i>Ezüst</i>	-2.6	<i>Vas-nikkel</i>	4.32
<i>Alumínium</i>	2.2	<i>Réz</i>	-1.0	<i>Kobalt</i>	0.17

Az igen magas mágneses szuszceptibilitás miatt (a mágneses indukció nagymértékű felerősödése) a mérnöki gyakorlatban a ferromágneses anyagok elterjedtek és nagy jelentőséggel bírnak. Tulajdonságaikat a következő fejezetekben, illetve a mérés során is megvizsgáljuk.

A mágnesezési (H/B) görbe ferromágneses anyagokra

Az előbbi bevezető értelmében a H mágneses térerősségre az anyagban B mágneses indukció alakul ki, a kettő között a mágneses permeabilitás vagy szuszceptibilitás teremt kapcsolatot. *Ampère* törvénye értelmében a H mágneses térerősség a (gerjesztő) árammal van szoros összefüggésben, a B indukció (fluxus) pedig *Faraday* indukciós törvény értelmében a (gerjesztő) feszültség időbeli integrálértékével. Ferromágneses anyagokra a permeabilitás nagy pozitív szám és jelentősen függ az indukció (vagy térerősség) mértékétől. Egy mágneses anyag elektromágneses viselkedése a $B(H)$ vagy $H(B)$ összefüggés ismeretében könnyen megadható és tervezhető. Erre szolgál a mágnesezési görbe, ami megmutatja, hogy adott H térerősség mellett mekkora a B indukció értéke. Ezt ferromágneses anyagra a 7-1 ábra szemlélteti. A mágnesezési görbén az alábbi fontos mennyiségek és viselkedési minták definiálhatók:

- Jól látható, hogy a mágneses permeabilitás, pontosabban a $B(H)/H$ vagy dB/dH arány erősen függ a H térerősségtől és a mágneses anyag előtörténetétől (nemlineáris, hiszterézis).
- Szűz görbe*: az első mágnesezési ciklus során felvett H/B görbe.
- Telítés, telítési indukció (B_s , B_{max})*: egy bizonyos határ után a mágneses térerősség növelése ellenére a fluxus (mágneses indukció) csak nagyon csekély mértékben növekszik, az anyag mágneses szempontból telítésbe megy. Gyakorlatilag egyre kevésbé fog mágnesesként viselkedni.
- Remanens indukció (B_r)*: ellenkező irányú mágnesezés során zérus H érték mellett a B indukció nem lesz nulla, hanem valamekkora maradó értéken marad, az anyag maradónan mágneses lesz. Állandó mágnesek esetén B_r értéke igen magas.
- Koercitív erő (H_c)*: az anyag lemágnesezéséhez, a remanens indukció legyőzéséhez szükség, ellenkező irányú mágneses térerősség.



7-1. ábra. Ferromágneses anyag mágnesezési görbéje és permeabilitása

A fenti 7-1 ábra a mágnesezési görbére a mágneses permeabilitás értékét is lerajzolja a H mágneses térerősség függvényében. Érdeemes megemlíteni, hogy a μ változásával analóg módon az adott anyagból készült tekercs induktivitása is hasonló jelleggel változik az áram függvényében, hiszen a H az árammal arányos (lásd a kapcsolódó, 1. mérési feladatot). A mágneses permeabilitás definíció szerint:

$$\mu(H) = \frac{B(H)}{H}$$

Ez viszont a mágnesezési görbén pontról pontra változik és egy átlagos értéket ad meg. A fenti 7-1 ábrán jól látható, hogy egy maximális érték után a telítési szakaszba érve meredeken csökken. A B_{max} vagy B_s telítési indukció a mágneses anyagok egyik fontos paramétere, ami lényegében megadja, hogy az anyag mekkora mágneses gerjesztés mellett használható még üzemszerűen mágneses szempontból. Ezt a pontot a maximális permeabilitás 20%-ánál szokás megadni, pontosabban ahol a B/H arány a maximális értékének a 20%-ára csökken.

A kezdeti μ_i permeabilitás az origóban, elméletileg a nulla H gerjesztéshez tartozó permeabilitás. Ezt a gyakorlatban nem lehet megmérni (zérus gerjesztés), ezért helyette a 4 mA/cm mértékű H mágneses térerősséghez tartozó μ_4 permeabilitást határozzák meg. Ennek egy másik oka, hogy néhány anyag az alacsony mágneses térerősség hatására paramágnesként működhet, azaz mintha nem is érzékelnék a mágneses tér jelenlétét, a domének „befagynának”. Az előbb említett mágneses térerősség lényegében a mágneses domének „kiolvasztásához” szükséges, ami mellett még jó közelítéssel a kezdeti tartományban maradunk.

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \cdot \lim_{H \rightarrow 0} \frac{B}{H}$$

$$\mu_4 = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{B}{H} @ H = 4 \frac{\text{mA}}{\text{cm}}$$

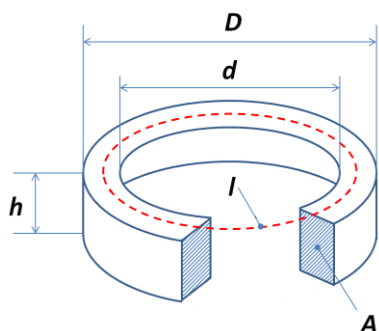
Bizonyos esetekben érdekesebb a differenciális permeabilitás használata. Az előző permeabilitás egy, a nulla gerjesztéstől számított átlagérték, amiben a H/B görbe lokális változásai csak „későn” jutnak érvényre. Ha az alkalmazás során az anyagot érő mágneses tér jelentős egyenkomponenssel rendelkezik, a változó gerjesztés nem az origó körül, hanem az egyenkomponenssel eltolt H_0 (illetve B_0) értékek körül fogja az anyagot gerjeszteni. A viselkedés leírásához ilyenkor célszerűbb a differenciális permeabilitás használata, ami a munkapont környezetében sokkal pontosabban leírja az anyag mágneses tulajdonságait.

