



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék

Grabicza Gábor

**IMPEDANCIAANALÍZIS AGILENT
E5061B TÍPUSÚ
HÁLÓZATANALIZÁTOR
SEGÍTSÉGÉVEL**

KONZULENS

Dr. Orosz György

BUDAPEST, 2015

Tartalomjegyzék

Kivonat	1
Abstract	2
1. Bevezetés	3
1.1 Az impedanciamérés alkalmazási területei	3
1.2 Impedanciamérés hálózatanalizátorral	4
1.3 A szakdolgozat célkitűzése, eredmények	5
2. Impedanciamérés – elméleti alapok [10]	6
2.1 Egyszerű passzív alkatrészek helyettesítő képei	6
2.1.1 Ellenállás.....	7
2.1.2 Tekercs.....	8
2.1.3 Kondenzátor	9
2.1.4 Összegzés.....	10
2.2 Impedanciamérési módszerek	10
2.2.1 Kis pontosságú DC-mérés	10
2.2.2 A feszültség-összehasonlítás módszere	12
2.2.3 Kis pontosságú AC-mérés	13
2.2.4 Mérőhidak.....	14
2.3 Mérőhálózatok zavarérzékenysége	15
2.3.1 „Egyvezetékes” mérés	15
2.3.2 Kétvezetékes mérés.....	16
2.3.3 Védőárnyékolás alkalmazása	17
2.4 Impedanciamérő műszer zavarérzékenysége	17
2.4.1 Az impedanciamérő műszer modellje.....	18
3. Az Agilent E5061B hálózatanalizátor	22
3.1 Az Agilent E5061B hálózatanalizátor felépítése	22
3.2 Az RF-port (S-port)	23
3.3 Az LF-port (Gain-Phase port).....	24
4. Impedanciamérés a hálózatanalizátorral	26
4.1 Series-thru metódus	26
4.2 Shunt-thru metódus.....	29
5. Hibák elemzése	33

5.1 A hálózatanalizátor pontossága.....	33
5.1.1 A feszültségmérés (aránymérés) esetleges hibája.....	33
5.1.2 A bemeneti ellenállások pontossága	34
5.2 A mérési elrendezés hibái	35
5.2.1 Series-thru metódus	36
5.2.2 Shunt-thru metódus.....	42
5.2.3 Konklúzió.....	48
6. Nyomtatott áramkör tervezése	50
6.1 Alkatrészek kiválasztása	50
6.2 Kapcsolási rajz.....	53
6.3 Adapterpanel huzalozásának kialakítása.....	54
6.3.1 A kész elrendezés kialakítása	54
6.3.2 Vezetékparaméterek kiszámítása.....	56
6.4 Mechanikai kialakítás, műszerdoboz	59
7. Eredmények.....	60
7.1 Egy mérés részletes bemutatása és szimulációja	60
7.2 Megfelelő metódus kiválasztása, becslések.....	63
7.3 Mérési pontosság vizsgálata	67
7.3.1 Ellenállásmérés pontossága	67
7.3.2 Induktivitásmérés pontossága	69
7.3.3 Kapacitásmérés pontossága	69
7.3.4 Összefoglalás	70
8. Összegzés és kitekintés.....	71
Irodalomjegyzék.....	72

HALLGATÓI NYILATKOZAT

Alulírott **Grabicza Gábor**, szigorló hallgató kijelentem, hogy ezt a szakdolgozatot meg nem engedett segítség nélkül, saját magam készítettem, csak a megadott forrásokat (szakirodalom, eszközök stb.) használtam fel. Minden olyan részt, melyet szó szerint, vagy azonos értelemben, de átfogalmazva más forrásból átvettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltem.

Hozzájárulok, hogy a jelen munkám alapadatait (szerző(k), cím, angol és magyar nyelvű tartalmi kivonat, készítés éve, konzulens(ek) neve) a BME VIK nyilvánosan hozzáférhető elektronikus formában, a munka teljes szövegét pedig az egyetem belső hálózatán keresztül (vagy hitelesített felhasználók számára) közzétegye. Kijelentem, hogy a benyújtott munka és annak elektronikus verziója megegyezik. Dékáni engedéllyel titkosított diplomatervek esetén a dolgozat szövege csak 3 év eltelte után válik hozzáférhetővé.

Kelt: Budapest, 2015. 12. 15.

.....
Grabicza Gábor

Kivonat

Az elektronika fejlődésének mai állása megköveteli a széles frekvenciatartományban végezhető, pontos impedanciaanalízisre alkalmas módszerek ismeretét és alkalmazását. Az elektronikai alkalmazások mellett egyre több területen van szükség impedanciamérésre, kémiai elemzéseken át egészen az orvostudományig, éppen ezért a már meglévő módszerek fejlesztése, illetve újak megalkotása fontos feladat.

A dolgozat témája impedanciamérés az Agilent E5061B típusú hálózatanalizátorával. Az eszköz alapvetően lineáris rendszerek átviteli függvényének mérésére szolgál. Alacsonyfrekvenciás portja 5 Hz – 30 MHz, nagyfrekvenciás (rádiófrekvenciás) portja 5 Hz – 3 GHz frekvenciatartományban képes méréseket végezni. Előbbivel kétpólusok, utóbbival két- és négy-pólusok mérése is lehetséges.

A hálózatanalizátor segítségével megvalósíthatók impedanciamérésre alkalmas elrendezések, módszerek, nagy frekvencián is. Számos elrendezés szerepel a gyártó Impedance Measurement with E5061B LF-RF Network Analyzer [1] című, a műszerhez mellékelte dokumentumában. A dolgozatban az alacsonyfrekvenciás porton végzett mérések és az ezekhez kapcsolódó tapasztalatok, következtetések, eredmények kerülnek ismertetésre.

Munkám során két módszert vizsgáltam meg mélyrehatóan. A tapasztalatoknak és következtetéseknek köszönhetően elkészült egy méréseket segítő áramkör, mely fizikai kialakításának köszönhetően csatlakoztatható a hálózatanalizátor alacsony frekvenciás portjához, és ez által alkalmas kétpólusok impedanciájának mérésére, 5 Hz-től 30 MHz-ig terjedő frekvenciatartományban. A dolgozat útmutatással szolgál a megfelelő mérési elrendezés kiválasztásához, illetve meghatározza az elérhető mérési pontosságot is. A méréseket és az eredmények analízisét megkönnyíthetik a dolgozatban ajánlott szoftverbeállítások, melyeket a hálózatanalizátor a memóriájában tárol, így bármikor felhasználhatók.

Abstract

The recent state in the development of electronics requires knowledge and practice in accurate impedance measurement in a wide frequency range. There are many fields in science that require impedance measurement, not only electronics but also chemical analysis and medical examinations too. That's why it's very important to improve the known methods and develop some new ones.

This thesis is about impedance measurement with Agilent E5061B network analyzer. The device can measure transfer functions of linear systems. The low frequency port can measure to from 5 Hz 30 MHz, and the high (radio) frequency port can measure from 5 Hz to 3 GHz. With the former we can analyze two-poles, the latter is appropriate to measure four-poles, too.

The network analyzer is capable of executing impedance measurement methods at high frequencies. There are some methods in the document provided by the manufacturer called Impedance Measurement with E5061BLF-RF Network Analyzer [1]. In this thesis one can find my experiences, measurements and results, with the low frequency port.

During my experiments I deeply analysed two methods. After the experiments and conclusions an adapter panel was created that can be connected to the low frequency port and is appropriate to measure two-poles from 5 Hz to 30 MHz frequency. This thesis provides a guidance on the appropriate measurement arrangements and helps to determine the available measurement accuracy too. The recommended software settings can make the measurements easier. These are saved into the memory of the network analyzer, and can be used at any time.

1. Bevezetés

1.1 Az impedanciamérés alkalmazási területei

Az impedanciamérés alkalmazási területei folyamatosan gyarapodnak. Az elektronikában alapvető követelmény, hogy az egyszerű, passzív alkatrészecskék (ellenállások, induktivitások, kondenzátorok) értékét számszerűleg ki tudjuk fejezni, minél pontosabban. A gyártás után ellenőrzésre kerül, hogy az adott alkatrészt sikerült-e adott értékre beállítani, és mindez milyen pontossággal történt. A gyártási szórás az új és megújuló technológiáknak köszönhetően egyre csökken, ám ezzel párhuzamosan nőnek a követelmények is, hiszen egyre pontosabb paraméterekkel rendelkező alkatrészecskékre van igény. A rádiófrekvenciás alkalmazások következtében nem elhanyagolható az alkatrészecskék tulajdonságainak frekvenciától való függése sem.

Integrált áramkörök (például műveleti erősítők) kaszkádosítása során kiemelkedő a bemeneti és kimeneti impedanciák szerepe. Annak érdekében, hogy az illesztéseket megfelelően meg lehessen valósítani, szükség van arra, hogy minél pontosabban meg lehessen határozni adott áramkörök bemeneti és kimeneti impedanciáját, és esetlegesen korrigálni lehessen az elvárt működés megvalósításának érdekében.

