3. számú mérés

Szélessávú transzformátor vizsgálata

A mérésben a hallgatók megismerkedhetnek a szélessávú transzformátorok főbb jellemzőivel. A mérési utasítás első része a méréshez szükséges elméleti ismereteket foglalja össze, a második rész a konkrét mérési feladatokat tartalmazza.

1. Elméleti összefoglaló

1.1. A tekercs

A tekercs egy vasmag köré tekercselt huzalból áll. A huzalban folyó áram hatására a tekercs belsejében mágneses mező jön létre. A mágneses mező térerőssége illetve indukciója arányos az átfolyó áram erősségével, az arányossági tényező függ a tekercs felépítésétől. Szolenoid tekercs esetén:

$$H=\frac{n\cdot I}{l}\ , \quad B=\mu\cdot H=\mu\frac{n\cdot I}{l}$$

ahol H a mágneses térerősség, B az indukció, $\mu=\mu_0\cdot\mu_r$ a vasmag permeabilitása, n a tekercs menetszáma, l a tekercs hossza, I pedig a rajta átfolyó áram.

Amennyiben a tekercs belsejében (a rajta átfolyó áram változása vagy egy külső mező hatására) a mágneses mező fluxusa változik, akkor a tekercs kapcsain feszültség indukálódik, az alábbi összefüggés szerint:

$$U=-n\frac{d\Phi}{dt}$$

ahol Φ a tekercs fluxusa (mivel szolenoid tekercs belsejében az indukció homogénnek tekinthető, $\Phi=B\cdot A$, ahol A a tekercs keresztmetszete).
A fentieket összevetve kapjuk a szolenoid tekercs feszültsége és árama között a

$$U=\mu\frac{n^2 A}{l}\cdot\frac{dI}{dt}$$

összefüggést. A $\mu\frac{n^2 A}{l}$ a tekercsre jellemző állandó, más geometriájú tekercseknél ettől eltérő kifejezést kapunk. Bevezetve az együtthatóra az

$$L=\mu\frac{n^2 A}{l}$$

jelölést, az összefüggés az alábbi, már nem csak szolenoid tekercsre alkalmazható formát ölti:

$$U=L\frac{dI}{dt} \quad \text{illetőleg} \quad \Phi=-\frac{L\cdot I}{n}$$

Az L a tekercs induktivitása, amely függ a tekercs kialakításától, és a menetszám négyzetével arányos.

1.2. Váltakozó áramú vizsgálat

Vizsgáljuk meg a tekercs viselkedését szinuszos időfüggvényű gerjesztő áram esetén:

$$I(t)=I\cdot\sin(\omega t)$$

a kifejezésben szereplő I az áram amplitúdója, míg $\omega=2\pi f$ a körfrekvencia.

Ekkor a tekercs feszültsége:

$$U(t)=L\frac{dI}{dt}=L\frac{d\,I\sin(\omega t)}{dt}=L\,I\,\omega\cos(\omega t)=L\,I\,\omega\sin(\omega t+\frac{\pi}{2})$$

Figyeljük meg, hogy a válaszul kapott feszültség amplitúdója függ a jel körfrekvenciájától (egyenesen arányos vele), a fázisa pedig 90°-al siet a gerjesztő áram fázisához képest (függetlenül a frekvenciától). Ha a frekvenciát rögzítettnek tekintjük, akkor a feszültség amplitúdója egyenesen arányos az áram amplitúdójával. Ilyen értelemben az eszköz úgy viselkedik, mint egy frekvencia függő ellenállás. Fontos megjegyezni azonban, hogy az Ohm törvényben a feszültség pillanatnyi értéke arányos az áram (ugyanazon) pillanatnyi értékével. A tekercs esetében ez nem így van. A feszültség és az áram pillanatnyi értékét formálisan elosztva egymással $+\infty\ldots-\infty$ között minden érték előfordul. Hasznos jellemző bevezetéséhez általánosítanunk kell az ellenállás fogalmát.

A tekercsnek, és általában minden lineáris eszköznek egy adott frekvenciájú szinuszos időfüggvényű gerjesztésre adott válasza szintén szinuszos időfüggvényű jel, és a válasz jel frekvenciája megegyezik a gerjesztés frekvenciájával.

Megállapíthatjuk tehát, hogy rögzített frekvenciájú szinuszos jelek vizsgálata esetén elegendő a gerjesztő jel amplitúdóját és kezdőfázisát megadni, és keressük az erre adott válasz amplitúdóját és kezdőfázisát.

Egy $f(t)=A\cdot\sin(\omega t+\varphi)$ jel két paramétere (A és φ) leírható egy komplex szám abszolútértéke és fázisszögeként. A jelet ily módon jellemző $\bar{A}=A\cdot e^{j\varphi}$ számot a jel komplex amplitúdójának nevezzük. A jelek egy adott frekvencián a komplex amplitúdójukkal történő leírását röviden frekvencia tartománybeli leírásnak nevezzük.

Ha egy kétpólus feszültségének komplex amplitúdója $\bar{U}=U\cdot e^{j\varphi_U}$, áramának amplitúdója pedig $\bar{I}=I\cdot e^{j\varphi_I}$, akkor a

$$Z=\frac{\bar{U}}{\bar{I}}=\frac{U}{I}e^{j(\varphi_U-\varphi_I)}$$

komplex számot a kétpólus (az adott frekvencián mérhető) váltakozó áramú impedanciájának nevezzük.

