

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 Alapfogalmak

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 transzformátor analíziséhez egy, a hálózatelmélet módszereivel kezelhető helyettesítő képre van szükségünk. Első lépésben az ideális induktív transzformátort vizsgáljuk. Ha a szekunder tekercs kapcsolai szabadon vannak, akkor

$$U_1 = L_1 \frac{dI_1}{dt} \quad \text{illetve} \quad U_1 = -n_1 \frac{d\Phi_1}{dt} \quad 1.1.$$

A két egyenlet egyenlőségéből a primer tekercs fluxusa

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

amelynek a szekunder tekercsbe jutó hányada

$$\Phi_{21} = k \cdot \Phi_1 = -k \frac{L_1 I_1}{n_1} \quad 1.2.$$

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

Ez utóbbi fluxus hatására a szekunder tekercsben indukálódó feszültség

$$U_{21} = -n_2 \frac{d\Phi_{21}}{dt} = k \frac{n_2}{n_1} L_1 \frac{dI_1}{dt} \quad 1.3.$$

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:

$$U_{12} = -n_1 \frac{d\Phi_{12}}{dt} = k \frac{n_1}{n_2} L_2 \frac{dI_2}{dt} \quad 1.4.$$

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

$$M = k \frac{n_2}{n_1} L_1 = k \frac{n_1}{n_2} L_2 = k \sqrt{L_1 L_2} \quad 1.5.$$

Az 1.5. összefüggés belátásához gondoljunk arra, hogy a tekercs induktivitása a menetszám négyzetével arányos. Szoros csatolású (zárt magos) transzformátoroknál $k \sim 1$, a csatolás jellemzésére ekkor a szórási tényezőt használjuk:

$$\sigma = 1 - k^2 = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} \quad 1.6.$$

Zárt magos transzformátoronál $\sigma = 10^{-9} \dots 10^{-2}$ értékű. Laza csatolású tekercseknél $\sigma \sim 1$, 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 :

$$U_1(t) = L_1 \frac{dI_1(t)}{dt} + M \frac{dI_2(t)}{dt} \quad 1.7.$$

$$U_2(t) = M \frac{dI_1(t)}{dt} + L_2 \frac{dI_2(t)}{dt} \quad 1.8.$$

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

$$U_1 = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 \quad 1.9.$$

$$U_2 = j\omega M I_1 + j\omega L_2 I_2 \quad 1.10.$$

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

Vizsgáljuk meg a transzformátor viselkedését extrém lezárásoknál. Nyitott szekunder kapcsok esetén az 1.9. és 1.10. egyenletek második tagja zérus. Az 1.9. egyenletből a primer *üresjárás* impedancia

$$Z_{1\ddot{u}} = \frac{U_1}{I_{1\ddot{u}}} = j\omega L_1 \quad 1.11.$$

Az 1.11. összefüggésben szereplő primer üresjárás áramot gerjesztési áramnak is szokás nevezni. Az 1.9. és 1.10. egyenleteket egymásba helyettesítve az üresjárás szekunder feszültséget kapjuk:

$$U_{2\ddot{u}} = j\omega M I_1 = j\omega M \frac{U_1}{j\omega L_1} = \frac{M}{L_1} U_1 \quad 1.12.$$

amiből a szekunder és a primer oldali feszültségek hányadosa, a *feszültségátvitel*

$$\ddot{u} = \frac{U_{2\ddot{u}}}{U_1} = \frac{M}{L_1} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = k \frac{n_2}{n_1} \quad 1.13.$$

zárt vasmagos tekercseknél $k \sim 1$, így

$$\frac{U_{2\ddot{u}}}{U_1} \approx \frac{n_2}{n_1} \quad 1.14.$$

azaz a feszültségátvitel igen jó közelítéssel a menetszámátvitellel egyezik meg. Ha a primer tekercset rövidre zárjuk, akkor az 1.9 egyenletből

$$I_1 = -\frac{M}{L_1} I_2 \quad 1.15.$$

Az 1.15 összefüggést az 1.10. egyenletbe helyettesítve

$$U_2 = j\omega L_2 I_2 - j\omega M \frac{M}{L_1} I_2 = j\omega I_2 \left(L_2 - \frac{M^2}{L_1} \right) \quad 1.16.$$