Kémiai elemzések során is alkalmazható az impedanciaanalízis. Elektrolitoldatok esetén fontos paraméter például a viszkozitás mellett az oldat fajlagos ellenállása, vezetőképessége, és az ezek által befolyásolt impedanciája is. Az elektrolitoldat ugyanis egy kondenzátornak felel meg, melynek két elektródája van, köztük (körülvöttük) valamilyen szigetelőanyag. Ezen kondenzátor kapacitásának ismeretében akár következtethetünk a végbement folyamatokra is.

Az orvostudomány egyre szorosabban fonódik össze az elektronikával, elég csak az MRI (magnetic resonance imaging) vizsgálatokra gondolni. Széles körben elterjedt az impedancia-audiometria, mely a leggyakrabban alkalmazott objektív hallásvizsgálat. Ennek során hanghullámok reflexióját vizsgálják, amelyben természetesen fontos szerepet kap a lezáró impedancia pontos mérése. A vizsgálat előnye, hogy nem bonyolult, és teljesen objektív, azaz akár újszülötteken is elvégezhető (ez rendkívül fontos, hiszen az esetleges veleszületett halláskárosodást minél előbb diagnosztizálni kell).

Manapság az autószerelő műhelyekben is nagy szerep jut az elektronikus méréseknek. A működési hibák keresése már nem az alkatrészek egyenkénti vizsgálatával történik, legtöbbször komplex, lehetőleg az összes alkatrészt érintő méréseket végeznek, az eredményekből szűrve le következtetéseket, és találva meg a hiba forrását. Az impedanciamérés itt is hasznos, hiszen a mért impedanciából lehet következtetni a mért objektum, anyag összetételére, esetleges rövidzárakra és szakadásokra.

Összességében tehát kijelenthető, hogy az impedanciamérés alkalmazása széles körben elterjedt. A pontosság és megbízhatóság általános követelmény, ezek mellé sokszor társul a frekvenciafüggés figyelembe vételének igénye. A feladat tehát a már meglévő módszerek (lásd 2. fejezet) fejlesztése, illetve törekvés új, még pontosabb módszerek kialakítására.

1.2 Impedanciamérés hálózatanalizátorral

A hálózatanalizátor műszerek alapértelmezésben villamos hálózatok átviteli függvényének mérésére szolgálnak. Ehhez elengedhetetlen az, hogy ezek a műszerek rendelkezzenek egy változtatható frekvenciájú generátorral. Segítségükkel mérhető sáv szélesség, különböző stabilitási kritériumok, meghatározható a hálózat jellege (pl. szűrők paraméterei). Mindezekből következtethetünk a lehetséges alkalmazásokra. A mérések során alkalmazhatunk automatikus beállításokat, de legtöbbször minden paraméter módosítható manuálisan is. Lehetőség van az eredmények kijelzésére, tárolására, műveletek elvégzésére.

Mint ismeretes, az átviteli függvény a bemeneti és kimeneti jel hányadosaként áll elő (a bemeneti jelet gerjesztésnek, a kimeneti jelet válasznak nevezzük a rendszerelméletben). Ilyen megközelítésben egy kétpólus (például egy ellenállás) is egy egyszerű hálózatnak felel meg, melynek bemeneti jele a rákapcsolt feszültség, kimeneti jele a rajta átfolyó áram (vagy fordítva). Ugyanez a feltevés négy-pólusokra is belátható. Az, hogy ezeknek az objektumoknak van be- és kimeneti jele, azt jelenti, hogy akár átviteli függvényüket is megmérhetjük. Amennyiben a be- és kimeneti jelek egyike áram, a másik pedig feszültség, úgy az átviteli függvény impedancia (valós esetben rezisztencia) vagy admittancia (valós esetben konduktancia) dimenziójú függvény, mely értelemszerűen a frekvenciától függ. Ez a szemlélet tehát arra enged következtetni, hogy a hálózatanalizátor műszerek segítségével impedanciamérés is megvalósítható. Ehhez

arra van szükség, hogy tisztában legyünk a konfigurációval, illetve a szükséges beállításokkal. Ennek oka az, hogy míg az impedanciaanalizátor műszerek kifejezetten az impedancia (és admittancia) mérésére specializálódtak, addig a hálózatanalizátorok legtöbbször nem, így annak érdekében, hogy az elvárt mennyiségeket kapjuk vissza eredményként, figyelmet kell fordítani az előzetes konfigurációra.

1.3 A szakdolgozat célkitűzése, eredmények

A Méréstechnikai és Információs Rendszerek Tanszék rendelkezik több impedanciaanalizátorral is, de ezek legfeljebb 3 MHz frekvenciáig képesek mérni. Nagyobb frekvenciákon tehát hagyományos módon nem valósítható meg impedanciaanalízis. A tanszék DSP laboratóriuma rendelkezik az Agilent E5061B típusú hálózatanalizátorával. A feladat ezzel az analizátorral megvalósítható, impedanciamérésre alkalmas elrendezések vizsgálata, mérési pontosság szempontjából való jellemzése, továbbfejlesztése volt. Egyszerű, passzív alkatrészeken elvégzett mérések során számos következtetést vontam le, melyek eredményeképpen számos tényező került új megvilágításba. Végeredményben elkészült egy nyomtatott áramkör, mely egy műszerdobozban történő elhelyezkedésnek köszönhetően csatlakoztatható a hálózatanalizátor alacsonyfrekvenciás portjához. Ez a konstrukció két mérési elrendezés megvalósítására ad lehetőséget. A tervezés során törekedtem arra, hogy a konstrukcióból adódó mérési hibákat minimalizáljam, ennek fényében született meg az áramkör. Az elrendezés alapvetően furatszerelt alkatrészek mérésére alkalmas, de mérőtűk csatlakoztatásával felületszerelt alkatrészek, illetve komplexebb áramkörök adott pontjai közötti impedanciák is mérhetők.

2. Impedanciamérés – elméleti alapok [10]

Az impedanciamérés módszerei többféleképpen csoportosíthatók. Megkülönböztetünk DC- (ellenállásmérés) és AC-módszereket. Ezekben belül nagy- és kispontosságú metódusok állnak rendelkezésre. A leggyakrabban alkalmazott módszerek ismertetése előtt érdemes elgondolkodni azon, hogy az ilyen jellegű mérések során mi okozhat hibát. Rendszeres hibaként jelentkeznek a mérendő objektum azon tulajdonságai, melyek eredményeképpen az adott alkatrész, áramkör stb. nem tökéletes. Ezeket szokás parazitahatásoknak nevezni (lásd 2.1.).

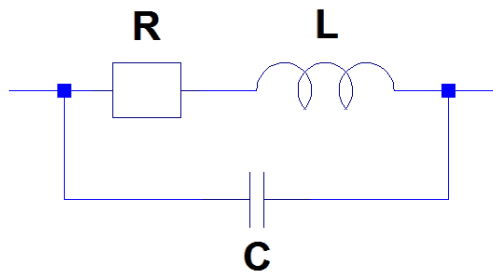
A véletlen hibát a mérőműszer pontatlansága szolgáltatja (erre vonatkozólag általában van információnk). Ezeket a mérési hibákat számításokkal lehetséges kompenzálni, kalibrációs mérések elvégzése után. Érdemes több műszert is összehasonlítani, amennyiben van lehetőségünk erre, így kiválaszthatjuk a számunkra legmegfelelőbbet.

2.1 Egyszerű passzív alkatrészek helyettesítő képei

Az impedanciamérés területén végzett kutatásokat a lehető legegyszerűbb passzív kétpólusok, ellenállások, kondenzátorok és tekercsek mérésével érdemes kezdeni. A forgalomban levő ellenállások, induktivitások és kapacitások sorozatgyártással készülnek, ebből következően ezek értéke nem mindig 100%-os pontosságú. Az alkatrészen általában feltüntetik a tűrést, amely megadja, hogy a névleges értékhez képest mennyivel térhet el az alkatrészt jellemző mennyiség valódi értéke. A következőkben vizsgáljuk meg, mi okozhat parazitahatást a legegyszerűbb kétpólusok esetén.

A dolgozatban szereplő kapcsolási rajzok az LTspice IV programmal készültek. A szimulációkat szintén ezen alkalmazás segítségével végeztem.

2.1.1 Ellenállás



2-1. ábra: Valóságos ellenállás modellje

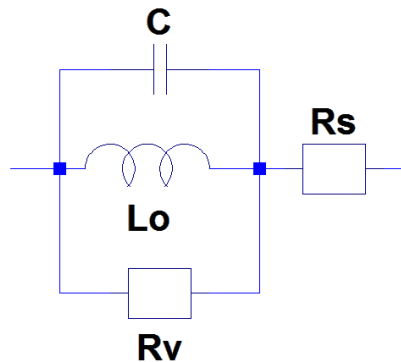
Egy egyszerű huzallellenállás készítése során huzalt tekercselnek fel, általában egy csévetestre. A huzal olyan hosszú, hogy a kívánt ellenállásértéket elérje (R). A tekercselésből adódóan azonban induktivitása is van az elrendezésnek. A menetek között ráadásul kapacitás is van (ez az ún. menetkapacitás). Kapacitása és induktivitása akár a hozzávezetéseknek is lehet. Hasonlóképpen a hozzávezetések induktivitása és kapacitása felületszerelt alkatrészekenél is jelentkezhet. Az eredő impedancia:

$$\begin{aligned} Z(j\omega) &= (R + j\omega L) \times \frac{1}{j\omega C} = \frac{(R + j\omega L) \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R + j\omega L}{1 + (j\omega)RC + (j\omega)^2 LC} \\ &= \frac{R + j\omega L}{1 + (j\omega)RC - \omega^2 LC} \cong \frac{R + j\omega L}{1 + j\omega RC} = \frac{(R + j\omega L) \cdot (1 - j\omega RC)}{1 + (\omega RC)^2} \\ &\cong R + j\omega(L - R^2 C) + \omega^2 RLC \cong R \left[1 + j\omega \left(\frac{L}{R} - RC \right) \right] \end{aligned}$$

A végeredmény többszörös közelítések eredményeképpen jött létre, melyek során a frekvenciával (körfrekvenciával) négyzetesen arányos tagokat elhagytuk. Ennek oka az, hogy e tagok időállandói nagyon kicsik (hiszen ne felejtsük el, hogy L és C kis értékek, mivel csak a parazitahatást jelképezik), hatásuk csak nagy frekvenciákon jelentkezne.