$$\mu_d(H) = \frac{dB(H)}{dH}$$

Induktivitás és transzformátor

Az elektronikai eszközökben az induktivitások és transzformátorok kulcsfontosságú szerepet töltenek be. Működésüket tekintve a mágneses indukción alapuló eszközök, ezért a megértésükhöz, tervezésükhöz és méretezésükhöz elengedhetetlen az előző fejezetekben ismertetett, az anyagok mágneses viselkedésének és tulajdonságainak ismerete. A legegyszerűbb induktivitás egy N menetszámú légüres tekercs, ahol a tekercsre kapcsolt feszültség hatására a tekercsen végigfolyó áram mágneses teret hoz létre. A levegő mágneses permeabilitása közel egységnyi, ezért releváns indukció eléréshez nagyon nagy áramokra (H -ra) lenne szükség. A gyakorlatban a kis gerjesztés melletti nagy mágnesség elérése érdekében a „magot” ferromágneses anyaggal töltik ki, ami lényegében a mágneses indukciót „felerősíti”, a mágneses fluxust az anyag belsejébe sűríti. Egy ilyen, toroid alakú vasmagot ábrázol a lenti 7-2. ábra. A zárt ferromágneses toroid magra N menetszámú tekercset építve az áramkörü elem induktivitása bizonyos feltételezések és egyszerűsítések mellett a lentic szerinti kifejezhető (*Ampère törvénye*). A boltban kapható ferromágneses vasmag idomokra, mint például a 7-2. ábrán látható toroid, az adatlapon gyakran szerepel az A_l induktivitás tényező, ami lényegében az anyagminőségtől és geometriától függő állandó; és egyetlen menetre az induktivitás növekedését adja meg nano henryben. Tehát például egy $A_l=400$ vasmag $N=16$ menetszám esetén $L=A_l \cdot N^2=102.4 \mu H$ induktivitásra tesz szert.

Toroid induktivitás

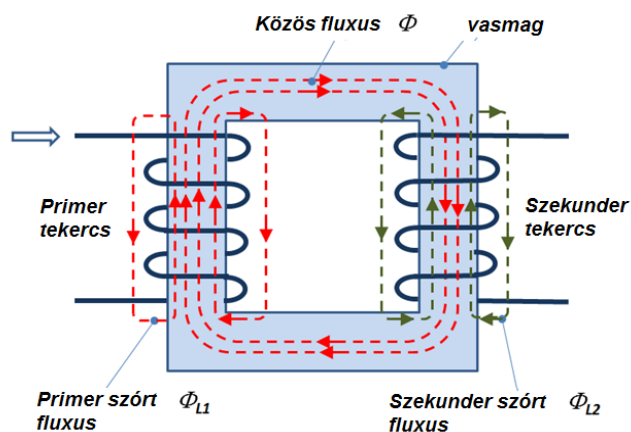


$$l = \frac{D + d}{2} \cdot \pi \quad A = \frac{D - d}{2} \cdot h$$

$$A_l = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{A}{l}$$

$$L = A_l \cdot N^2 = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{A}{l} \cdot N^2$$

Transzformátor

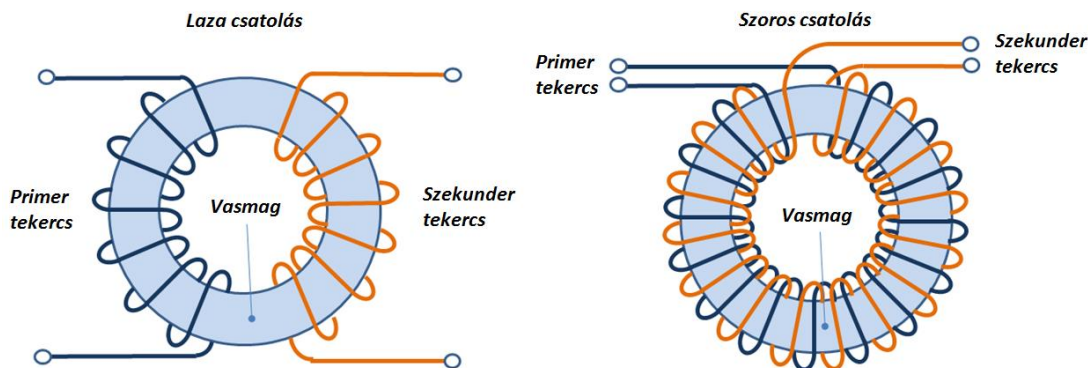


- *Közös fluxus*: ami a primer és a szekunder tekercsen egyaránt áthalad
- *Szórt fluxus*: ami a vasmagon kívül, a levegőn keresztül záródik az egyes tekercseken (nem jut el a többi tekercshez)