A tekercs esetében a feszültség fázisa 90°-al siet az áram fázisához képest (azaz: $\varphi_U-\varphi_I=\pi/2$), az amplitúdók aránya pedig $L\cdot\omega$. Ha az áram komplex amplitúdója $\bar{I}_L=I_L\cdot e^{j\cdot 0}$, akkor a feszültségé $\bar{U}_L=U_L\cdot e^{j\frac{\pi}{2}}$, mely alapján

$$Z_L=\frac{\bar{U}_L}{\bar{I}_L}=\omega L\cdot e^{j\frac{\pi}{2}}$$, mivel $e^{j\frac{\pi}{2}}=j$:

$$\boxed{Z_L=j\,\omega L}$$

Szokás még a jeleket az úgynevezett komplex frekvencia tartománybeli leírással jellemezni, melynek matematikai alapját a Laplace transzformáció teremti meg, azonban nem követünk el nagy hibát, ha a komplex frekvencia tartománybeli leírást úgy kapjuk, hogy a frekvencia tartománybeli leírásban formálisan az $s=j\omega$ helyettesítéssel élünk. Ennek alapján a komplex frekvencia tartományt szokás röviden s tartománynak is nevezni. A tekercs esetében:

$$\boxed{Z_L=s\,L}$$

1.3. A transzformátor

Két, vagy több tekercs olyan elrendezését, amelyben a tekercsek egymással mágneses csatolásban vannak, transzformátornak nevezzük. A mágneses csatolás azt jelenti, hogy az egyik (primer) tekercsben folyó áram hatására létrejövő fluxus egy része a másik, illetve a többi (szekunder) tekercsen is áthalad. A csatolás akkor jelentős, ha a tekercsek közös zárt mágneses magra vannak tekercselve.
A primer tekercs fluxusa

$$\Phi_1 = -\frac{L_1 I_1}{n_1}$$

amelynek a szekunder tekercsbe jutó hányada

$$\Phi_{21} = k \cdot \Phi_1 = -k\frac{L_1 I_1}{n_1}$$

ahol k az ún. csatolási tényező (0 < k < 1).

Ez utóbbi fluxus hatására a szekunder tekercsben indukálódó feszültség

$$U_{21} = -n_2\frac{d\Phi_{21}}{dt} = k\frac{n_2}{n_1}L_1\frac{dI_1}{dt}$$

Ha a szekunder tekercset gerjesztjük, és a primer tekercs kapcsait hagyjuk szabadon, akkor az előző gondolatmenettel, illetve egyszerű indexcserével felírható az a feszültség, ami a primer tekercsben indukálódik a szekunder áram hatására:

$$U_{12} = -n_1\frac{d\Phi_{12}}{dt} = k\frac{n_1}{n_2}L_2\frac{dI_2}{dt}$$

A fenti két egyenlet jobb oldalain álló arányossági tényezőt kölcsönös induktivitásnak nevezzük, és M-mel jelöljük:

$$M_{21}=k\frac{n_2}{n_1}L_1 \quad \text{illetve} \quad M_{12}=k\frac{n_1}{n_2}L_2$$

Ha figyelembe vesszük, hogy a tekercs induktivitása a tekercs menetszámának négyzetével arányos ($L_1\sim n_1^2$, $L_2\sim n_2^2$), belátható, hogy

$$M=M_{21}=M_{12}=k\sqrt{L_1\cdot L_2}$$

Szoros csatolású (zárt magos) transzformátoroknál k~1, a csatolás jellemzésére ekkor a szórási tényezőt használjuk:

$$\sigma = 1-k^2 = 1-\frac{M^2}{L_1 L_2}$$

Zárt magos transzformátoroknál $\sigma=10^{-9}...10^{-2}$ értékű. Laza csatolású tekercseknél σ ~ 1, ekkor a csatolási tényező használata a célszerűbb.
Amennyiben a transzformátor mindkét tekercsében folyik az áram, akkor a tekercsek saját, illetve a másik tekercs fluxusa által indukált feszültségek összeadódnak:

$$U_1(t) = L_1\frac{dI_1(t)}{dt} + M\frac{dI_2(t)}{dt}$$

$$U_2(t) = M\frac{dI_1(t)}{dt} + L_2\frac{dI_2(t)}{dt}$$

A fenti két egyenletben az áramok és feszültségek pillanatértékei szerepelnek. Szinuszos áramok és feszültségek esetén

$$U_1 = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2$$
$$U_2 = j\omega M I_1 + j\omega L_2 I_2$$

ahol U_1, U_2 illetve I_1, I_2 a szinuszos váltóáram ill. váltófeszültség komplex amplitúdói.

A transzformátor szekunder kapcsait nyitva hagyva (más szóval a szekunder oldalt szakadással lezárva) $I_2 = 0$. Ezt a helyzetet üresjárásnak nevezzük. Ekkor a primer tekercs impedanciája:

$$Z_{1ü} = \frac{U_1}{I_{1ü}} = j\omega L_1$$

Az összefüggés megegyezik az egyszerű tekercs impedanciájára vonatkozó összefüggéssel, azaz a szakadással lezárt szekunder tekercs „mintha ott sem lenne”. Az összefüggésben szereplő primer üresjárási áramot gerjesztési áramnak is szokás nevezni. Természetesen szimmetria okokból hasonló eredményre jutnánk a szekunder tekercs üresjárási impedanciájára, a primer oldal szakadással lezárása mellett. A kifejezésben szereplő $j\omega L_1$ vagy az s tartománybeli megfelelőjét, az $s L_1$ értéket a transzformátor primer oldali főinduktivitásának nevezzük
Ugyanekkor a szekunder tekercs (üresjárási) feszültsége:

$$U_{2ü} = j\omega M I_1 = j\omega M \frac{U_1}{j\omega L_1} = \frac{M}{L_1} U_1$$

amiből a szekunder és a primer oldali feszültségek hányadosa, a feszültségáttétel:

$$n = \frac{U_{2ü}}{U_1} = \frac{M}{L_1} = k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = k\frac{n_2}{n_1}$$

zárt vasmagos tekercseknél k~1, így

$$\boxed{n = \frac{U_{2ü}}{U_1} \approx \frac{n_2}{n_1}}$$

azaz a feszültségáttétel igen jó közelítéssel a menetszámáttétellel egyezik meg.
A másik extrém lezárás, ha a primer tekercset rövidre zárjuk, ekkor $U_1 = 0$, így

$$U_1 = 0 = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2$$

amiből

$$\boxed{I_1 = -\frac{M}{L_1} I_2 = -n \cdot I_2}$$

A primer áram értékét visszahelyettesítve a szekunder feszültség kifejezésébe:

$$U_2 = j\omega L_2 I_2 - j\omega M \frac{M}{L_1} I_2 = j\omega I_2 (L_2 - \frac{M^2}{L_1})$$

amiből a szekunder oldali rövidzárási impedancia:

$$Z_{2r} = \frac{U_2}{I_2} = j\omega(L_2 - \frac{k^2 L_1 L_2}{L_1}) = j\omega L_2 (1 - k^2) = j\omega\sigma L_2$$