Frekvenciafüggetlen (egyenáramú) esetben éppen az eredeti ellenállásértéket kapjuk vissza. Ha frekvenciafüggéssel is számolni kell, akkor az impedancia fázisa az időállandók függvényében lehet pozitív (induktív jelleg) vagy negatív (kapacitív jelleg) előjelű is. Előbbi kisebb, utóbbi nagyobb ellenállások esetén jellemző.

2.1.2 Tekercs



2-2. ábra: Valóságos tekercs modellje

Tekercs gyártása során az ellenálláshoz hasonlóan csévélük fel a huzalt egy csévetestre. Ebben az esetben azonban éppen a nagy induktivitás létrehozása a cél, tehát ami ellenállásnál parazitahatás volt, itt most az számít elsődlegesnek, a huzal ellenállása pedig parazitahatásnak (az az ún. rézvesztés, az ábrán R_s jelképezi). Vasmag alkalmazása nagyságrendekkel növelheti az induktivitást. A vasmag okozta veszteség hiszterézis- és örvényáramvesztésből áll (előbbi a frekvenciával lineárisan, utóbbi négyzetesen arányos), ezeket a veszteségeket az R_v ellenállás modellezi. A menetek közötti kapacitás továbbra is fennállhat. Kiszámítható az ún. effektív induktivitás:

$$L_{eff} \equiv L = j\omega L_0 \times \frac{1}{j\omega C} = \frac{j\omega L_0}{j\omega L_0 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega L_0}{(j\omega)^2 L_0 C + 1} = \frac{j\omega L_0}{1 - \omega^2 L_0 C}$$

Ennek ismeretében az eredő impedancia:

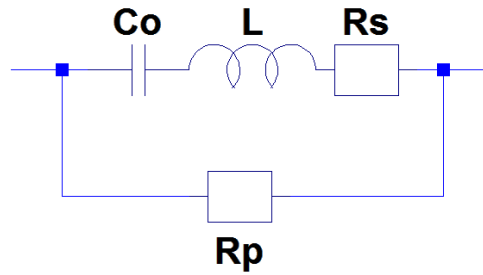
$$Z(j\omega) = j\omega L \times R_v + R_s = \frac{j\omega L \cdot R_v}{j\omega L + R_v} + R_s$$

Vizsgáljunk légmagos tekercset: $R_v \rightarrow \infty$

$$Z(j\omega) \cong j\omega L + R_s = j\omega L \left[1 + \frac{R_s}{j\omega L} \right] = j\omega L \left[1 - j \frac{R_s}{\omega L} \right]$$

Egyenáramú esetben a feltekercselt huzal ellenállását kapjuk eredményül (a tekercs közel rövidzárnak felel meg), frekvenciafüggő esetben az impedancia nagy frekvenciákon számottevően csökken.

2.1.3 Kondenzátor



2-3. ábra: Valóságos kondenzátor modellje

Egy egyszerű kondenzátor két elektródát tartalmaz, melyek között mérhető valamekkora kapacitás (C_0). Tökéletes szigetelőanyag nincs, a szigetelőanyagnak nem zérus a vezetőképessége, ezt jelképezi az R_p ellenállás. A dielektrikumban található dipólusok teljesítményigényét és a hozzávezetések ellenállását R_s szemlélteti. Az esetleges tekercseléseknek és hozzávezetéseknek az induktivitása is megjelenik a helyettesítő képben (L). Az effektív kapacitás (szuszceptanciákkal számolva):

$$C_{eff} \equiv C = j\omega C_0 \times \frac{1}{j\omega L} = \frac{\frac{j\omega C_0}{j\omega L}}{j\omega C_0 + \frac{1}{j\omega L}} = \frac{j\omega C_0}{(j\omega)^2 C_0 L + 1} = \frac{j\omega C_0}{1 - \omega^2 L C_0}$$

Ennek ismeretében az eredő admittancia:

$$Y(j\omega) = j\omega C \times R_s + \frac{1}{R_p} = \frac{j\omega C \cdot R_s}{j\omega C + R_s} + \frac{1}{R_p}$$

- Tegyük fel, hogy $R_s = 0, R_p \neq \infty$

$$Y(j\omega) = j\omega C \left[1 + \frac{1}{j\omega R_p C} \right] = j\omega C \left[1 - j \frac{1}{\omega R_p C} \right]$$

Amennyiben nem tökéletes a dielektrikum, egyenáramú esetben a kondenzátor admittanciája zérus (közel szakadás), frekvenciafüggő esetben az admittancia nagy frekvencián nő.

- Tegyük fel, hogy $R_s \neq 0, R_p \rightarrow \infty$

$$Z(j\omega) = \frac{1}{j\omega C} + R_s = \frac{1}{j\omega C} [1 + j\omega R_s C]$$

Tökéletes dielektrikumot feltételezve a kondenzátor impedanciája nagy frekvencián számottevően növekszik.

2.1.4 Összegzés

Ezek a modellek tehát bizonyítják azt, hogy nincsenek ideális alkatrészeink, figyelembe kell venni azok hibáját. Ezek a hatások rendszeres mérési hibát okoznak. Áramkörök ezekből az elemekből épülnek fel, így helyettesítő képeikkel feltétlenül tisztábban kell lennünk, hogy a továbbiakban felmerülő problémákkal érdemben tudjunk foglalkozni.

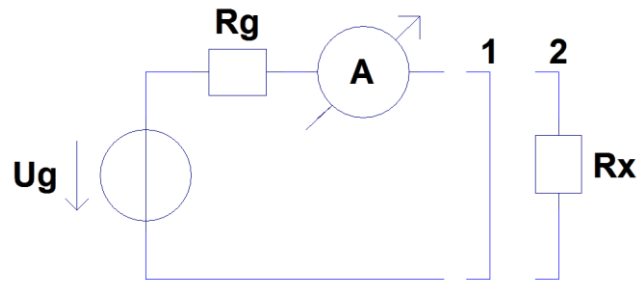
2.2 Impedanciamérési módszerek

Az impedanciamérés természetesen visszavezethető (komplex) feszültség és áram mérésére, a két mennyiség között az Ohm-törvény teremt kapcsolatot. Jóval kényelmesebb megoldás azonban, ha a mérőműszer automatikusan elvégzi az átalakításokat, és már a mért impedancia értékét mutatja. Erre alkalmas műszerek az impedanciaanalizátorok. Impedanciaanalizátor hiányában számos módszer áll rendelkezésre. a következőkben ezeket tekintjük át.

2.2.1 Kis pontosságú DC-mérés

A kis pontosságú DC-módszerek közé tartozik a soros és párhuzamos ohmmérés. Ezek a módszerek két-két lépésből állnak. Az első mindkét esetben egy kalibrációs mérés, melynek során meghatározzuk a maximális mérhető áram, illetve feszültség értékét (előbbinél a mérendő ellenállás helyére rövidzárát kapcsolva, utóbbi esetben szakadást). Második lépésben a mérendő ellenálláson átfolyó áramot, illetve a rajta eső feszültséget mérjük. A gerjesztő feszültség mindkét esetben ismert, ahogyan a generátor belső ellenállása is. Ezekből az adatokból kiszámítható a mérendő ellenállás értéke.

2.2.1.1 Soros ohmmérés



2-4. ábra: Soros ohmmérés

$$1) I_{max} = \frac{U_g}{R_g},$$

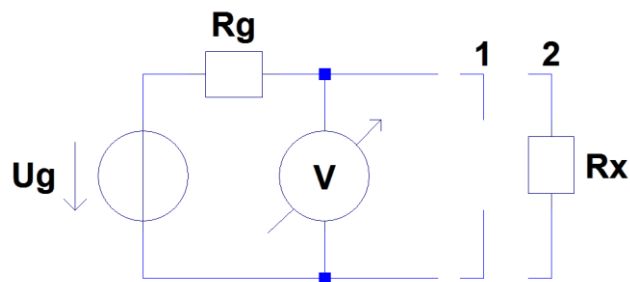
$$2) I = \frac{U_g}{R_g + R_x}$$

$$\frac{I_{max}}{I} = \frac{R_x + R_g}{R_g} \rightarrow R_x = R_g \cdot \left(\frac{I_{max}}{I} - 1 \right)$$

$R_x = \infty$ esetén $I = 0$, míg $R_x = 0$ esetén $I = I_{max}$, tehát a skála fordított, illetve R_x kifejezéséből látszik, hogy nemlineáris.