7-2. ábra. Toroid vasmag geometriai jellemzői és egyszerű transzformátor

A transzformátor esetében a közös vasmagra egynél több, egymástól különálló tekercs van felszerelve. A fenti 7-2. ábrának megfelelően a primer tekercsre kapcsolt gerjesztő feszültség miatt kialakuló fluxus és annak változása a vasmagon keresztül, ami jó mágneses vezető, áthalad a szekunder tekercsen és abban feszültséget indukál. A vasmag permeabilitása nem végtelen ezért mágneses szempontból nem tökéletes vezető, ami miatt a primer fluxus egy része a levegőn keresztül záródik és nem jut el a szekunder tekercsre. Ez a szórt fluxus, ami miatt „fajlagosan” az indukált feszültség és átvihető teljesítmény a szekunder tekercsben

kisebb. A tekercselés fizikai kialakítása szempontjából a transzformátor tekercsei lehetnek egymással lazán vagy szorosan csatoltak, amit a lenti 7-3 ábra szemléltet. Mindkét kialakításnak megvan a maga előnye és hátránya, felhasználási területei. A csatolás mértékére szokás definiálni a dimenzió nélküli, nulla és egy közötti k csatolási tényezőt, ami a tekercsek közös fluxusának arányát adja meg a teljes (gerjesztő) fluxushoz képest. A k alacsony értékei esetén a fluxuskapcsolódás rossz (nagy szórt fluxus) és a gyakorlatban általában kerülendő, közel egységnyi értéke esetén pedig igen magas (preferált).



- | | |
|---|--------------------------------------|
| • Kisebb parazita kapacitás | • Nagyobb parazita kapacitás |
| • Magasabb dielektromos szilárdság | • Kisebb dielektromos szilárdság |
| • Nagyobb szórt fluxus | • Alacsony szórt fluxus |
| • Pl.: nagyfeszültségű transzformátorok | • Pl.: telekommunikáció, tápegységek |

7-3. ábra. Toroid transzformátor laza és szoros csatolással

Telítési indukció a gyakorlatban

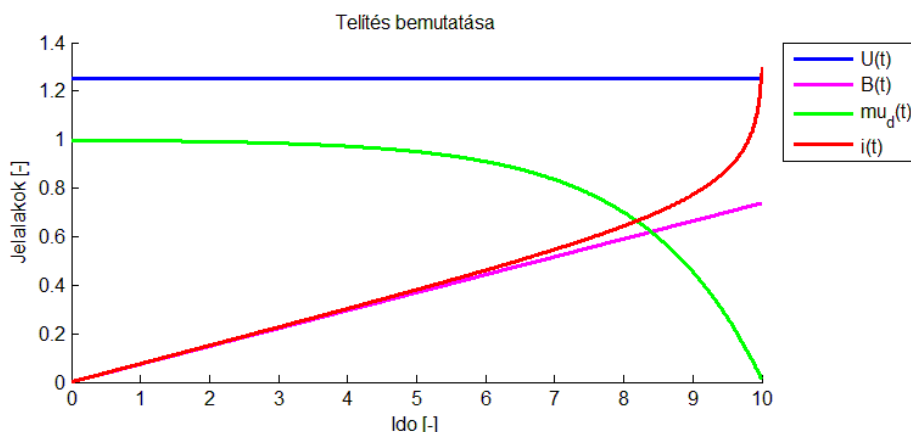
A mágneses anyagnak a felhasználhatóságát és működési tartományát tekintve a B_s (B_{max}) telítési indukció értéke egy nagyon fontos paramétere. A ferromágneses anyag H/B görbéjére visszatekintve látható, hogy egy bizonyos mágneses térerősség után az indukció csak nagyon csekély mértékben növekszik, mondhatni teljesen ellaposodik. Ezzel egyidejűleg a μ , átlagos vagy differenciális permeabilitás is nagymértékben, elég gyorsan lecsökken. Ez mit okoz a gyakorlatban, hogyan jelentkezik? Az egyszerűség kedvéért tekintsünk egy toroid induktivitást, aminek az induktivitás képletét korábban levezettük. Az állandó induktivitás áramkörüi viselkedése az alábbiak szerint ismert.

$$U_L(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt}$$

$$\Delta i(t) = \frac{1}{L} \cdot \int_{t_1}^{t_2} U_L(t) dt$$

Ampère törvénye szerint a vasmagban ébredő H mágneses térerősség a gerjesztő i árammal van összefüggésben, a B mágneses indukció pedig Faraday indukciós törvénye értelmében a tekercsre jutó feszültség időbeli integrálértékével. Az induktivitás lényegében egy feszültség összegző, integrátor. A gerjesztő feszültség időbeli alakulásának ismeretében a fluxus értéke és változása pontosan ismert, a H térerősség és az i áram pedig a H/B görbén a kijelölt B indukcióhoz tartozó érték lesz. Úgy is mondhatjuk, hogy az induktivitás a ráeső feszültség időbeli integrálterülete (volt szekundum terület) szerint beállítja, utánhúzza az áramát. A mágneses telítődésnek a gyakorlati hatása ezek alapján könnyen belátható. Ha az induktivitásra jutó **volt szekundum terület**, azaz a gerjesztő feszültség időbeli integrálértéke akkora, hogy a telítési szakaszba kerülünk, ugyanakkorra fluxusbeli változáshoz a nagymértékben lecsökkent permeabilitás miatt lényegesen nagyobb áramváltozás szükséges. Ezért a további gerjesztés esetén a felvett áram hirtelen és nagyon gyorsan elkezd növekedni, az induktivitás gyakorlatilag egy idő után elektromos rövidzárként fog viselkedni. A

mágneses telítődés folyamatát és jelenségét, az áram hirtelen megugrását a lenti 7-4 ábra is szemlélteti (kb. 8 relatív időegységnél). A telítődés során az eszköz nagymértékben megterhelheti a tápellátó rendszert és főlegesen teljesítményt disszipál. Másrészt nagyfrekvenciás szempontból is hatástalan, ugyanis a telítődésbe vivő munkaponti áram miatt a differenciális permeabilitás nagyon alacsonnyá válik, aminek következtében a szuperponálódó nagyfrekvenciás jeleket nem csillapítja ($Z=j\omega L$).