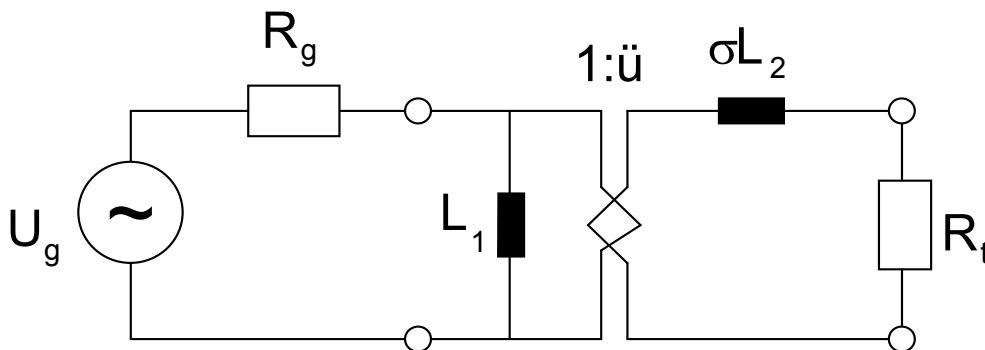
amiből a szekunder oldali rövidzárási impedancia:

$$Z_{2r} = \frac{U_2}{I_2} = j\omega \left(L_2 - \frac{k^2 L_1 L_2}{L_1} \right) = j\omega L_2 (1 - k^2) = j\omega \sigma L_2 \quad 1.17$$

A σL_2 mennyiséget a transzformátor szekunder oldali *szórt inductivitásának* nevezzük.

1.2. Helyettesítő kép

Az előző fejezetben tárgyalt üresjárású és rövidzárási impedancia ismeretében a transzformátor az 1.1. ábra szerinti helyettesítő kapcsolással modellezhető. Itt L_1 az ún. primer oldalra számított főinduktivitás, σL_2 pedig a szekunder oldalra számított szórt inductivitás.



1.1. ábra Veszteségmentes induktív transzformátor helyettesítő képe

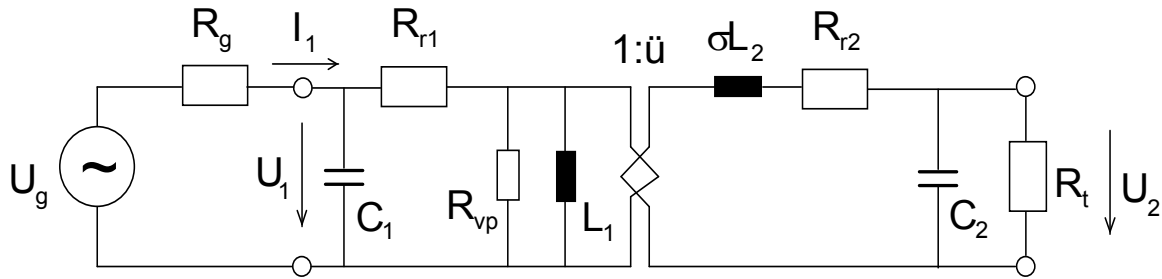
A fő és a szórt inductivitást elválasztó *ideális* transzformátor az alábbi egyenletekkel jellemezhető:

$$U_2 = U_1 \ddot{u}, \quad I_2 = I_1 / \ddot{u}, \quad P_2 = U_2 I_2 = U_1 \ddot{u} \frac{I_1}{\ddot{u}} = P_1$$

$$Z_2 = \frac{U_2}{I_2} = \frac{U_1 \ddot{u}}{I_1 / \ddot{u}} = Z_1 \ddot{u}^2 \quad \text{ill.} \quad Z_1 = Z_2 / \ddot{u}^2 \quad 1.18.$$

Az ideális transzformátor tehát a teljesítményt veszteség nélkül viszi át, az impedanciát az áttétel négyzetével arányosan transzformálja a primer oldalról a szekunderre.

A valóságos transzformátort modellező helyettesítőkép a tekercsek és a mag veszteségeit, valamint a tekercsek szórt kapacitását is figyelembe veszi. A veszteséges transzformátor helyettesítő képe az 1.2. ábrán látható. Az ábrán egyúttal feltüntettük a transzformátor táplálását és terhelését is.