A $j\omega\sigma L_2$ vagy másként $\sigma s L_2$ mennyiséget a transzformátor szekunder oldali szórt induktivitásának nevezzük.

1.4. Az ideális transzformátor

A csatolt tekercsek fizikai leírásából úgy kapjuk a hálózat elméletben használatos ideális transzformátort, hogy $k=1$ (végtelenül szoros csatolás), az L_1 és az L_2 induktivitás pedig végtelen. Megmarad viszont az n áttétel, amely immár egy frekvencia független állandó (tetszőleges valós sőt elvben komplex értéket is felvehet).
Az ideális transzformátort jellemző egyenletek:

$$U_2 = n \cdot U_1$$

$$I_2 = \frac{I_1}{n}$$

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 = n \cdot U_1 \cdot \frac{I_1}{n} = P_1$$

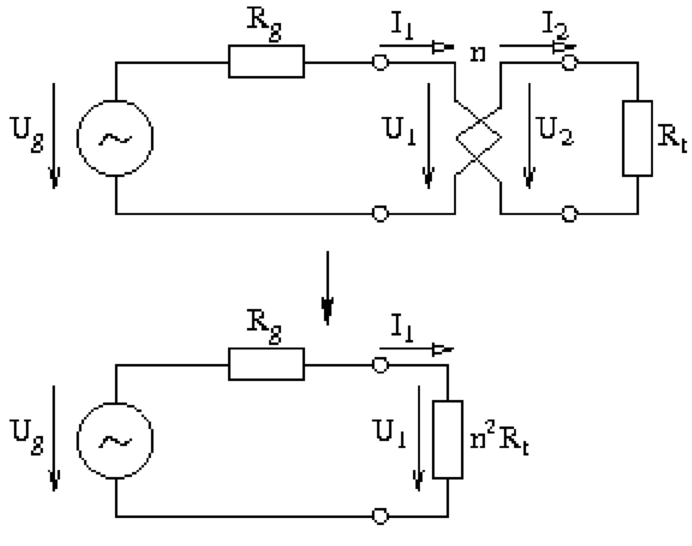
Az ideális transzformátor tehát a teljesítményt veszteség nélkül viszi át.
Vizsgálatainkban a transzformátort a primer oldalon egy generátorral hajtjuk meg, és a szekunder oldalt egy terhelő ellenállással zárjuk le.

A szekunder oldalt szabadon hagyva (más szóval szakadással lezárva) szekunder áram nem folyik ($I_2=0$), így a primer oldali áram is zérus tetszőleges primer feszültség mellett. Az ideális transzformátor üresjárási impedanciája tehát végtelen. A szekunder oldalt egy tetszőleges impedanciával lezárva:

$$Z_2 = \frac{U_2}{I_2} = \frac{U_1 \cdot n}{I_1 / n} = \frac{U_1}{I_1} \cdot n^2 = Z_1 \cdot n^2$$

azaz

$$Z_1 = \frac{Z_2}{n^2}$$

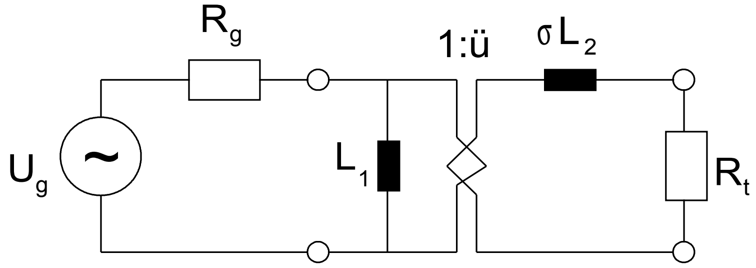


Az ideális transzformátor az impedanciát az áttétel négyzetével arányosan transzformálja, más szóval a szekunder oldalt lezáró impedancia a primer oldalon n^2 -el leosztva látszik.
A szekunder oldalon a terhelő ellenállás szempontjából nézve az ideális transzformátor egy $U_2 = n \cdot U_1$ feszültségű nulla belső ellenállású feszültség generátorként viselkedik.

1.5. A veszteségmentes induktív transzformátor helyettesítő képe

A vizsgálatainkban a valóságos transzformátor bonyolult egyenlet-rendszere helyett egyszerű alkatrészekből (ellenállás, kondenzátor, tekercs és ideális transzformátor) felépített helyettesítő kapcsolással próbáljuk a valóságos transzformátort modellezni. A helyettesítő kép felépítése és bonyolultsága attól függ, hogy a valóságos transzformátor mely jellemzőit próbáljuk modellezni, és melyeket hagyjuk figyelmen kívül.

Első lépésként a transzformátor véges induktivitását modellezzük. Üresjáratban a valóságos transzformátor a $Z_{1ü}=j\omega L_1$ főinduktivitás értékével megegyező impedanciát képvisel a meghajtó generátor felé, ezért a helyettesítő képben a primer oldalon az ideális transzformátorral párhuzamosan kapcsolunk egy, az L_1 primer oldali főinduktivitással megegyező értékű tekercset. A szekunder oldalon az ideális transzformátor nulla belső ellenállása helyett a szekunder oldali rövidzárási impedancia, $Z_{2r}=j\omega\sigma L_2$ van jelen, amit egy σL_2 induktivitás sorba kapcsolásával modellezünk.