7-4. ábra. Mágneses telítődés hatásának bemutatása

Az előzők alapján a gyakorlatban az egyik legfontosabb szempont az induktivitások tervezésénél a gerjesztő feszültség (menetszámmal arányos) beállítása (volt szekundum terület), hogy az anyagra ismert B_s telítési indukciót egy meghatározott biztonsági sávon belül ne lépjük túl. Máskülönben az áramkör teljesítménye igen gyorsan jelentősen lecsökkenhet, vagy akár tönkre is mehet. Ez a feltétel adott geometriai (vasmag, menetszám) feltételek mellett kétféleképpen teljesíthető (volt szekundum terület korlátozása): egyrészt a **gerjesztő feszültség amplitúdóját korlátozzuk** a frekvencia ismeretében (alacsony frekvencia esetén alacsony amplitúdó), vagy a gerjesztésnek a **frekvenciáját hangoljuk** az amplitúdó ismeretében (magas amplitúdó esetén magas frekvencia).

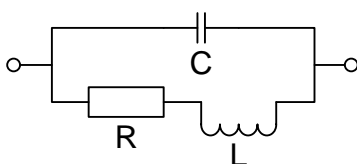
Induktivitás (transzformátor) veszteségei és egyszerű modellje

A teljesség igénye nélkül a mágneses komponensek és anyagok veszteségei az alábbi tényezőkből tevődnek össze, amikről részletesebben a mellékelt irodalmakban is tájékozódhatunk:

- *Nemlineáris mágnesezési görbe*: a ferromágneses anyag mágnesezési görbéjén jól látható, hogy a permeabilitás erősen függ(het) az indukció illetve térerősség értékétől. Ennek egy nemkívánatos jelensége a telítődés is.
- *Hiszterézis veszteség*: a ferromágneses anyag mágnesezési görbéje hiszterézises, azaz egy teljes, szimmetrikus gerjesztési ciklus esetén a felfutási és lefutási szakaszban a mágnesezési görbén eltérő útvonalat járunk be (bevitt és kivett energia eltérő). Az így körülhatárolt ún. hiszterézis terület a maganyag vesztesége és a mágneses anyagban disszipálódik, melegedést okoz. Ez a veszteség jól illusztrálható a mágneses doméneknek a gerjesztésből fakadó súrlódó-forgó mozgásával.
- *Örvényáramú veszteség*: nagyfrekvenciás gerjesztés során a változó mágneses tér a ferromágneses anyag belesében örvényáramokat kelt. Az örvényáramok *Lenz* törvénye értelmében a gerjesztéssel ellenkező mágneses teret hoznak létre. Emiatt egyrészt „kiszorítják”, rontják a főfluxust; másrészt pedig a vasmag anyagának véges vezetőképessége miatt az anyagban cirkuláló áramok hőt fejlesztenek.

- *Rézvesztesség*: induktív áramköri elem alapkelléke a gerjesztő tekercs, ami a réz véges vezetőképessége miatt elektromos ellenállással rendelkezik. A gerjesztő áram a tekercs ellenállásán átfolyva teljesítményt disszipál.
- *Skin-hatás*: a frekvencia növekedésével az áram a vezetőknek egyre inkább a felülete felé szorul, ami miatt a vezető effektív vezetési keresztmetszet lecsökken, ellenállása megnövekszik.
- *Menetkapacitás*: a tekercs a menetszám növekedésével egyre nagyobb „parazita” kapacitással rendelkezik, ami főleg a nagyfrekvenciás viselkedésre és transzformátoroknál az áthallásra lesz hatással.

A mérnöki gyakorlatban a modelleknek nagyon nagy jelentősége van. Egy ideális induktivitás koncentrált paraméterű áramköri helyettesítő képe az L állandó induktivitás, aminek az impedanciája a jól ismert $Z=j\omega L$, a frekvenciával lineárisan növekvő impedancia. Sajnos a gyakorlatban ez az egyszerű modell az előbb említett hatások, az erős nemlinearitás miatt csak ritkán, vagy jelentős korlátozások mellett használható. Ha az örvényáramú és egyéb vasvesztésektől eltekintünk, ferrit alapú induktivitásokra a lineáris, a lenti 7-5 ábrán látható soros RL és párhuzamos C koncentrált paraméterű helyettesítő kép egy realiztikusabb, sok esetben jól használható modellt ad. Az R a tekercs ohmikus ellenállása, C pedig a parazita menetkapacitása. A modell impedanciája az alábbi formában írható.



$$Z = \frac{R + j \cdot \omega L}{j \cdot \omega RC + 1 - \omega^2 LC} \approx R + j \cdot \omega L_{eff}$$

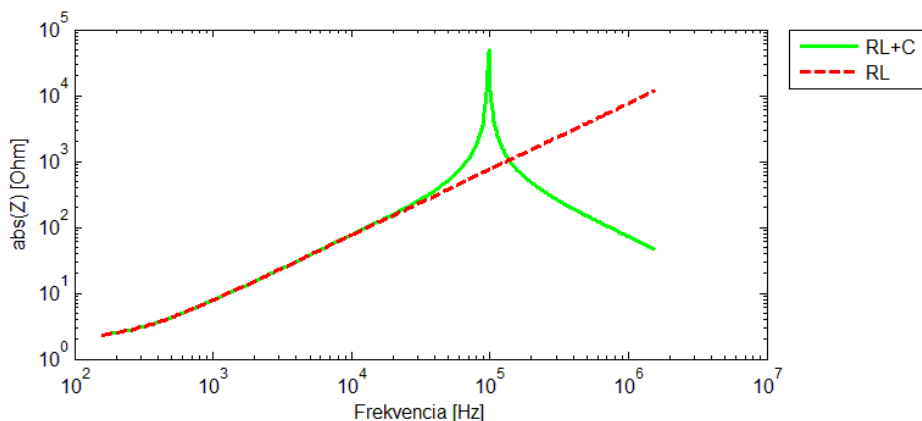
$$L_{eff} = \frac{L}{1 - \omega^2 LC}$$

7-5. ábra. Induktivitás RL+C kör modellje.