1.2. ábra A veszteséges transzformátor helyettesítő képe

Az R_{r1} és R_{r2} ellenállások a primer és szekunder tekercsek ohmos ellenállásai. C_1 és C_2 a két tekercs kapcsaira számított szórt kapacitás. Az R_{vp} ellenállás a mag mágnesezése során fellépő veszteségeket veszi figyelembe. Ez az ellenállás a hiszterézis veszteség miatt a primer tekercsen átfolyó áram nemlineáris függvénye, továbbá az örvényáram és a relaxáció miatt frekvenciafüggő is.

1.3. Feszültségátvitel

A transzformátor feszültségátvitelén az 1.2. ábrán látható U_g feszültségű, R_g belső ellenállású generátorral táplált, és R_t ellenállással terhelt transzformátor kimeneti feszültsége és a generátorfeszültség hányadosát értjük:

$$a(\omega) = \frac{U_2(\omega)}{U_g} \quad 1.19.$$

A gyakorlatban a transzformátor táplálása ill. terhelése nem mindig tisztán ohmos. A reaktáns elemek a legtöbb esetben a transzformátor reaktanciáival összevonhatók, így az alábbiakban ismertetett módszerek akkor is használhatók.

A továbbiakban szélessávú hangfrekvenciás transzformátorok feszültségátvitelét tárgyaljuk. A leírtak azonban érvényesek ill. értelemszerűen alkalmazhatók más frekvenciatartományokban működő szélessávú, szoros csatolású (zárt magos) transzformátorokra is.

Az 1.2. ábra szerinti teljes helyettesítőkép tárgyalása nehézkes, a gyakorlati esetek nagy részében azonban több egyszerűsítő feltételt tehetünk:

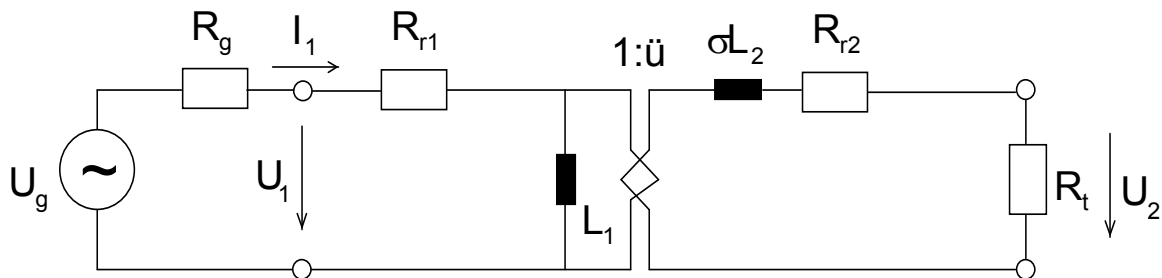
- *kisszintű üzem* esetén, ami a szélessávú hangfrekvenciás transzformátorok esetében a tipikus üzemmódot jelenti, az R_{vp} párhuzamos vasveszteségi ellenállás elhanyagolható,
- *kisimpedanciás lezárás* mellett elhanyagolhatók a C_1 és C_2 szórt kapacitások is, mivel ekkor

$$\frac{1}{\omega C_1} \gg R_g, \text{ illetve}$$

$$\frac{1}{\omega C_2} \gg R_t.$$

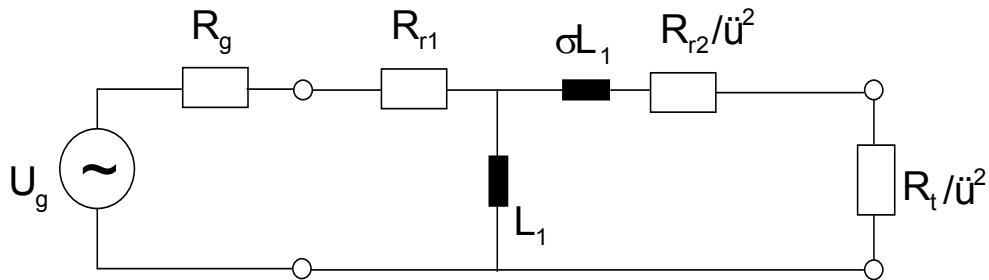
A hangfrekvenciás sávban (20Hz.. 20kHz) a lezárás akkor tekinthető kisimpedanciásnak, ha a generátor- vagy a lezáróellenállás 1 kΩ-nál kisebb. Az 1 kΩ-os érték abból adódik, hogy a szabványos vasmagokkal realizálható szórt kapacitások impedanciája még a hangfrekvenciás sáv tetején (20 kHz-en) is el hanyagolhatóan nagy impedanciát képviselnek az 1 kΩ-hoz képest.