Problémát okozhat az a tény, mely szerint az ampermérő nem feltétlen ideális. Az ideális ampermérő belső ellenállása zérus, rajta feszültség nem esik. Amennyiben mindez nem teljesül, számolnunk kell a feszültségosztással is, így az eredmény pontatlanabb.

2.2.1.2 Párhuzamos ohmmérés



2-5. ábra: Párhuzamos ohmmérés

$$1) U_{max} = U_g$$

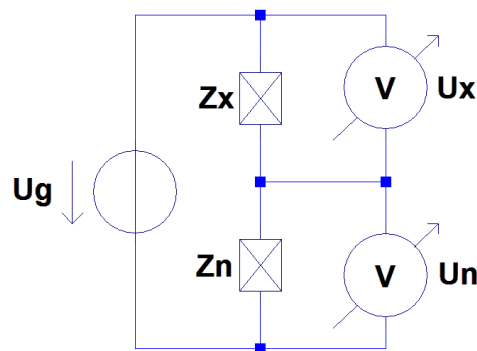
$$2) U = U_g \cdot \frac{R_x}{R_g + R_x}$$

$$\frac{U_{max}}{U} = \frac{R_x + R_g}{R_g} \rightarrow R_x = R_g \cdot \frac{U}{U_{max} - U}$$

$R_x = 0$ esetén $U = 0$, míg $R_x = \infty$ esetén $U = U_{max}$, tehát a skála egyenes, ám R_x kifejezéséből látszik, hogy az előzőhöz hasonlóan nemlineáris.

Az ideális voltmérő végtelen ellenállású, rajta áram nem folyik. A gyakorlatban használt voltmérők ellenállása nem végtelen (legtöbbször $M\Omega$ nagyságrendű, még a korszerűbb, digitális műszereké is), így a rajtuk átfolyó áram következtében a mérés pontossága csökken.

2.2.2 A feszültség-összehasonlítás módszere



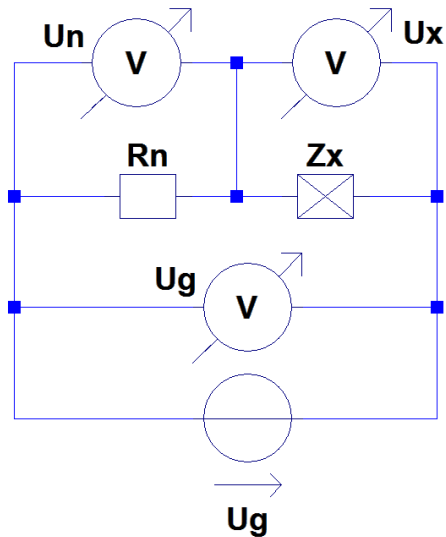
2-6. ábra: A feszültség-összehasonlítás módszere

$$Z_x = Z_n \cdot \frac{U_x}{U_n}$$

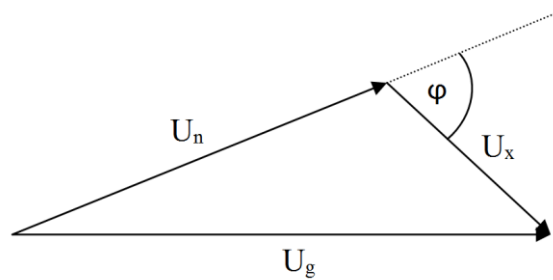
A Z_n impedancia nagyon pontos, értéke ismert, gyakran tisztán valós (R_n). A gerjesztő feszültség szinuszos. Z_x értéke szoftveresen, analóg-digitális átalakítás után határozható meg pontosan. Egyszerű műszerek használata esetén problémát okoz, hogy U_x nem a földhöz képest mérhető, a közösjel-elynyomáshoz tehát műveleti erősítőre van szükség. Emellett a voltmérők effektív értéket mérnek, így a fázistolás nem érzékelhető, csak szoftveresen.

2.2.3 Kis pontosságú AC-mérés

2.2.3.1 Három voltmérős módszer



2-7. ábra: Három voltmérős módszer



2-8. ábra: A három voltmérős módszerrel mért feszültségek

Az áramkörben folyó áram abszolútértéke állandó, ebből kifejezhető a mérendő impedancia abszolútértéke (a feszültségek effektív értékek, hiszen a voltmérő leggyakrabban ezt mutatja):

$$\frac{U_x}{|Z_x|} = \frac{U_n}{R_n} \rightarrow |Z_x| = R_n \cdot \frac{U_x}{U_n}$$

A fázist legegyszerűbben koszinusztétellel határozhatjuk meg:

$$\cos\varphi = \frac{U_g^2 - U_n^2 - U_x^2}{2 \cdot U_x \cdot U_n}$$

A feszültségek közötti fázistolást a mérendő impedancia fázisa okozza, így annak exponenciális alakja:

$$\bar{Z}_x = |Z_x| \cdot e^{j\varphi}$$

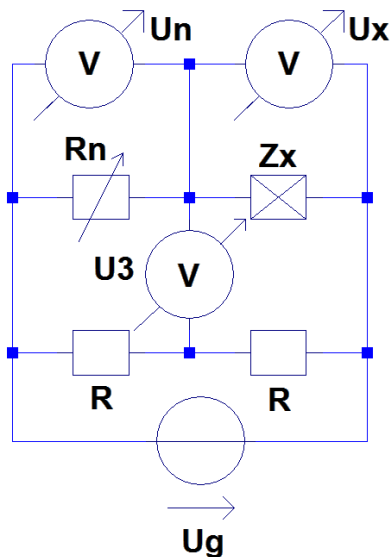
A módszer a mérendő impedancián disszipálódó hatásos teljesítmény mérésére is alkalmas:

$$P = U_x \cdot I_x \cdot \cos\varphi = U_x \cdot \frac{U_n}{R_n} \cdot \cos\varphi = \frac{U_g^2 - U_n^2 - U_x^2}{2 \cdot R_n}$$

2.2.4 Mérőhidak

Kevésbé korszerű módja az impedanciamérésnek a Wheatstone-mérőhidak alkalmazása. A módszerek alapja leggyakrabban az, hogy a mérendő impedanciát az egyik hídágba helyezzük, vele sorosan egy változtatható ellenállás (impedancia) kapcsolódik, melynek változtatásával a hidat igyekszünk kiegyenlíteni. Amennyiben a hídkiegyenlítés fennáll, a változtatható elem értékéből következtethetünk a mérendő impedancia értékére. A két hídág közé gyakran kapcsolunk nullindikátort (nullmódszeres mérés). Ezt használjuk például a Maxwell–Wien-híd esetén, mely soros RL helyettesítő kép mérésére alkalmas.

A Grützmacher-híd esetén nem a hídkiegyenlítés a cél. Ebben az esetben arra törekszünk, hogy a változtatható ellenálláson eső feszültség éppen megegyezzen a mérendő impedancia feszültségével. Ekkor a gerjesztő feszültség ismeretében meghatározható az impedancia fázisszöge, abszolútértéke pedig éppen a változtatható ellenállás értékével egyezik meg.

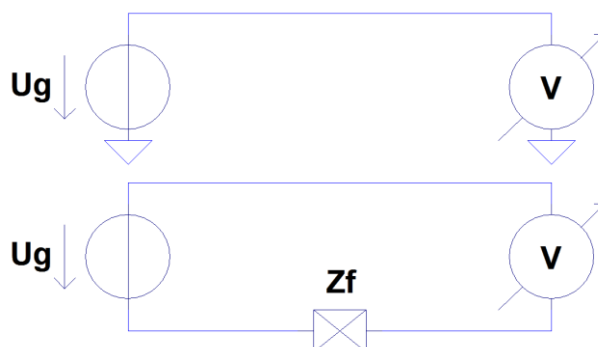


2-9. ábra: Grützmacher-híd

2.3 Mérőhálózatok zavarérzékenysége

Elektronikai méréseknél nem elhanyagolható a mérőműszer és a mérendő objektum távolsága, a legtöbb esetben nem lehet tetszőlegesen rövid kábellel kivitelezni a csatlakozást. Ideális összekötő vezeték nem létezik, hiszen még az árnyékolt kábelek is rendelkeznek ellenállással, induktivitással, kapacitással. Impedanciamérés esetén mindez a mérési pontosság csökkenését okozhatja. A következőkben megvizsgáljuk azt, hogy miként lehet az összekötő kábelek hatását csökkenteni, esetlegesen teljes egészében kiküszöbölni.

2.3.1 „Egyvezetékes” mérés

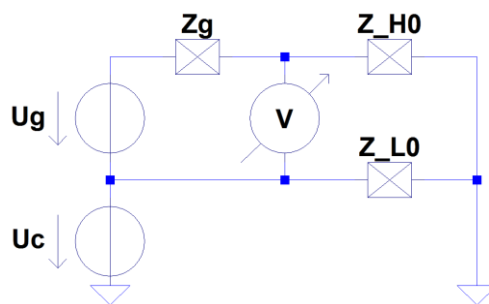


2-8. ábra: „Egyvezetékes” mérés

Elsőként tételezzük fel az ábrán látható egyszerű esetet: egy feszültséggenerátor által szolgáltatott feszültséget szeretnénk megmérni, a generátortól távol, egy voltmérő

segítségével. Azért nevezhetjük ezt a konfigurációt „egyvezetékes” mérésnek, mert vezetéket valóban egyet használunk a generátor és a voltmérő összekötésére, az eszközök egy-egy pólusa pedig földelt. A föld jó vezető, ugyanakkor nem tökéletes, ezt szemlélteti a Z_f földelési ellenállás, melyen zavaráram folyhat keresztül. A földelési ellenálláson eső feszültség hozzáadódik a mért feszültséghez, meghamisítva ez által a mérést. Az alapvető probléma tehát már ennek az egyszerű esetnek a vizsgálatakor is fennáll.