Ez az impedancia hasonlít a sima RL kör impedanciájára, noha a rezonancia frekvencián és a nagyfrekvenciás tartományban a kapacitív C tag „elrontja” a frekvenciamenetet. Ez a lenti 7-6 ábrán jól látható. Mi az a frekvencia, ameddig az L_{eff} induktivitással való helyettesítés ($LR+C$ helyett sima LR) még kielégítő közelítést ad, pontosabban a két impedancia abszolút értékének a hibája h ? A képzetes részre szorítkozva (ez lesz a domináns) ez az alábbi egyenlettel kiszámítható, ami alapján például az 1%-os hibahatárig az egyszerű soros LR helyettesítő kép a rezonancia frekvencia tizedéig használható. A nevezőben a $j\omega RC$ képzetes tagot elhanyagoltuk, ugyanis annak a hatása a nagyfrekvenciás tartományban, a rezonancia után lesz csak számottevő, mivel valós induktivitások esetén R és C relatíve kicsi.

$$\frac{L_{eff}}{L} = \frac{L}{1 - \omega^2 LC} = 1 + h \quad \rightarrow \quad \omega^2 LC = \frac{h}{1 + h} \quad \rightarrow \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{h}{1 + h}} \approx \omega_0 \sqrt{h}$$

Az előbbi egyenletből látható tehát, hogy a menetkapacitás hatására a mért L_{eff} és valós L induktivitás a frekvencia függvényében megváltozik, illetve kiszámítható, hogy milyen frekvencián okoz a h nagyságú hibát a menetkapacitás az induktivitás mérésében. Ismételten fontos felhívni a figyelmet, hogy a mágneses anyagok előbbieken tárgyalt erős nemlinearitásai miatt az egyszerű lineáris modellek csak korlátozottan használhatók!

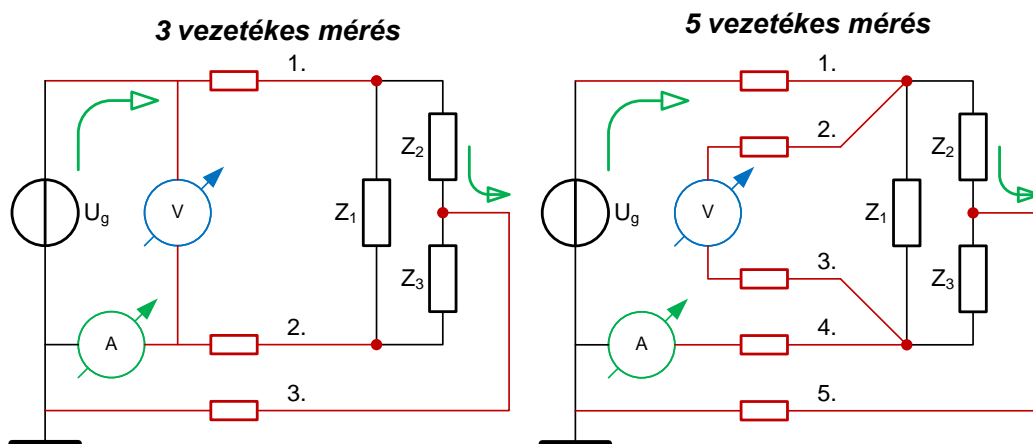


7-6. ábra. RL+C kör és sima RL kör impedanciájának frekvenciamenete.

„In-circuit” mérés

Gyakran előforduló feladat az impedanciák megmérése, ami többnyire a jól ismert $Z=U/i$ képlet alapján kerül kiszámításra. Kétpólus esetén ez viszonylag egyszerűbb művelet, de például egy kész áramkörben történő **LRC** hálózat bemérése már jóval bonyolultabb. Gyakran magát a mérendő komponenszt az eszközökből nem lehet kivenni, helyben kell a paramétereit meghatározni, „in-circuit” módon. Az ilyen mérésekkel egy termék gyártási életciklusa során a bemérési, tesztelési lépések nagymértékben felgyorsulhatnak és hatékonyra válhatnak.

Az „in-circuit” mérési technikára a lenti 7-7 ábrán bemutatott három és ötvezetékes mérési elrendezések jó megoldások, amikkel a delta kapcsolásban lévő, csak **RLC** elemekből építkező három-pólus Z_1 impedanciája (feszültsége és árama) megmérhető. A háromvezetékes mérési elrendezésnél a vizsgáló műszerről három vezeték csatlakozik a mérendő alkatrészre (3 pólus, delta kapcsolás). A harmadik vezeték a Z_2 és Z_3 impedanciák csatlakozási pontját a műszer belső földjére köti. Ennek következtében a 7-7 ábrán láthatóan a Z_2 impedancia árama a második vezetéken lévő árammérőt kikerülve a harmadik vezetéken keresztül folyik vissza a generátorba. Két vezetékes mérés esetén ez az áram közös Z_3 áramával és Z_1 áramával együtt folyik az árammérőn keresztül, hibát okozva a mérésben. Hibakomponens az árammérésben még a Z_3 impedanciától származhat. A Z_3 -ra eső feszültség a második és harmadik vezetékeken eső feszültségek különbsége, amik a vezetékek ellenállásából és a rajtuk keresztül folyó áramokból adódik. A Z_3 impedancián elfolyó áram (ami az ampermérőn is átfolyik ezért hibát okoz) közel a vezeték impedanciájának és Z_3 arányával arányos, illetve a Z_1 és Z_2 áramának különbségével. A feszültségmérés tekintetében elmondható, hogy a voltmérővel valójában mért feszültség a Z_1 feszültségéhez hozzáadódó, az első és második jelvezetékeken a gerjesztő áram miatt eső feszültségek összege. Utóbbi komponens hibát visz a mérésbe.