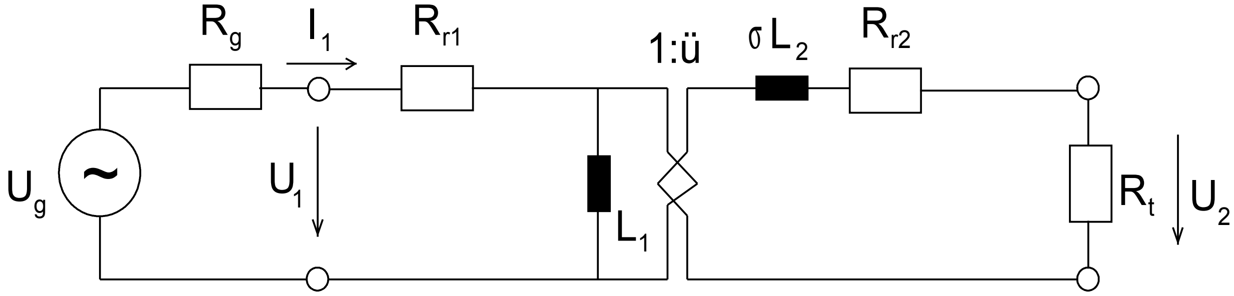


(az ábrán az áttétel n jelölése helyett egy másik konvencionális jelölés, „1:ü” szerepel)

1.6. A veszteséges transzformátor

A valóságos transzformátor modellezéséhez figyelembe kell vennünk annak veszteségeit. A veszteség két fő forrása a huzal ellenállása („rézveszteség”), valamint a vasmag fel- és lemágnesezése során keletkező veszteségek („vasveszteség”).

A rézveszteséget a primer tekerccsel (R_{r1}) és a szekunder tekerccsel (R_{r2}) sorbakapcsolt ellenállással modellezzük.



A vasveszteséget a főinduktivitással párhuzamosan kapcsolódó nagy értékű ellenállással lehetne modellezni. Ez az ellenállás a hiszterézis veszteség miatt a primer tekercsen átfolyó áram nemlineáris függvénye, továbbá az örvényáram és a relaxáció miatt frekvenciafüggő is. Ezen kívül a helyettesítő képet kiegészíthetnénk még a primer és a szekunder tekercsek meneteiben keletkező kapacitásokkal, amelyek a transzformátorral párhuzamosan kapcsolódó kondenzátorokkal modellezhetőek. Ezektől a további vizsgálatainkban eltekintünk.

1.7. Feszültségátvitel

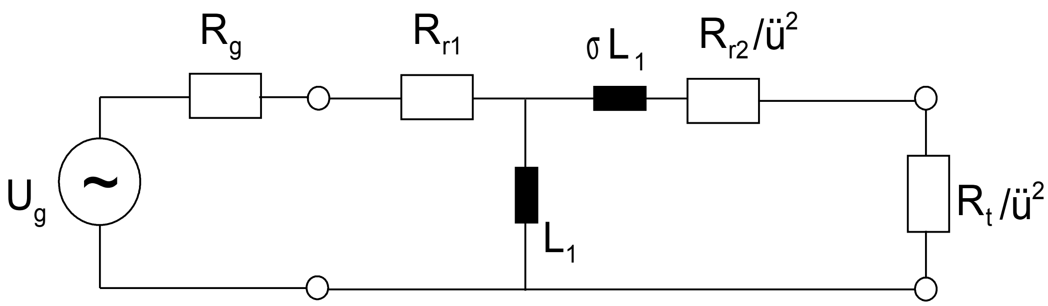
A transzformátor viselkedése az induktív elemek miatt frekvencia függő, a meghajtó feszültség különböző frekvenciájú meghajtó jelek esetén különböző amplitúdójú és fázisú feszültséget eredményez a terhelő ellenálláson (kimeneten). A meghajtó generátor U_g feszültségének és a terhelő ellenálláson eső U_2 feszültség komplex amplitúdójának arányát az adott ω körfrekvencán értelmezett feszültségátvitelnek nevezzük:

$$a(\omega)=\frac{U_2(\omega)}{U_g}$$

Célunk a feszültségátviteli függvény meghatározása (ábrázolása) a frekvencia függvényében. A függvény egy-egy komplex értéket rendel minden (kör-) frekvenciához. A komplex átvitel abszolút értéke a gerjesztés és a válasz amplitúdó aránya, míg az átvitel fázisszöge a gerjesztés és a válasz fázis eltérése. Grafikonos ábrázoláskor külön ábrázoljuk a függvény abszolút értékét (általában logaritmikus skálázásban) és külön a szögét. Mindkét grafikon x tengelyén a körfrekvencia szerepel, szintén logaritmikus skálázással. Az így kapott diagramot nevezzük Bode diagramnak.

1.7.1. A primer oldalra átszámított helyettesítő kép

A feszültségátvitel számítása még az 1.6 pontban kialakított helyettesítő kép alapján is nehézkes, ezért a szekunder oldali elemeket az ideális transzformátorról az 1.4 pontban elmondottak alapján átszámíthatjuk a primer oldalra (felhasználva, hogy $L_1=L_2/n^2$):



Természetesen ezzel a kapcsolással a feszültség értékeket is a primer oldalra átszámítva kapjuk, azaz a terhelő ellenállás U_2 feszültsége a helyettesítő R_t/n^2 elemre kiszámítható érték n -szerese.

Ebben a kapcsolásban már a terhelő ellenállás feszültsége, és így a feszültségátvitel már a hálózatelmélet módszereivel számítható, azonban még mindig elég bonyolult képletre vezet. Vegyük észre, hogy a terhelésre jutó feszültséget alapvetően három tag, a $j\omega L_1$ főinduktivitás által képviselt impedancia, a $j\omega\sigma L_1$ szórt impedancia és a soros rézellenállások valamint a terhelő ellenállások aránya határozza meg.