2.3.2 Kétvezetékes mérés



2-9. ábra: Kétvezetékes mérés

Kétvezetékes mérés esetén a voltmérő két kivezetéséhez egy-egy vezeték tartozik, ezek impedanciája Z_{H0} és Z_{L0} . A generátor belső ellenállása Z_g , U_c a közös feszültség, mely ideális esetben zérus. Tegyük fel, hogy a voltmérő a csatlakozó vezetésektől eltekintve ideális. A mért feszültség:

$$U_m = U \cdot \frac{Z_{H0}}{Z_{H0} + Z_g} + U_c \cdot \left(\frac{Z_{H0}}{Z_{H0} + Z_g} - 1 \right) = U \cdot \frac{Z_{H0}}{Z_{H0} + Z_g} + U_c \cdot \frac{-Z_g}{Z_{H0} + Z_g}$$

Tegyük fel, hogy a generátorunk ideális, azaz nincs belső ellenállása (impedanciája), ekkor:

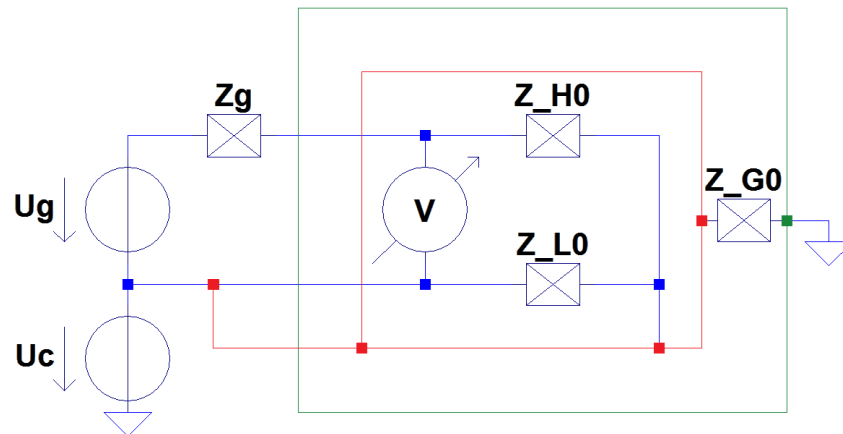
$$U_m \cong U - U_c \cdot \frac{Z_g}{Z_{H0}}$$

A végeredményből látható, hogy a közös feszültség kétféleképpen csökkenthető:

- ideális generátor választásával
- a voltmérő tökéletes szigetelésével $Z_{H0} \rightarrow \infty$

A közös feszültség teljes egészében kiküszöbölhető, amennyiben háromvezetékes mérést alkalmazunk.

2.3.3 Védőárnyékolás alkalmazása



2-10. ábra: Védőárnyékolás alkalmazása

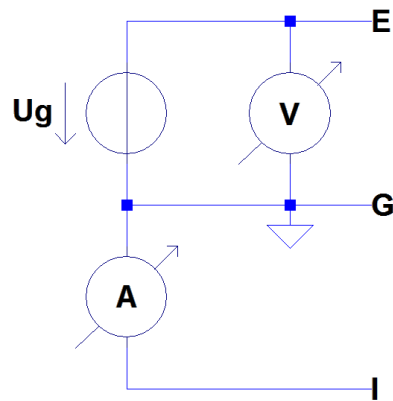
Az ábrán pirossal jelölt árnyékolás (guard) alkalmazásával a közös feszültség mérésre gyakorolt hatása kiküszöbölhető. Elképzelhető azonban, hogy a közös feszültség olyan nagy, hogy akár áramütés is létrejöhet a guard megérintésekor. Ennek elkerülése érdekében alkalmazzuk a zölddel jelölt érintésvédelmi árnyékolást.

Az így ábrázolt konstrukció tökéletesen működik, ha azt feltételezzük, hogy nincsenek külső zavarjelek. Azonban abban az esetben, ha más áramkörök is vannak a mérőkör közelében, különböző jellegű csatolások alakulhatnak ki. A szigetelés meghibásodása, szennyeződések, vagy a levegő páratartalma következtében konduktív, a hurkok miatt induktív csatolás (csavart érpárral kiküszöbölhető) alakulhat ki. Közös kábelcsatorna esetén kapacitív csatolás is fennállhat. A kapacitív és konduktív csatolás ellen árnyékolt kábellel lehet védekezni (leggyakrabban koaxiális kábel).

2.4 Impedanciamérő műszer zavarérzékenysége

Az előző fejezetben tett megállapítások alapján azt a következtetést vonhatjuk le, hogy koaxiális kábel alkalmazásával a külső zavarjelek csökkenthetők (jó esetben teljes egészében kiküszöbölhetők). Nem oldottuk meg azonban azt a problémát, mely szerint a hozzávezetések nem tökéletesek, azaz rendelkezhetnek ellenállással, induktivitással, kapacitással, és ezek a mérést befolyásolják (gyakorlatilag hozzáadódnak a mérendő impedanciához). A következőkben azt vizsgáljuk, hogy ezek a hatások hogyan csökkenthetők.

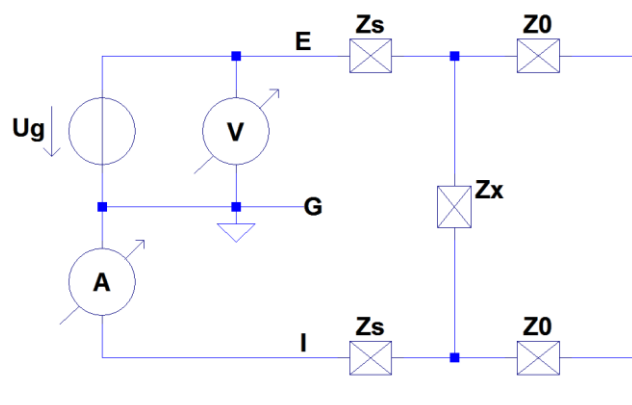
2.4.1 Az impedanciamérő műszer modellje



2-11. ábra: Impedanciamérő műszer modellje

Az impedanciamérő tartalmaz egy generátort (feltesszük, hogy ennek nincs belső ellenállása), mely a méréshez szükséges feszültséget szolgáltat. A műszerben található ampermérőt és voltmérőt ideálisnak tételezzük fel. A műszernek három bemenete van, melyeket leggyakrabban E , G , I bemeneteknek nevezzük.

2.4.1.1 Kétvezetékes impedanciamérés

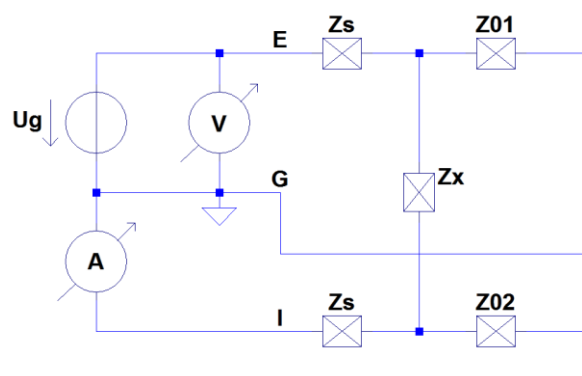


2-12. ábra: Kétvezetékes impedanciamérés nem árnyékolt kábel alkalmazásával

Kétvezetékes mérés esetén az impedanciamérő G bemenetét nem használjuk. Az impedanciát és a műszer összekötő vezeték ellenállását, induktivitását, kapacitását a Z_s koncentrált elemmel jelképezzük. Z_0 szemlélteti az ún. szórt impedanciák hatását, melyek a mérendő impedancia környezethez való csatlakozásának következtében jönnek létre (pl. műszerdoboz).

Kétvezetékes mérés esetén a jelölt impedanciák meghamisítják a mérést, hiszen vagy sorosan (Z_s) vagy párhuzamosan (Z_0) kapcsolódnak a mérendő impedanciával. A további módszerek alkalmazásakor ezek hatásának kiküszöbölése a cél.