7-7. ábra. A 3 és 5 vezetékű mérési elrendezések bemutatása

A háromvezetékes mérés feszültségmérésének hibáját szünteti meg az előbbi 7-7 ábrán feltüntetett öt vezetékű mérési elrendezés. Mivel a további két vezetékkel a feszültségmérő nem a tápellátó kábeleken keresztül, hanem közvetlenül a mérendő áramkör kapcsaira csatlakozik, a gerjesztő áram miatt okozott feszültségesés a betápláló (gerjesztő) vezetékeken nem okoz hibát a mérésben. Az árammérés metodikája az előző háromvezetékes méréssel azonos.

A háromvezetékes és ötvezetékes mérési elrendezéseknél, mint általános mérési elv, az optimális mérési frekvencia meghatározásánál érdemes szem előtt tartani, hogy a mérendő impedancia valós és képzetes részére vonatkozó érzékenység azonos legyen. Vagyis pl. a Z_1 soros R - C körnél az $R=1/\omega C$ egyenlőséget kielégítő ω körfrekvencia tekinthető optimálisnak.

A laboratóriumi mérés során az „in-circuit mérés” feladat eredménye egy táblázat, amiben összevetésre kerülnek a mért és a névleges értékek. Ezen táblázat alapján megállapítható, hogy a mért érték benne van-e a specifikált toleranciasávban.

Hivatkozások, felkészüléshez ajánlott irodalom

- [1] Dr. Schnell László: *Jelek és rendszerek mérés technikája*, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1985.
 - 23. Mágneses jellemzők mérése, 894-907. old.
- [2] Dr. Zoltán István: *Mérés technika*, Műegyetemi Kiadó, 55029, Budapest, 1997.
 - 2.4.1. RLC-elemek, 47-51. old.
 - 2.4.6. Feszültségváltók, 59-62. old.
 - 4. Impedanciamérés, 117-127. old. és 140-142. old
- [3] Hevesi Imre: *Elektromosságtan*, Nemzeti Tankönyvkiadó, Budapest, 1998, ISBN 963 18 8371
 - 8. Mágneses tér vákuumban, 225-274. old.
 - 9. Mágneses tér az anyagban, 278-326. old.
- [4] BME VIK: *Műszerismertető segédlet a Laboratórium 1. c. tárgy méréseihez*, Műegyetemi Kiadó, Budapest
 - Bevezető az Wayne Kerr 3260B Precision Magnetism Analyzer használatához

MÁGNESES ÉS KAPCSOLÓDÓ MENNYISÉGEK - Lágymágneses anyagok

Jel	Mennyiség neve	Mértékegység	Érték, számítás, értelmezés
I, I	Áram, gerjesztőáram	A (mA)	
N	Menetszám, tekercs	1	
Θ	Mágneses gerjesztés	A (mA)	$\Theta = NI$
l	Közepes erővonalhossz	m (cm)	Zárt, légrésmentes vasmagra.
H, H	Mágneses térerősség	A/m (A/cm, mA/cm)	$H = \Theta/l = NI/l$ $H = \text{Re}H + j\text{Im}H$
H_m	Mágneses térerősség csúcserő	A/m (A/cm, mA/cm)	$H_m = \sqrt{2} H$ szinuszos H -ra
B, B	Mágneses indukció	T, Wb/m ² (mT)	$B = \mu_0 \mu_r H$ $B = \mu_0 \mu_r H$ $B = \text{Re}B + j\text{Im}B$
B_m	Mágneses indukció csúcserő	T, Wb/m ² (mT)	$B_m = \sqrt{2} B$ szinuszos B -re
μ	Abszolút permeabilitás	V·s/A·m	$\mu = B/H = \mu_0 \mu_r$
μ_0	A vákuum permeabilitása	V·s/A·m	$4\pi \cdot 10^{-7}$ Mágneses térállandónak is nevezik.
μ_r	Relatív permeabilitás	1	$\mu_r = \mu / \mu_0 = \mu_0^{-1} B/H$ Nemlineáris függvény.
μ_a	Amplitúdópermeabilitás, relatív	1	$\mu_a = \mu_0^{-1} B_m/H_m$ Váltakozó gerjesztésre, $H_{dc}=0$ esetén.
μ	Komplex permeabilitás, relatív	1	$\mu = \mu' - j\mu''$ B és H között fázistolást okoz.
μ'	Komplex permeabilitás valós része, relatív	1	$\mu' = \text{Re } \mu$
$-\mu''$	Komplex permeabilitás képzetes része, relatív	1	$-\mu'' = \text{Im } \mu$
$ \mu $	Komplex permeabilitás abszolút értéke, relatív	1	$ \mu = \sqrt{\mu'^2 + \mu''^2}$ Látszólagos (amplitúdó) permeabilitásnak is nevezik.
μ_i	Kezdeti permeabilitás, relatív	1	$\mu_i = \mu_a = \mu_0^{-1} B_m/H_m$ ha $B_m, H_m \rightarrow 0$
μ_4	Kezdeti permeabilitás, relatív	1	$\mu_4 = \mu_a = \mu_0^{-1} B_m/H_m$ ha $H_m = 4$ mA/cm
μ_{\max}	Maximális permeabilitás, relatív	1	$\mu_r (H)$ vagy $\mu_r (B)$ görbe csúcsa
μ_e	Effektív permeabilitás, relatív	1	Inhomogén keresztmetszet, vegyes vasanyag, légrés alkalmazása esetén egy ekvivalens, homogén toroid mag relatív permeabilitása
A	Vasmag keresztmetszete	m ² (cm ²)	Lemezelt vasmag esetén kisebb, mint a geometriai keresztmetszet!
Φ	Mágneses fluxus	Wb, V·s	$\Phi = BA$
L	Induktivitás	H, Wb/A	$L = N\Phi / I$ $L = \mu_0 \mu_r N^2 A/l = 10^{-9} N^2 A_L$
A_L	Induktivitástényező, A_L	nH	$A_L = 10^9 \mu_0 \mu_r A/l$
Z_s	Soros impedancia, vasmagos tekercs	Ω , V/A	$Z_s = R_s + j\omega L_s = j\omega \mu_0 (\mu' - j\mu'') N^2 A/l$, $L_s = \mu_0 \mu' N^2 A/l$ $R_s = \omega \mu_0 \mu'' N^2 A/l$ $ Z_s = \sqrt{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} = \omega \mu_0 \mu N^2 A/l$
Q	Jósági tényező	1	$Q = \omega L_s / R_s = \mu' / \mu''$
$\text{tg} \delta$	Veszteségi szög tangense	1	$\text{tg} \delta = 1/Q = \mu'' / \mu'$
Z_s'	Soros impedancia, korrigált	Ω , V/A	$Z_s' = R_v + j\omega L_s = j\omega \mu_0 (\mu' - j\mu'') N^2 A/l$, $L_s = \mu_0 \mu' N^2 A/l$ $R_v = \omega \mu_0 \mu'' N^2 A/l$ $ Z_s' = \sqrt{R_v^2 + \omega^2 L_s^2} = \omega \mu_0 \mu N^2 A/l$, $R_v = R_s - R_{Cu}$