Fenti elhanyagolásokkal a transzformátor helyettesítő képe az 1.3. ábra szerint egyszerűsödik.



1.3. ábra A kisimpedanciás transzformátor helyettesítő képe

Az 1.18 egyenletek felhasználásával az ideális transzformátor a helyettesítő képből kiiktatható. Ekkor az 1.4. ábrán látható, a primer oldalra redukált helyettesítő képet kapjuk:



1.4. ábra Kisimpedanciás transzformátor primer oldalra redukált helyettesítő képe

Az 1.4. ábra szerinti hálózat feszültségátvittele már különösebb nehézség nélkül felírható lenne. További egyszerűsítéssel élhetünk azonban, ha felhasználjuk a transzformátor szélesávú voltát, amely az L_1 ill. a σL_1 induktivitások két-három nagyságrendnyi eltéréséből fakad. Az 1.4. ábrára ránézve ugyanis látható, hogy a feszültségátvitel frekvenciasávját alulról döntően az L_1 , felülről a σL_1 reaktanciája határozza meg, természetesen az ellenállásokkal együtt.

A fentiekből következik, hogy a feszültségátvitel három - egymástól gyakorlatilag független - frekvenciasávra bontható. Ennek megfelelően a kis-, a sávközépi és a nagyfrekvenciás átviteli sávra külön-külön érvényes helyettesítő kép rajzolható fel, amelyben csupán az adott sávban hatását kifejtő reaktancia szerepel. A közelítés helyességét - az

induktív reaktanciák arányára tett feltevésen túlmenően - az egyes frekvenciasávok közötti átmenetek folytonos illeszkedése bizonyítja, amint azt a következőkben látni fogjuk.

Sávközépi átvitel

Az átviteli sáv középső részén a párhuzamos ági L_1 induktivitás impedanciája sokkal nagyobb, a soros ági σL_1 induktivitás impedanciája pedig sokkal kisebb az 1.4. ábra szerinti helyettesítő képen velük párhuzamosan ill. sorosan kapcsolódó ellenállásoknál, így ezek az elemek itt elhanyagolhatók. Az ily módon egyszerűsített helyettesítőkép szerint a sávközépi feszültségátvitel frekvenciafüggetlen, értéke az ellenállások feszültségosztási aránya alapján

$$\frac{U_2}{U_g} = \ddot{u} \frac{R_t / \ddot{u}^2}{R_g + R_{r1} + (R_{r2} + R_t) / \ddot{u}^2} = K \text{ (konstans)} \quad 1.20.$$

Kisfrekvenciás átvitel

A középső frekvenciasáv alatti frekvenciákon a szórt induktivitás hatása az előzőhöz hasonlóan elhanyagolható. A főinduktivitás söntölő hatása azonban már nem hagyható figyelmen kívül, tehát:

$$\frac{U_2}{U_g} = \ddot{u} \frac{R_t / \ddot{u}^2}{(R_{r2} + R_t) / \ddot{u}^2} \frac{sL_1 \times (R_{r2} + R_t) / \ddot{u}^2}{sL_1 \times (R_{r2} + R_t) / \ddot{u}^2 + R_g + R_{r1}} \quad 1.21.$$

ahol $s = j\omega$, átrendezéssel és egyszerűsítésekkel a feszültségátvitel:

$$a(\omega) = \frac{U_2}{U_g} = K \frac{s / \omega_2}{1 + s / \omega_2} \quad 1.22.$$

ahol

$$\omega_2 = \frac{R_g + R_{r1} \times (R_{r2} + R_t) / \ddot{u}^2}{\sigma L_1} \quad 1.23.$$

a feszültségátvitel alsó határfrekvenciája és K az 1.20. szerinti sávközépi átvitel értéke.

Eszerint a transzformátor feszültségátvitel az alsó határfrekvencia alatt -20 dB/dekád meredekséggel csökken, fázisforgatása a frekvenciát csökkentve 90 fokhoz tart. (Az itt szükséges dB definíciója a házi feladat részben található, a dekád 10 szerez frekvenciaviszonyt fejez ki.) A határfrekvencia felett az átvitel az 1.20. szerinti sávközépi átvitelhez simul.