Szorosan csatolt (zárt vasmagos) transzformátor esetén a főimpedancia és a szórt impedancia között több nagyságrend különbség van. Kis frekvenciákon a $j\omega\sigma L_1$ impedancia még a R_{r2}/n^2 rézellenálláshoz képest is elhanyagolhatóan kis érték, ezért ezeken a frekvenciákon a számításból kihagyható. Kis frekvencián tehát a $j\omega L_1$ főinduktivitás és a terhelő ellenállás (és a rézellenállás összege) párhuzamosan kapcsolódik, egy párhuzamos osztót képeznek. Minél kisebb a frekvencia, a főinduktivitás annál kisebb impedanciát képvisel, egyre kevésbé számít a vele párhuzamosan kapcsolódó terhelés (a főinduktivitás kisöntöli a terhelést).

Nagy frekvencián a főinduktivitás nagy értéket képvisel, így a párhuzamos kapcsolásban elhanyagolható áram folyik rajta, kis elhanyagolással a kapcsolásból elhagyható. A terhelés és a szórt induktivitás sorosan kapcsolódik, feszültség osztót képez.

Közepes frekvenciákon, a sávközépen a főinduktivitás impedanciája elég nagy, a szórt induktivitás impedanciája pedig elég kicsi ahhoz, hogy elhanyagolható legyen. A maradék elemek értéke nem függ a frekvenciától, ezért egy konstans átvitelt kapunk.

Így a frekvencia tartomány három szakaszra bontható, és a szakaszokra külön-külön tudunk képletet levezetni.

1.7.2. A sávközepi átvitel levezetése

A sávközépen szerepet nem játszó induktív elemek elhagyásával ellenállások soros kapcsolását kapjuk. Emlékeztetőül: két ellenállás (R_1 és R_2) soros kapcsolásában az R_2 ellenállásra jutó feszültség (soros osztó):

$$U_2 = U \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

A generátor ellenállás, a rézellenállások és (az áttétellel leosztott) terhelő ellenállás által képzett soros feszültségosztó kifejezésével, majd az n áttétellel a szekunder oldalra visszaszámítva kaphatjuk a terhelésre jutó feszültséget:

$$a = \frac{U_2}{U_g} = n \frac{R_t / n^2}{(R_g + R_{r1} + R_{r2} / n^2) + R_t / n^2} = K$$

1.7.3. A nagyfrekvenciás átvitel levezetése

A nagyfrekvenciás szakaszon a $j \omega \sigma L_1$ szórt induktivitás hatását nem hanyagolhatjuk el, az részt vesz a feszültségosztóban:

$$\begin{aligned}
a(\omega) = \frac{U_2(\omega)}{U_g} &= n \frac{R_t / n^2}{(R_g + R_{r1} + R_{r2} / n^2 + j \omega \sigma L_1) + R_t / n^2} = \\
&= n \frac{R_t / n^2}{(R_g + R_{r1} + (R_{r2} + R_t) / n^2) + j \sigma L_1 \omega} = \\
&= n \frac{R_t / n^2}{R_g + R_{r1} + (R_{r2} + R_t) / n^2} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{j \sigma L_1 \omega}{R_g + R_{r1} + (R_{r2} + R_t) / n^2}} = \\
&= K \frac{1}{1 + j \omega / \omega_2}
\end{aligned}$$

ahol

$$\omega_2 = \frac{R_g + R_{r1} + (R_{r2} + R_t) / n^2}{\sigma L_1}$$

és K a középfrekvenciás átvitel konstans értéke. Vegyük észre, hogy a kifejezés tart a középfrekvenciás átvitel értékéhez midőn a frekvencia tart nullához, az ω_2 frekvencián pedig $1/\sqrt{2}$ szorzóban tér el tőle.

1.7.4. A kisfrekvenciás átvitel levezetése

A kisfrekvenciás szakaszon a szórt induktivitás elhanyagolható. Nem hanyagolható azonban el a főinduktivitás, amely a terhelés és a szekunder oldali rézellenállás soros kapcsolásával kapcsolódik párhuzamosan. Az egész párhuzamos kapcsolás sorba kapcsolódik a primer oldali rézellenállással és a generátor ellenállással. Az átvitel kissé összetettebb, repluszt is tartalmazó kifejezése.

$$a(\omega) = \frac{U_2(\omega)}{U_g} = n \cdot \frac{R_t / n^2}{(R_{r2} + R_t) / n^2} \cdot \frac{j \omega L_1 \times (R_{r2} + R_t) / n^2}{j \omega L_1 \times (R_{r2} + R_t) / n^2 + R_g + R_{r1}}$$

amely K kiemelésével és átrendezéssel az alábbi alakra hozható:

$$a(\omega)=K\cdot\frac{j\omega/\omega_1}{1+j\omega/\omega_1}$$

ahol

$$\omega_1=\frac{R_g+R_{r1}\times(R_{r2}+R_t)/n^2}{\sigma L_1}$$

A képlet 0 frekvencián (DC) 0 átvitelt ad, majd a frekvenciával növekvő, de 1-nél kisebb szorzó áll a középfrekvenciás átvitel értéke mellett. Nagy frekvenciákon az érték K -hoz tart, az ω_1 frekvencián pedig $1/\sqrt{2}$ szorzóban tér el tőle.