MÁGNESES ÉS KAPCSOLÓDÓ MENNYISÉGEK - Lágymágneses anyagok (folyt.)

Jel	Mennyiség neve	Mértékegység	Érték, számítás, értelmezés
ρ	Fajlagos ellenállás	$\Omega\text{m}, \Omega\text{ mm}^2/\text{m}$	
R_{Cu}	Egyenáramú ellenállás, rézellenállás	$\Omega, \text{V/A}$	$R_{\text{Cu}} = \rho l_{\text{Cu}}/A_{\text{Cu}}$
R_{h}	Hiszterézisellenállás	$\Omega, \text{V/A}$	A hiszterézisveszteséget modellezi.
R_{δ}	Örvényáramellenállás	$\Omega, \text{V/A}$	Az örvényáramveszteséget modellezi.
R_{v}	Veszteségiellenállás	$\Omega, \text{V/A}$	$R_{\text{v}} = R_{\text{h}} + R_{\delta} = R_{\text{s}} - R_{\text{Cu}}$ A vasveszteséget modellezi.
R_{s}	Soros ellenállás	$\Omega, \text{V/A}$	$R_{\text{s}} = R_{\text{Cu}} + R_{\text{h}} + R_{\delta} = R_{\text{Cu}} + R_{\text{v}}$ A vas- és rézveszteséget modellezi.
P	Veszteségi teljesítmény	W (mW)	$P = I^2 R_{\text{s}} = I^2 (R_{\text{Cu}} + R_{\text{h}} + R_{\delta})$
P_{Cu}	Rézveszteség	W (mW)	$P_{\text{Cu}} = I^2 R_{\text{Cu}}$
P_{h}	Hiszterézisveszteség	W (mW)	$P_{\text{h}} = I^2 R_{\text{h}} = c_1 B_{\text{m}}^p f$ $p=1\dots3$
P_{δ}	Örvényáramveszteség	W (mW)	$P_{\delta} = I^2 R_{\delta} = c_2 B_{\text{m}}^q f^2$ $q=1\dots3$ szinuszos B-re
P_{v}	Vasveszteség	W (mW)	$P_{\text{v}} = I^2 R_{\text{v}} = P_{\text{h}} + P_{\delta} = c_1 B_{\text{m}}^p f + c_2 B_{\text{m}}^q f^2$ szinuszos B-re
P_{v}/f	Periódusonkénti vasveszteség, $B_{\text{m}} = \text{állandó}$	W/Hz (mW/Hz)	$P_{\text{v}}/f = c_1 B_{\text{m}}^p + c_2 B_{\text{m}}^q f$ $B_{\text{m}} = \text{állandó!}$
m	Vasmag tömege	kg (g)	
p_{v}	Fajlagos vasveszteség	W/kg (mW/g)	$p_{\text{v}} = P_{\text{v}}/m$
J	Áramsűrűség	A/mm ²	$J = I/A_{\text{Cu}}$
δ	Behatolási mélység	mm	$\delta = \text{sqr}(\rho/(\pi \mu_0 \mu_{\text{r}} f))$

Házi feladatok a méréshez

A mérést megelőző otthoni felkészülésként végezze el az alábbiakat önállóan! A feladatok folytatódnak a követő oldalon!