Nagyfrekvenciás feszültségátvitel

A középső frekvenciasáv feletti frekvenciákon a főinduktivitás szakadásnak tekinthető, viszont a szórt induktivitás érezte egyre inkább a hatását. Emiatt a nagyfrekvenciás feszültségátvitel:

$$a(\omega) = \frac{U_2}{U_g} = K \frac{1}{1 + s / \omega_3} \quad 1.24.$$

ahol

$$\omega_3 = \frac{R_g + R_{r1} + (R_{r2} + R_l) / \ddot{u}^2}{\sigma L_1} \quad 1.25.$$

a feszültségátvitel felső határfrekvenciája.

A transzformátor feszültségátvitele tehát a felső határfrekvenciája felett, -20 dB/dekád meredekséggel csökken, fázisforgatása pedig -90 fokhoz tart. A határfrekvencia alatt a függvény ismét a sávközépi átvitelhez simul.

A teljes feszültségátvitel

A kisimpedanciás transzformátor teljes feszültségátvitelét a három frekvenciasávra kapott eredmények összevonásával kapjuk:

$$\frac{U_2}{U_g} = K \frac{s / \omega_2}{1 + s / \omega_2} \frac{1}{1 + s / \omega_3} \quad 1.26.$$

ahol K , ω_2 és ω_3 értéke az 1.20., 1.23. és 1.25. egyenletekből már ismert.

Nagyimpedanciájú transzformátorok feszültségátvitele

A feszültségátvitel tárgyalásánál eddig kihasználtuk a szórt kapacitások elhanyagolhatóságára tett feltételeket. Ha ezek valamelyike nem teljesül, nagy primer vagy nagy szekunder impedanciájú transzformátorról beszélünk, attól függően, hogy a generátor- vagy a terhelőellenállás értéke haladja-e meg az 1 k Ω -ot.

A nagyimpedanciájú transzformátorok kisfrekvenciás és sávközépi átvitele az előzőkhöz képest változatlan, mivel a szórt kapacitások impedanciája e két frekvenciasávban nem éreztetni hatását. A nagyfrekvenciás átvitel számításánál nagyfrekvenciás helyettesítőkép vezethető be. Mivel ez a szórt kapacitások valamelyikét, vagy mindkettőt tartalmazza, ezért a számítás során ezek már értelemszerűen nem hanyagolhatók el.

1.4. Bemeneti impedancia

A transzformátor bemeneti impedanciáján az 1.2. ábrán látható 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 kisimpedanciájú transzformátor bemeneti impedanciáját a kisimpedanciás helyettesítőkép 1.3. ábra segítségével írhatjuk fel.

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

$$Z_{be}(\omega) = R_{r1} \frac{1 + s/\omega_1}{1 + s/\omega_2} (1 + s/\omega_3) \quad 1.27$$

ahol

$$\omega_1 = \frac{R_{r1} \times R_2}{L_1} ; \quad \omega_2 = \frac{R_2}{L_1} ; \quad \omega_3 = \frac{R_{1be}}{\sigma L_1} \quad 1.28$$

és

$$R_2 = \frac{R_{r2} + R_r}{\ddot{u}^2} ; \quad R_{1be} = R_{r1} + R_2 \quad 1.29$$

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:

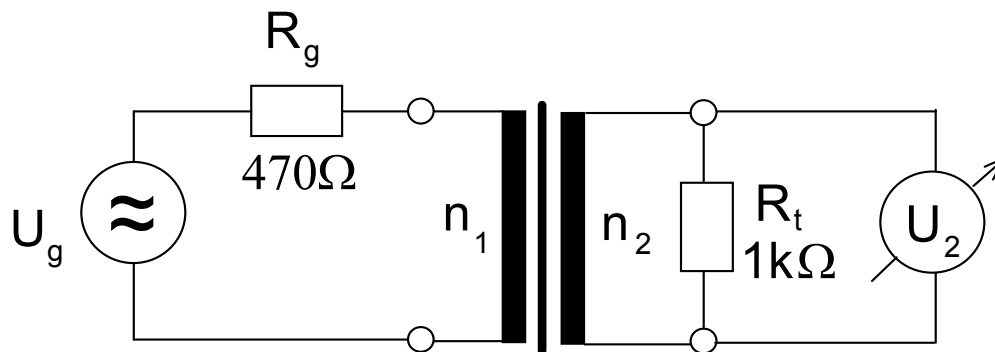
| | |
|--------------------------|-------------------------|
| primer menetszám: | $n_1 = 98$ |
| szekunder menetszám: | $n_2 = 770$ |
| közepes erővonalhossz: | $l_m = 78 \text{ mm}$ |
| mágneses keresztmetszet: | $A_m = 18 \text{ mm}^2$ |