Az átvitel összesített kifejezése

Kihasználva az ω_1 és az ω_2 frekvenciák közötti több nagyságrend eltérést, az $a(\omega)$ átviteli függvény egy összesített képletben felírható, az alábbi alakban:

$$a(\omega)=K\cdot\frac{j\omega/\omega_1}{1+j\omega/\omega_1}\cdot\frac{1}{1+j\omega/\omega_2}$$

1.8. Bemeneti impedancia

A transzformátor bemeneti impedanciáján U_1 primer kapocsfeszültség és az I_1 primer áram hányadosát értjük. A bemeneti impedancia meghatározásánál ugyanaz a tárgyalásmód követhető, amelyet a feszültségátvitel meghatározására alkalmaztunk. A transzformátor bemeneti impedanciáját az 1.6. pontbeli helyettesítőkép segítségével írhatjuk fel.

A bemeneti impedancia a zérus frekvencia közelében a primer tekercs rézellenállásához tart. A frekvenciát növelve a főinduktivitás impedanciája és vele együtt a bemeneti impedancia is növekszik. Közepes frekvencián a főinduktivitás impedanciája már olyan nagy, hogy elhanyagolható a környezetében lévő ohmos tagokhoz képest, valamint a szórt induktivitás impedanciája még olyan kicsi, hogy elhanyagolható a vele sorbakapcsolódó rézellenálláshoz képest. Tehát közepes frekvencián a bemeneti impedancia ohmos. A frekvenciát növelve a szórt induktivitás miatt a bemeneti impedancia növekedni fog. Ezen gondolatmenet alapján egy három töréspontos bemeneti impedancia írható fel:

$$Z_{be}(\omega)=R_{r1}\cdot\frac{1+j\omega/\omega_1}{1+j\omega/\omega_2}\cdot(1+j\omega/\omega_3)$$

ahol

$$\omega_1=\frac{R_{r1}\times R_2}{L_1}\ ;\ \omega_2=\frac{R_2}{L_1}\ ;\ \omega_3=\frac{R_{1\mathrm{be}}}{\sigma L_1}$$

és

$$R_2=\frac{R_{r2}\times R_t}{n^2}\ ;\ R_{1\mathrm{be}}=R_{r1}+R_2$$

2. Mérési feladatok

A mérés célja a transzformátorok üzemi viselkedésére és a vasmag mágneses tulajdonságaira jellemző paraméterek meghatározása. A mérésben egy szélessávú hangfrekvenciás transzformátort használunk. A transzformátor adatai:

primer menetszám:	$n_1 = 98$
szekunder menetszám:	$n_2 = 770$
közepes erővonalhossz:	$l_m = 78$ mm
mágneses keresztmetszet:	$A_m = 196$ mm2

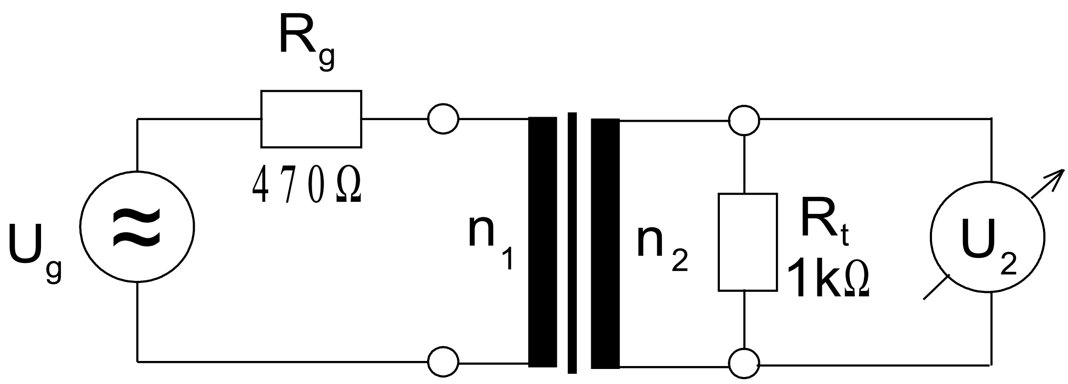
(Vasmag mérete: EI 42/14)

Alkalmazott műszerek:

Hanggenerátor
Elektronikus Voltmérő
Oszcilloszkóp

2.1. Relatív frekvenciamenet mérése

A mérési összeállítás:



A méréshez a generátor 600 Ω-os kimenetét használjuk, mivel az R_g ellenállás és a transzformátor bemeneti impedanciájának összege ehhez áll legközelebb.
A generátor frekvenciáját állítsuk 1 kHz-re, feszültségét pedig akkorára, hogy a terhelő ellenálláson a feszültség 0 dB (0.775 V) legyen. Ezt a feszültséget $U_2(\omega_0)$ -al jelölve a relatív frekvenciamenet:

$$a(\omega)=\left|\frac{U_2(\omega)}{U_2(\omega_0)}\right| \quad \text{dB-ben}$$

ahol $\omega_0=2\pi f_0$; $f_0=1\text{kHz}$, a sávközépi frekvencia, $U_2(\omega)$ pedig a hangfrekvenciás sáv különböző pontjaiban mért feszültség.
A mérés során az U_g generátorfeszültséget tartsuk állandónak. Az $U_2(\omega)$ -át olyan és annyi frekvencián (mintegy 10-20 pontban) mérjük meg, hogy az átviteli görbe a teljes hangfrekvenciás sávban jól megrajzolható legyen. A relatív feszültségátvitel az $U_2(\omega)$ dB-ben kifejezett értékének eltérése az $U_2(\omega_0)$ -tól.
Ismételjük meg a mérést 20 dB-lel nagyobb generátorfeszültséggel az 1 kHz alatti frekvenciatartományban. A mért adatokat foglaljuk össze táblázatban, amely jól összehasonlítható módon tartalmazza a kis és nagy szinten mért adatokat.