2.4.1.2 Háromvezetékes impedanciamérés



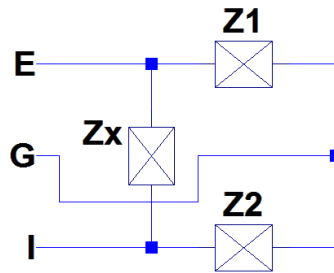
2-13. ábra: Háromvezetékes impedanciamérés, nem árnyékolt kábel alkalmazásával

Az előző modellhez képest annyi változás történt, hogy a műszer (földelt) G bemenetét összeköttöttük a földdel vagy fémlemezzel, amellyel a mérendő impedancia kapcsolatban van. Tegyük fel ebben az esetben, hogy a hozzávezetések Z_s impedanciája elhanyagolható. Ekkor (ha az ampermérő ideális, azaz nincs belső ellenállása) a Z_{02} szórt impedancián nem folyik áram, mivel mindkét pólusa a földhöz kapcsolódik, tehát az árammérést nem hamisítja meg. Z_{01} pedig nem okoz hibát sem a feszültségmérésben, sem az árammérésben, hiszen csupán a mérendő impedanciával párhuzamosan kapcsolódó elemet jelent, így a kettő feszültsége megegyezik, a rajta átfolyó áram pedig átfolyik az ampermérőn is. A szórt impedanciák hatása tehát kiküszöbölhető ezzel a módszerrel.

Amennyiben az ampermérő nem ideális, illetve a vezetékek impedanciáját nem hanyagoljuk el (de mindkettőről feltételezzük, hogy közel zérus), a Z_{02} impedancián folyó áram még mindig elhanyagolható nagyságú.

Ez a módszer a szórt impedanciák hatását kiküszöböli, a hozzávezetések impedanciáját azonban nem, így azok teljes egészében hozzáadódnak a mérendő impedancia értékéhez.

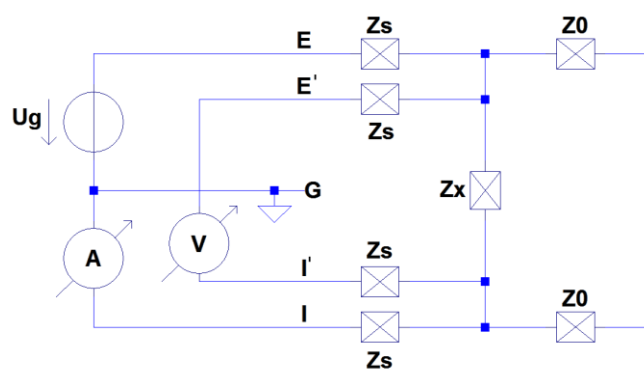
A háromvezetékes mérés esetén érdemes megvizsgálni, hogy mi a teendő olyankor, ha a mérendő impedancia egy hálózatban található, és nem vehető ki onnan. Ezzel a módszerrel ebben az esetben is megmérhető az impedancia (in circuit mérés), amennyiben a mérendő impedanciához kapcsolódó impedanciák közös pontját a műszer G bemenetéhez csatlakoztatjuk:



2-14. ábra: In circuit mérés

Az in circuit mérés akkor is végrehajtható ezzel a módszerrel, ha a Z_1 és Z_2 impedanciák a mérendő impedanciával azonos nagyságrendűek, hiszen azok hatását teljes mértékben kiküszöböli, a korábban leírt megfontolások alapján.

2.4.1.3 Négyvezetékes impedanciamérés



2-15. ábra: Négyvezetékes impedanciamérés, nem árnyékolt kábelek alkalmazásával

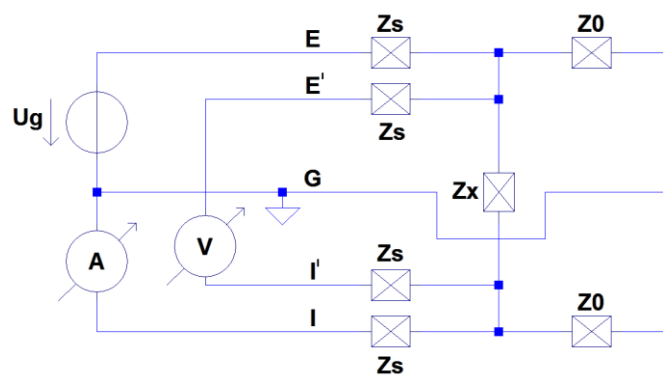
Amennyiben a voltmérő és az ampermérő ideális, a csatlakozó vezetékek impedanciája nem befolyásolja a mérést, mivel a voltmérőn keresztül nem folyik áram, kizárólag az ampermérőn. Nem ideális ampermérőt feltételezve annak ellenállása tulajdonképpen része a hozzávezetés ellenállásának, az árammérés hibája tehát nem nő. Nem ideális voltmérőt feltételezve a voltmérőn folyó áram hiba jellegű mennyiség, és mivel a voltmérőhöz kapcsolódó elemek is hiba jellegűek, így az eredő hiba elhanyagolhatóan kicsi.

A szórt impedanciák hatását a négyvezetékes mérés nem küszöböli ki, így a mért impedancia:

$$Z_m = Z_x \times 2Z_0$$

Kis impedanciák mérése esetén nem okoznak nagy hibát a szórt impedanciák, így azt mondhatjuk, hogy ilyen esetben legtöbbször megfelelő a négyvezetékes mérés alkalmazása, nincs feltétlenül szükség ötvezetékes mérésre.

2.4.1.4 Ötvezetékes impedancia mérés



2-16. ábra: Ötvezetékes impedanciamérés, nem árnyékolt kábelek alkalmazásával

Az ötvezetékes mérés a korábban ismert összes módszer hatását egyesíti: a háromvezetékes mérésnél látott megállapítások itt is érvényesek, ezek miatt a Z_0 szórt impedanciák hatása megszűnik, a négyvezetékes mérésnél ismertetett tények miatt a hozzávezetések impedanciája hanyagolható el.

A modell korlátaig tehát minden zavaró hatást kiküszöböltünk, amennyiben a mérőműszereket ideálisnak tételeztük fel.

2.4.1.5 Árnyékolt kábelek alkalmazása

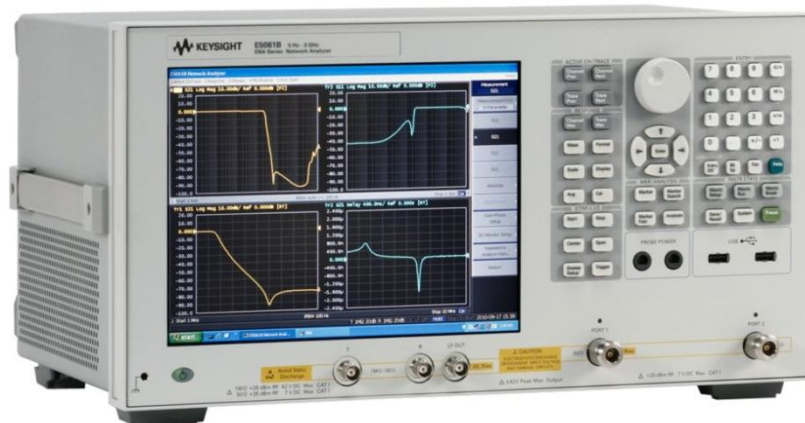
Árnyékolt kábelek alkalmazásával a külső zavarok is kiküszöbölhetők, melyek a mérést befolyásolnák. Koaxiális kábelek használata esetén is lehetőség van 2, 3, 4 és 5 vezetékes (a továbbiakban többvezetékes) mérésekre, az előzőekhez teljesen hasonló hatással bír több vezeték alkalmazása. A gyakorlatban az impedanciamérő műszereket árnyékolt kábelen keresztül kötjük össze a mérendő impedanciával. Figyelembe kell venni azonban, hogy a koaxiális kábelek nem ideálisak, hiszen ezeknek is van hosszegységre eső ellenállása, induktivitása, kapacitása, a továbbiakban ezek rendkívül nagy hangsúlyt kapnak.

A többvezetékes mérések esetén a gyakorlatban legtöbbször összefogják a koaxiális kábeleket, és egy közös külső árnyékolással veszik körbe. A kábelek végét leggyakrabban csipeszekkel fogják össze, mely megkönnyíti a mérendő objektum csatlakoztatását (pl. Kelvin-csipesz). A G -vezeték általában a többi kábeltől külön fut, és szintén csipeszben végződik.

3. Az Agilent E5061B hálózatanalizátor

A következőkben áttekintjük az Agilent E5061B hálózatanalizátor legfontosabb funkcióit és ismérveit, különös tekintettel azokra, melyek az impedanciamérés során jelentőséggel bírnak. Mindenekelőtt fontos ismételt megjegyezni azt, hogy a hálózatanalizátor alapvetően átviteli függvény mérésére való, és ez által hálózatok és rendszerek frekvenciafüggő analizására, ám a feladat éppen annak a vizsgálata, hogy lehet-e a műszert másra, egészen konkrétan impedanciamérésre használni. Ez az ellentmondás alkalmanként nehézségeket okoz (lásd később, az áramkör tervezésénél), melyekkel számolni kell.

3.1 Az Agilent E5061B hálózatanalizátor felépítése



3-1. ábra: Az Agilent E5061B LF-RF hálózatanalizátor [2]

A hálózatanalizátor felépítésénél három egységről kell szót ejteni. Az alsó részen találhatóak a méréseket lehetővé tevő csatlakozók. A két port ismertetése a következő fejezetek témája.