Alkalmazott műszerek:

- Hanggenerátor – hangfrekvenciás (20Hz - 20kHz), nagy teljesítményű (10W) szinuszos feszültség előállítására alkalmas műszer
- Elektronikus Voltmérő – nagy bemeneti impedanciájú mutatós váltakozó feszültség mérő, a szinuszos feszültség effektív értékét mutatja
- Oszilloszkóp – feszültség – idő függvény vizuális megjelenítésére alkalmas műszer

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 terhelőellenálláson a feszültség 0 dB (0.775 V – 1mW 600 Ohmos terhelésen) legyen. Ezt a feszültséget $U_2(\omega_0)$ -al jelölve a relatív frekvenciamenet:

$$a(\omega) = \left| \frac{U_2(\omega)}{U_2(\omega_0)} \right| \quad \text{dB-ben} \quad 2.1.$$

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

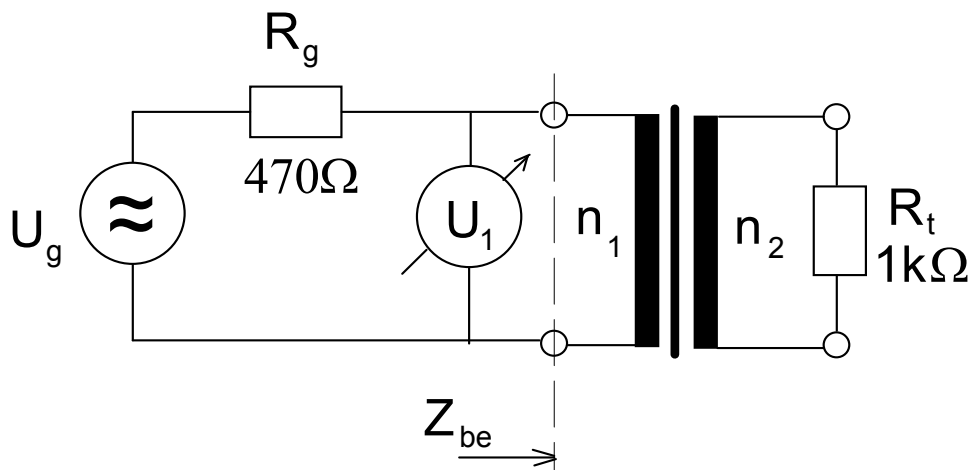
A Bode diagram az átviteli függvény ábrázolása dB – ben, ahol $a(\omega)$ a következőt jelenti (decibelben kifejezve):

$$a(\omega)_{dB} = 20 \lg a(\omega); \quad \text{dB},$$

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:



$$Z_{be} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_1}{(U_g - U_1)/R_g} \cong \frac{U_1}{U_g} R_g; \quad \text{mivel } R_g \gg Z_{be} \quad 2.2.$$

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

$$\frac{Z_{be}(\omega)}{Z_{be}(\omega_0)} = \frac{\frac{U_1(\omega)}{U_g} R_g}{\frac{U_1(\omega_0)}{U_g} R_g} = \frac{U_1(\omega)}{U_1(\omega_0)} \quad 2.3$$