1. A *Ferromágneses jellemzők mérése (anyagvizsgálat)* c. mérési pontokhoz válaszolja meg az alábbi kérdéseket, felhasználva a vizsgálandó vasmagról és a mágneses analizátorról ott közölt adatokat!
 - 1.1. Határozza meg a mérési feladatoknál megadott vasmagra az A vaskeresztmetszetet és az l közepes erővonalhosszt!
 - 1.2. N menetszámú mérőtekercs és ismert μ_r esetén határozza meg a vasmagos tekercs induktivitását és impedanciáját!
 - 1.3. C menetkapacitás esetén határozza meg az effektív induktivitást és a rezonancia frekvenciát! Milyen frekvenciatartományban okoz a rezonancia 1%-nál kisebb járulékos hibát az induktivitás értékében?
 - 1.4. N menetszámú mérőtekercs és ismert I mérőáram esetén határozza meg a vasmagban kialakuló H közepes térerősséget!
 - 1.5. N menetszámú mérőtekercs és B_m csúcserősségű szinuszos mágneses indukció esetén határozza meg a vasmagos tekercsben indukált feszültséget!
 - 1.6. Mekkora legyen a mérőtekercs menetszáma, hogy $B_m = 0,41\text{T}$ telítési indukció esetén a mérőfeszültség 5 V, a mérőáram 100 mA legyen, illetve ezen értékeket éppen ne lépjük túl?
 - 1.7. Miért nem célszerű 10 V, 200 mA határértékekre tervezni?
 - 1.8. Válasszon a fentiek alapján alkalmas kerek menetszámot és kerek mérőfrekvenciát!
2. A *Transzformátor vizsgálata (modellparaméterek mérése)* c. mérési pontokhoz válaszolja meg az alábbi kérdéseket, felhasználva a vizsgálandó transzformátorokról (Tr-1 és Tr-2) ott közölt adatokat!
 - 2.1. Hogyan képzelel el a tekercselést szoros és laza csatolás esetén?
 - 2.2. Adja meg az 1:1 transzformátor helyettesítő képét és definiálja az egyes modell-elemek fizikai jelentését! Miért lemezelik a vasmagot, illetve miért használnak ferritet?
 - 2.3. Határozza meg a bemeneti impedanciát terheletlen és rövidre zárt transzformátor esetén az $a = N_p/N_s$ menetszámtétel függvényében! Milyen jogos elhanyagolások tehetők?
 - 2.4. Mire való az 1:1 áttételű transzformátor?
 - 2.5. Határozza meg a transzformátorra kapcsolható maximális feszültséget! Mitől függ a maximális üzemi feszültség?
 - 2.6. Számítsa ki a főmező-induktivitást a kezdeti permeabilitás érték alapján!
 - 2.7. Határozza meg az l_{Cu1} közepes menethosszt egyrétegű primer és egyrétegű szekunder tekercs feltételezésével!
 - 2.8. Mekkora a réz ρ fajlagos ellenállása? Számítsa ki a primer és szekunder tekercsek egyenáramú ellenállását!

3. A *RC-hálózat vizsgálata (In-circuit mérések)* c. mérési pontokhoz válaszolja meg az alábbi kérdéseket, felhasználva a vizsgálandó aluláteresztő szűrő ott közölt kapcsolását és adatait!
- 3.1. Tervezzen minimális lépésből álló in-circuit mérési eljárást a komponensek mérésére! Mi az in-circuit mérési eljárás előnye?
 - 3.2. Hol szükséges teszt-pontok kialakítása? Hogyan választaná meg a mérési frekvenciát? Milyen stratégiák lehetségesek?
 - 3.3. Mi az egyértelmű diagnosztizálhatóság feltétele?
 - 3.4. Vezesse le, mekkora hibát okoz a három (illetve öt) pontos mérésnél az árammérő véges ellenállása!
4. Olvassa el a *Mérési feladatokat*, és készítsen táblázatokat a mérésekhez (a kiegészítő feladatokhoz is)!

Az írásbeli feladatok (kézzel írott formában) a mérésvezetőnek mutathatók be. Elkészítésük ugyan nem kötelező, de erősen javasolt az alapos felkészülés érdekében, és a mérés során használni kell tudni a feladatok megoldása során gyűjtött tapasztalatokat. Az 1.1-1.8, 2.1-2.6, 3.1-3.2 kérdések eredményei a mérések elvégzéséhez elengedhetetlenül szükségesek!

A felkészülést a mérésvezető szűrőpróbaszerűen szóbeli kérdésekkel is ellenőrizheti.

Alkalmazandó műszerek

Precision Magnetics Analyzer

Wayne Kerr 3260B

A Magnetics Analyzer legfontosabb adatai:

- Frekvenciatartomány: 20 Hz – 3 MHz
- Mérőfeszültség: 1mV – 10 V
- Forrásellenállás: 50 Ω
- Mérőáram: 50 μ A – 200 mA

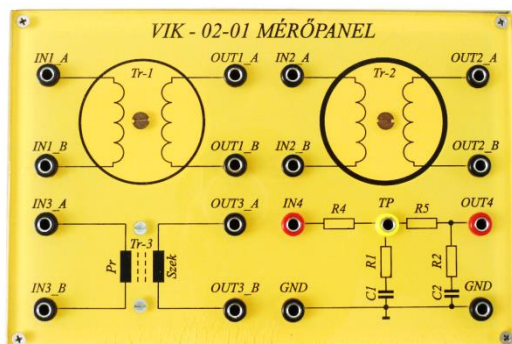


Tesztpanel

A mérendő négpólusokat egy VIK-02-01 számú Mérőpanel tartalmazza:

- Transzformátor laza csatolással, Tr-1
- Transzformátor szoros csatolással, Tr-2
- RC-hálózat
- Telecom transzformátor, Tr-3

Laza (bal) és szoros (jobb) csatolás



Szoros (bal) és laza (jobb) csatolás