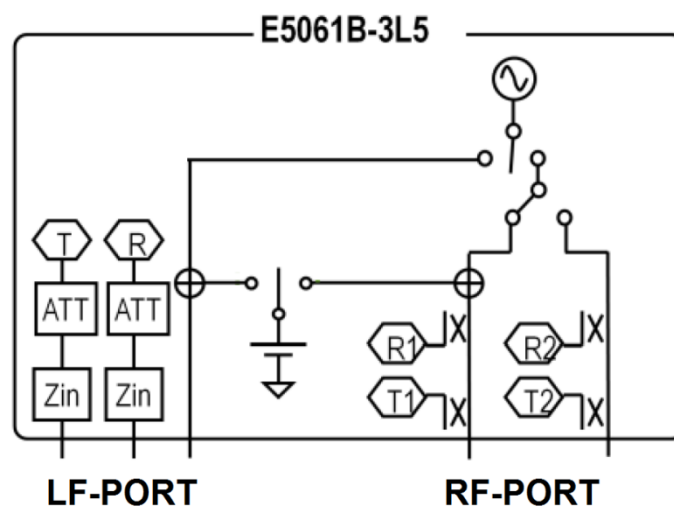
Jobb oldalt található az analizátor kezelését segítő gombok. A jobb felső sarokban található numerikus billentyűzet segítségével beállítható például a frekvenciasáv, vagy a különböző szűrők sávszélessége. A mértékegységek megadását megkönnyítve az egyes prefixumok is a gombokhoz rendelve. A numerikus gombok alatt található gombokkal lehet például adott beállításokat elmenteni és betölteni.

A középső sávban találhatóak a navigációt segítő gombok. Ezekre nem feltétlenül lenne szükség, hiszen az érintőkijelző helyettesíti őket, de adott felhasználó

esetén kényelmesebb lehet a használatuk. A navigáló gombok alatti billentyűkkel jelölőket (markereket) helyezhetünk el a grafikonokon, melyek megkönnyítik az eredmények pontos leolvasását.

A bal oldali sávban található gombokkal az analizátor menüpontjait érhetjük el egy gombnyomással. Ugyanezt akár az érintőkijelzőn is megtehetjük, de a gombok használata esetén nem kell például görgetni, hanem azonnal hozzáférhetünk a kívánt menüponthoz.

A műszer bal oldalán található a kijelző. Itt láthatóak a mérési eredményeket tartalmazó grafikonok. Jobb oldalon találjuk meg a menüt, melynek elemeire kattintással további funkciók közül is választhatunk.

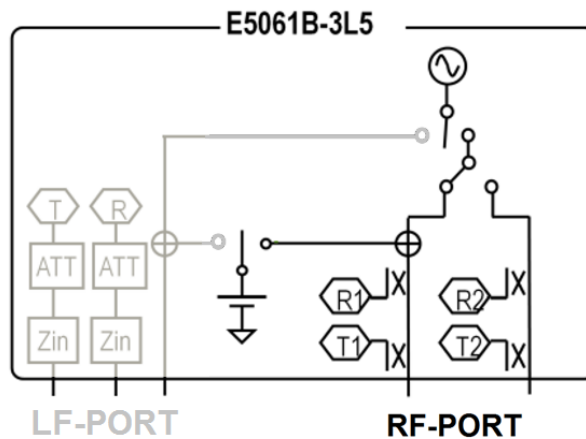


3-2. ábra: A hálózatanalizátor belső felépítése

A hálózatanalizátor generátorának frekvenciája 5 Hz – 3 GHz tartományban szabályozható. Amennyiben valamelyik porton méréseket végzünk, a generátor értelemszerűen azt a portot táplálja. Középen található egy beépített DC Bias-áramforrás (maximális DC feszültsége 40 V, árama 100 mA), mely olyan mérések során használható, ahol előfeszítésre van szükség (az impedanciamérés témakörében maradva például polarizált kondenzátorok kapacitásának mérése során).

3.2 Az RF-port (S-port)

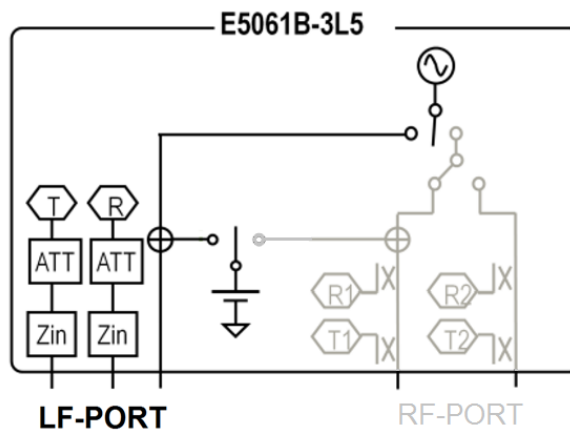
A rádiófrekvenciás port a műszer jobb alsó sarkában található. Ezen a porton 5 Hz-től 3 GHz-ig lehetséges méréseket végezni.



3-3. ábra: A rádiófrekvenciás port

A nagyfrekvenciás porton szórási paraméterek mérése lehetséges. A két csatlakozó lehetővé teszi (földelt) négy-pólusok csatlakoztatását is, de csupán egy csatlakozó használatával természetesen kétpólusok is mérhetők. A továbbiakban ezzel a porttal nem foglalkozunk, a dolgozat témája ugyanis az alacsonyfrekvenciás porton történő impedanciamérés.

3.3 Az LF-port (Gain-Phase port)



3-4. ábra: Az alacsonyfrekvenciás port felépítése

Az alacsonyfrekvenciás port felépítése viszonylag egyszerű: az *LF OUT* kimeneten adja ki a műszer a gerjesztést, ezt kapcsoljuk a mérendő objektum bemenetére, melyet (lehet hálózat, rendszer, a mi esetünkben impedancia) meghatározott elrendezések szerint az *R* és a *T* bemenetek közé kell kapcsolni. A műszer képes mérni a feszültséget az *R* és *T* bemeneten külön-külön, illetve a két bemeneten fellépő feszültségek arányát is (a továbbiakban kizárólag ezt fogjuk felhasználni). Az *R* bemeneten tehát az analizátor újra megméri („visszaméri”) a

gerjesztő jelet. Erre azért van szükség, mert elképzelhető, hogy van fázistolás a generátor jele és az itt mért feszültség között, illetőleg az amplitúdó is csökkenhet. Ez a mérés lehetővé teszi, hogy pontosabban lehessen amplitúdó- és fáziskarakterisztikát mérni (ezeket az eltéréseket a továbbiakban hallgatólagosan elhanyagoljuk, és ideális generátort feltételezünk).

Az ábrán nem látható, de a generátor belső ellenállása 50Ω . A továbbiakban feltételezzük, hogy ez az ellenállás ideális (nincs induktivitása, kapacitása), pontos, és egyetlen koncentrált paraméterű elemmel leírható (lásd később, a mérési elrendezéseknél). Az R és T bemenetek bemeneti ellenállása változtatható, mindkét esetben 50Ω és $1 \text{ M}\Omega$ közül választhatunk, ezt a beállítást a menüben lehet megtenni (miután kiválasztottuk a Gain-Phase portot). Miután mérési módszert választunk, mindig érdemes elgondolkodni azon, hogy milyen bemeneti ellenállásokat használjunk (a későbbiekben ismertetett módszerek esetén bemutatjuk, hogy milyen tényezőket érdemes figyelembe venni). Ahogyan a generátor ellenállása esetén is, úgy az R és T bemeneti ellenállások esetén is azt feltételezzük a továbbiakban, hogy ezek ideális, pontos, frekvenciafüggetlen értékűek, és koncentrált paraméterű modellel leírhatók (tehát egyetlen ellenállással).

Az R és T bemenet csillapítása manuálisan beállítható: 0 dB (nincs csillapítás) és 20 dB (alapértelmezett) közül választhatunk a menüben. A továbbiakban kizárólag 20 dB -es csillapítással számolunk.

Az alacsonyfrekvenciás portra BNC koaxiális csatlakozókkal lehet kapcsolódni. Ez több lehetőséget is kínál, melyekre részletesen kitérnek a dolgozat további fejezetei. Nevezetesen lehetséges például BNC csatlakozóban végződő koaxiális kábelekkel csatlakoztatni a mérendő objektumot (a kábelek okozta mérési hibák elemzését lásd később), ilyenkor a kábelek célszerűen banándugóra húzható csipeszben végződnek. Az elkészült nyomtatott áramkör esetén falra szerelt (bulkhead) BNC csatlakozókkal találkozhatunk.

A továbbiakban megismerkedünk két, az LF-porton kivitelezhető mérési eljárással, ezek pontosságával, hibáival, felhasználási lehetőségeivel, illetve a módszereket magában foglaló mérőrendszer megtervezésével.

4. Impedanciamérés a hálózatanalizátorral

Az Agilent által a műszerhez mellékelte Impedance Measurement with E5061B LF-RF Network Analyzer [1] című dokumentum a hálózatanalizátor impedanciamérésre alkalmas funkcióit hivatott megismertetni a felhasználóval. Ez a rövid összefoglaló bemutatja a műszer felépítését, működését, illetve néhány impedanciaanalizátor műszer működési elvét írja le.