2.2. Bode-diagram rajzolása

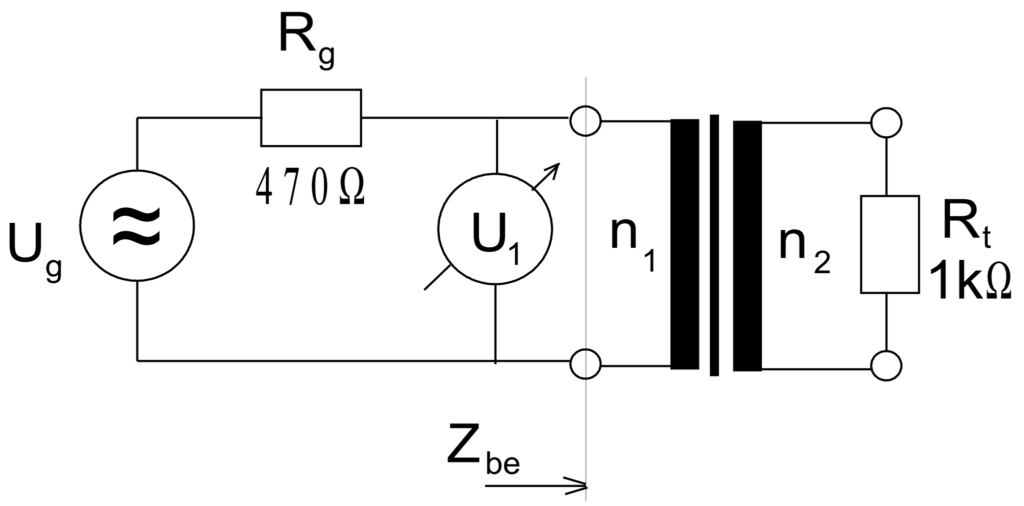
A Bode diagram az átviteli függvény ábrázolása dB-ben, ahol a dB fogalma a következőt jelenti:

$$a(\omega)_{dB} = 20 \lg a(\omega) \quad [\mathrm{dB}]$$

logaritmikus frekvencia tengely mentén. Ábrázoljuk a relatív frekvenciamenet Bode-diagramját az 1. pont mérési eredményei alapján mindkét generátorfeszültségnél egy diagramban, hogy az átviteli függvények jól összehasonlíthatók legyenek.

2.3. Bemeneti impedancia mérése

A mérési összeállítás:



$$Z_{be} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_1}{(U_g - U_1)/R_g} \simeq \frac{U_1}{U_g} R_g \text{ ; mivel } \quad R_g \gg Z_{be}$$

A relatív frekvenciamenethez hasonlóan a bemeneti impedanciát is a sávközépen mért értékhez viszonyítjuk:

$$\frac{Z_{be}(\omega)}{Z_{be}(\omega_0)} = \frac{\frac{U_1(\omega)}{U_g} R_g}{\frac{U_1(\omega_0)}{U_g} R_g} = \frac{U_1(\omega)}{U_1(\omega_0)}$$

ahol $U_1(\omega_0)$ sávközépfrekvencián (1 kHz-en) mérhető primer feszültség, $U_1(\omega)$ pedig a hangfrekvenciás sáv különböző pontjain mért értékek.
A mérést a 2.1. pontban meghatározott generátorfeszültségeknél és célszerűen azonos mérőfrekvenciákon kell elvégezni és táblázatosan összefoglalni. Az $U_1(\omega_0)$ feszültség két értékét Volt-ban is jegyezzük fel!

2.4. Bemeneti impedancia ábrázolása

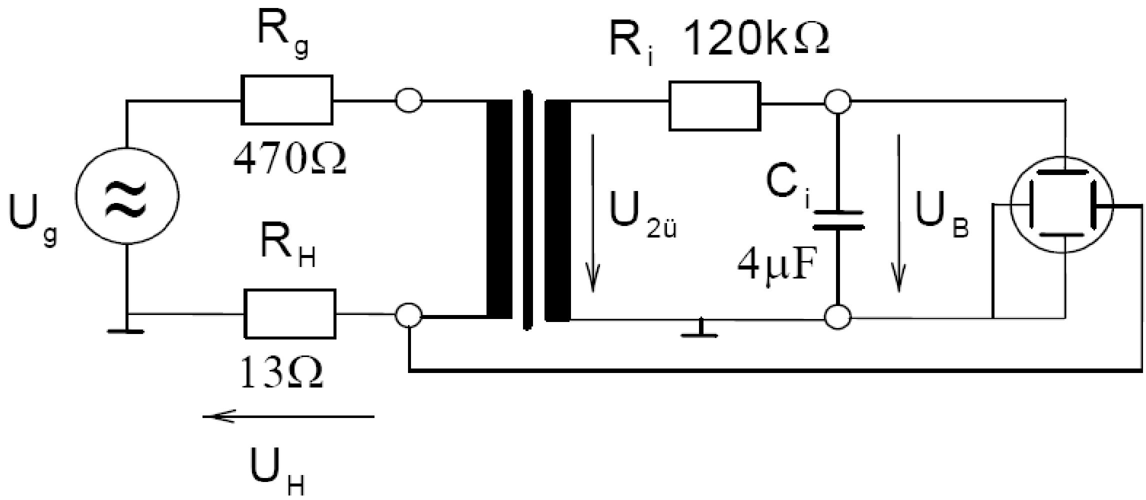
Számítsuk ki a bemeneti impedancia értékét 1 kHz-en a közelítő képlet alapján. Ábrázoljuk a relatív impedanciamenet Bode-diagramját a 2.3. pont mérési eredményei alapján mindkét generátor feszültségnél közös diagramban.

2.5. Hatásfok számítása

Számítsuk ki a transzformátor hatásfokát a közepes frekvencián mért adatokból, a házi feladatban levezetett összefüggés alapján.

2.6. A vasmag mágnesezési görbéjének felvétele

A mérési összeállítás:



Kapcsoljuk ki az oszcilloszkóp vízszintes eltérítését és állítsuk be a fénypontot a képernyő közepére. A vízszintes erősítő bemenetére kapcsoljuk az U_H feszültséget, míg a függőleges bemenetre az U_B integrált feszültséget. A generátor frekvenciáját állítsuk 80 Hz-re, feszültségét 60V-ra.