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

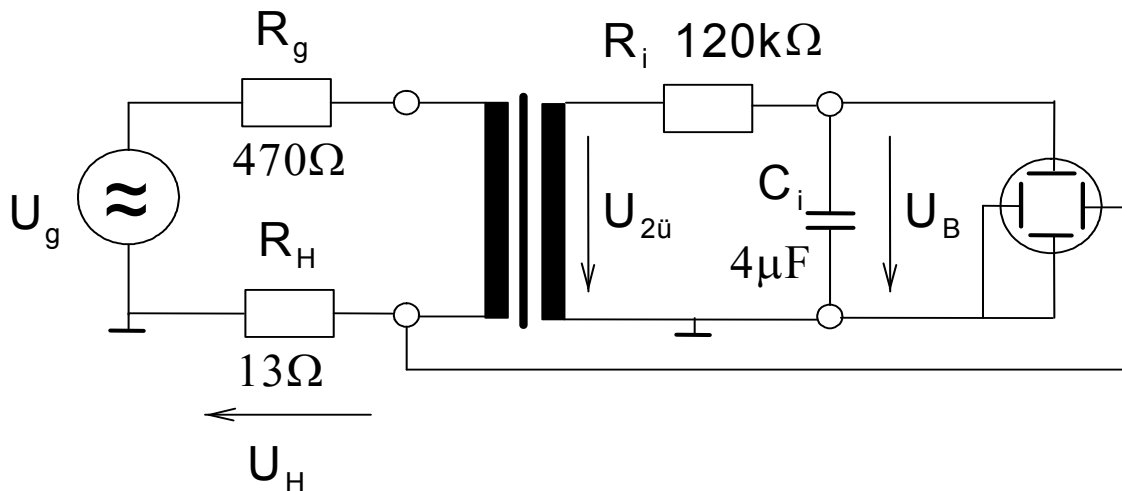
Számítsuk ki a bemeneti impedancia értékét 1 kHz-en a közelítő képlet alapján. Ábrázoljuk a relatív impedanciamenet Bode-diagramját a 2.3. pont mérési eredményei alapján mindkét generátor feszültségnél közös diagramban.

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 60 V-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:

$$\mu_{\sim} = \frac{B_1}{\mu_0 H_1} \quad 2.4.$$

ahol B_1 az indukció, H_1 a térerősség csúcserőssége.

$$\mu_{\sim} = \frac{B_1}{\mu_0 H_1} = \frac{B_1 l_m}{\mu_0 n_1 I_1} \cong \frac{B_1 l_m (R_g + R_H)}{\mu_0 n_1 U_{g1}} \quad 2.5.$$

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

$$U_{B_1} = U_{2a} \left| \frac{1}{1 + p R_i C_i} \right| \cong \frac{n_2 \omega B_1 A_m}{\omega R_i C_i} = \frac{n_2 B_1 A_m}{R_i C_i} \quad 2.6.$$

amiből

$$B_1 = U_{B_1} \frac{R_i C_i}{n_2 A_m} \quad 2.7.$$

A μ_{\sim} egyenletébe B_1 értékét helyettesítve:

$$\mu_{\sim} = \frac{U_{B_1} l_m (R_g + R_H) R_i C_i}{U_{g1} \mu_0 n_1 n_2 A_m} = K \frac{U_B}{U_g} \quad 2.8.$$

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_{\sim} 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.

Házi feladatok:

1. A mérés technikában gyakran használjuk a dB (decibel) fogalmát mennyiségek viszonyát, vagy abszolút szintjét kifejezve. A mérésben feszültség abszolút szintjét fejezzük ki a

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

kifejezéssel, amikor U_0 értékét az 1mW – 600Ohm - hoz tartozó 0.775V - nak vesszük alapszintnek, a kifejezendő feszültség szintjét pedig dB-ben fejezzük ki. Az összefüggést alkalmazva a 0.775V-ra, az 0dB-nek felel meg.

Ezzel a kifejezéssel feszültségek viszonyát is (U/U_0) kifejezhetjük dB-ben:

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

Töltse ki a táblázat hiányzó dB értékeit:

| Feszültség viszony U/U_0 | dB-ben kifejezve a_{dB} |
|-------------------------------|------------------------------|
| 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.

- Mitől és hogyan függ egy zárt vasmagos tekercs induktivitása?
- Vázoljuk fel a kisimpedanciás szélessávú transzformátor feszültségátviteli függvényének abszolút érték menetét a frekvencia függvényében.
- Készítsük el a táblázatokat az 1., 3. és 7. mérési pontokhoz.
- Vezessük le a sávközépi hatásfok számítására alkalmas összefüggést:

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

- Számítsuk ki a 2.7. pontban megadott generátorfeszültségekhez tartozó térerősségeket. A számításnál a Z_{be} impedanciát hanyagoljuk el.
- Határozzuk meg a μ - számításához szükséges K konstans értékét!
- A kétféle szinten mért frekvenciamenetben milyen különbségre számíthatunk?

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