Az oszcilloszkópon megjelenő hiszterézis görbét állítsuk be úgy, hogy az ernyő kalibrált részét kitöltse. Ábrázoljuk léptékhelyesen az így kapott görbét. Rajzoljuk be az ábrába a 20 V és az 5 V generátorfeszültségeknél kapott görbéket is. A legnagyobb generátor feszültségnél a mérést rövid ideig végezzük, mert a generátor, illetve az ellenállások túlságosan igénybe vannak véve. 60 V generátorfeszültségnél nagyobbat ne állítsunk be!

2.7. Váltóáramú permeabilitás mérése

A váltópermeabilitás az előző görbék átlós meredekségével arányos:

$$\mu_r = \frac{\hat{B}}{\mu_0 \hat{H}}$$

ahol $\hat{B}$ az indukció, $\hat{H}$ a térerősség csúcsértéke.
Felhasználva a szolenoid tekercsre érvényes

$$H = \frac{n\,I}{l_m}$$

összefüggést (az áram és a feszültség csúcsértékét behelyettesítve):

$$\mu_r = \frac{\hat{B}}{\mu_0 \hat{H}} = \frac{\hat{B}\,l_m}{\mu_0 n_1 \hat{I}} \simeq \frac{\hat{B}\,l_m (R_g + R_H)}{\mu_0 n_1 \hat{U}_g}$$

Az indukcióval arányos jelet a szekunder feszültség integrálásával állítjuk elő. Az $R_i C_i$ időállandó megválasztása olyan, hogy a vizsgált frekvencián az integrálási hiba elhanyagolható

$$\hat{U}_B = \hat{U}_2 \left| \frac{1}{1_j \omega R_i C_i} \right| \simeq \frac{n_2 \omega \hat{B} A_m}{\omega R_i C_i} = \frac{n_2 \hat{B} A_m}{R_i C_i}$$

amiből

$$\hat{B} = \hat{U}_B \frac{R_i C_i}{n_2 A_m}$$

A μ_r egyenletébe $\hat{B}$ értékét helyettesítve:

$$\mu_r = \frac{\hat{U}_B}{\hat{U}_g} \cdot \frac{l_m (R_g + R_H) R_i C_i}{\mu_0 n_1 n_2 A_m} = K \frac{U_B}{U_g}$$

$$K = \frac{l_m (R_g + R_H) R_i C_i}{\mu_0 n_1 n_2 A_m}$$

Mérjük meg U_B értékét 2, 5, 10, 20, 30, 40, 50, és 60 V generátorfeszültségnél. Az eredményeket foglaljuk táblázatba, amely tartalmazza a generátorfeszültségeket, az U_H feszültségeket, a térerősségeket, és a μ_r értékeit.

2.8. Váltópermeabilitás számítása és ábrázolása

Számítsuk ki és írjuk be a táblázatba a váltópermeabilitás értékeit. Ábrázoljuk a permeabilitás-térerősség függvényt lin-lin diagramban.

3. Házi feladatok

1. A méréstechnikában gyakran használjuk a dB (decibel) fogalmát mennyiségek viszonyának, vagy abszolút szintjének kifejezésére. A mérésben feszültség abszolút szintjét fejezzük ki a

$$L_{dB} = 20\lg\frac{U}{U_0}[dB]$$

kifejezéssel, amikor U_0 értékét 0.775V-nak vesszük, mint alapszint. (A 0.775V feszültség a telefontechnikában alkalmazott 600 Ω-os hullámimpedancián 1mW teljesítményt kelt.) Az összefüggést alkalmazva a 0.775V-ra, az 0 dB-nek felel meg.
Ezzel a kifejezéssel feszültségek viszonyát is (U_1/U_2) kifejezhetjük dB-ben:

$$a_{dB} = 20\lg\frac{U_1}{U_2}[dB]$$

Töltse ki a táblázat hiányzó dB értékeit:

Feszültség viszony U1/U2	dB-ben kifejezve adB
1	0
$\sqrt{2}$	3
2	
10	
100	
1000	
10000	
$\frac{1}{\sqrt{2}}$	
1/2	
1/10	
1/100	
1/1000	

Ezeket az értékeket érdemes fejből tudni.

2. Mitől és hogyan függ egy zárt vasmagos tekercs induktivitása?

3. Vázoljuk fel a kisimpedanciás szélessávú transzformátor feszültségátviteli függvényének abszolút érték menetét a frekvencia függvényében.

4. Készítsük el a táblázatokat az 1., 3. és 7. mérési pontokhoz.

5. A transzformátor üzemi sávbeli hatásfokának méréséhez 1kΩ-os R_t ellenállást, és 470 Ω-os R_g generátor ellenállást használunk, miközben $\omega_0 = 1\text{kHz}$ -es sávközépi frekvencián gerjesztjük a transzformátort. Adjon meg összefüggést a hatásfok (a szekunder oldal által leadott teljesítmény és a primer oldal által felvett teljesítmény hányadosa) mérésére az R_t ellenálláson, a szekunder tekercs kapcsain mérhető $U_2(\omega_0)$ illetve a primer tekercsen mérhető $U_1(\omega_0)$ valamint a generátor feszültség U_g segítségével, felhasználva az R_g és R_t értékeket is:

$$\eta = f[U_g, U_1(\omega_0), U_2(\omega_0), R_g, R_t]$$

5. Számítsuk ki a 2.7. pontban megadott generátorfeszültségekhez tartozó térerősségeket. A számításnál a Z_{be} impedanciát hanyagoljuk el.

6. Határozzuk meg a μ_r számításához szükséges K konstans értékét!

7. A kétféle szinten mért frekvenciamenetben milyen különbségre számíthatunk?

A mérést összeállították: dr.Granát János, dr. Pfliegel Péter, dr. Koller István, Belső Zoltán