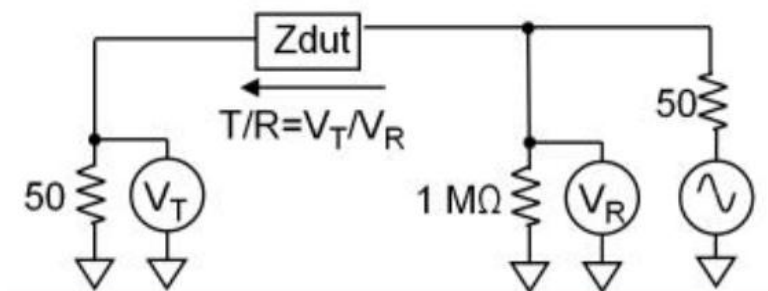
Ebben a dokumentumban található az alacsony frekvenciás porton végrehajtható két mérési módszer, a series-thru és a shunt-thru metódus. A következő két fejezet e módszerek bemutatására szolgál. Megismerhetjük a konstrukciókat, az ajánlott alkalmazási tartományokat. A későbbiekben a módszerek hibáinak elemzésével is foglalkozunk.

Mindkét mérési elrendezés megvalósítható az S-porton is, de a továbbiakban csak a Gain-Phase portra fókuszálunk. A mérések során a műszerrel kizárólag az R és T bemeneteken fellépő feszültségek arányát mérjük:

$$A = \frac{U_T}{U_R}$$

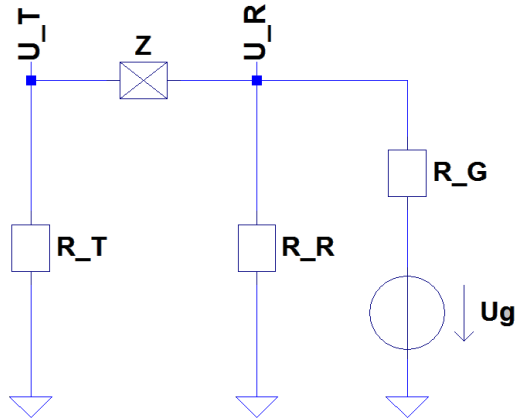
A továbbiakban az A -val jelölt mennyiségre leggyakrabban átvitelként hivatkozunk.

4.1 Series-thru metódus



4-1. ábra: Series-thru metódus [1]

Series-thru metódus esetén a mérendő impedanciát az R és T bemenetek közé kapcsoljuk, ahogyan az ábrán is látható. Ebből kifolyólag földelt kétpólus ezzel a módszerrel nem mérhető. Az alábbi ábrán már a konvencionális jelölések szerepelnek:



4-2. ábra: Series-thru módszer

A hálózatanalizátor a bemeneteken mért feszültségek arányát méri:

$$A = \frac{U_T}{U_R}$$

A mérendő impedancia értéke egy feszültségosztó képlet alkalmazása után könnyedén számítható a mért eredményekből:

$$U_T = U_R \cdot \frac{R_T}{Z + R_T} \rightarrow A = \frac{U_T}{U_R} = \frac{R_T}{Z + R_T}$$

$$A \cdot (Z + R_T) = R_T \rightarrow A \cdot Z = R_T \cdot (1 - A)$$

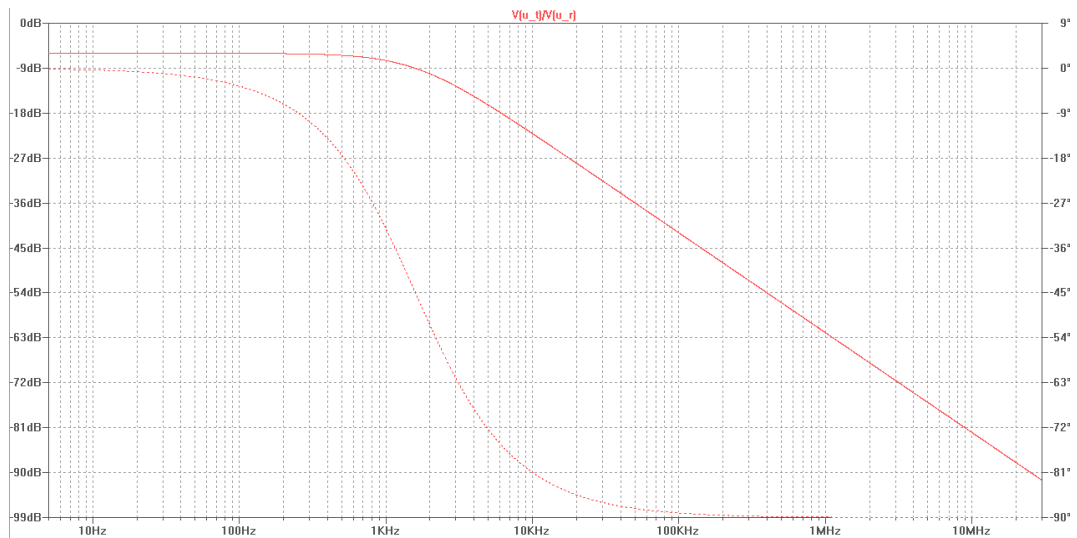
$$Z = R_T \cdot \frac{1 - A}{A}$$

A mérendő impedancia kiszámításához tehát kizárólag a mért átvitelre (mely tisztán rezisztív elem mérésekor valós, egyébként komplex szám), illetve a T bemenet bemeneti ellenállásának értékére van szükség, (elvileg) nem függ a gerjesztő feszültségtől, a generátor belső ellenállásától, illetve az R bemenet bemeneti ellenállásától sem.

A korábban leírtaknak megfelelően feltételeztük azt, hogy a bemeneti ellenállások tisztán rezisztívek, értékük pontos. Egyelőre mindenfajta bizonyítás nélkül fogadjuk el, hogy az R bemenet bemeneti ellenállását ennél a módszernél célszerű 1 MΩ nagyságúra választani (a mérési hibák elemzésénél ez a feltevés bizonyítást nyer), míg a T bemenet bemeneti ellenállását 50 Ω-ra.

A gyártó a mérési pontosság tekintetében is szolgál specifikációval: ennél a módszernél 5 Ω – 20 kΩ tartományon belül garantálja a 10%-nál nem nagyobb mérési hibát. A továbbiakban tegyük fel, hogy ezt elfogadjuk, és csak olyan impedanciákkal foglalkozunk, melyek beleesnek ebbe a tartományba.

Végezzünk el egy szimulációt, mely szemlélteti a metódus helyes működését! Legyen a mérendő impedancia egy 10 mH induktivitású tekercs, melynek 50Ω soros ellenállása van. 5 Hz – 30 MHz frekvenciatartományon elvégezve a szimulációt a következő grafikon adódik (folytonos vonallal az átvitel függvénye, szaggatott vonallal a fázis szerepel az ábrán):



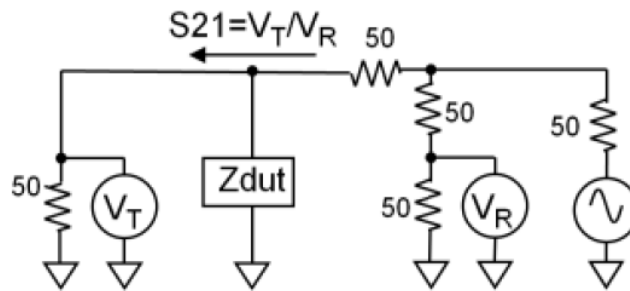
4-3. ábra: Tekercs mérése series-thru metódussal (szimuláció)

Amennyiben egy hasonló tulajdonságokkal rendelkező tekercset kapcsolnánk a hálózatanalizátor bemenetei közé, hasonló grafikont kapnánk (természetesen az ábrán egy ideális „mérés” eredménye látható, a valóságban mérési hibák is jelentkeznek, lásd később). Az ábrán az átvitel értéke látható, a frekvencia függvényében. Az értékek dB-ben olvashatók le a grafikonról, ebből számítható az arányszám:

$$A = 10^{\frac{A_{dB}}{20}}$$

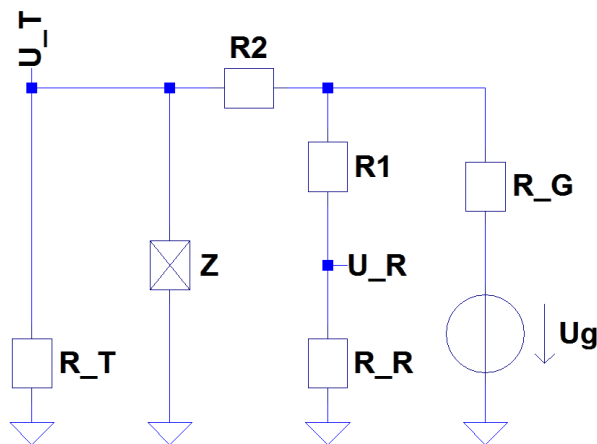
A mért impedancia értéke ebből a már megismert összefüggés alapján számolható. Amennyiben fázisdiagramot is ábrázolunk, leolvasható a fázis, és ezek alapján az impedancia valós és képzetes része kiszámítható, ezáltal meghatározható a tekercs ellenállása és induktivitása (célszerűen soros RL helyettesítő kép felírásával). Kényelmesebb megoldás azonban az analizátor egyenletszerkesztő funkcióját használni: a nyomógombok segítségével be lehet írni a függvényt, amit ábrázolni szeretnénk. Lehetőség nyílik a valós és képzetes részek külön történő ábrázolására, ezáltal könnyebben leolvasható az eredmény. Az impedanciát ábrázoló diagramoknál a frekvenciatengely logaritmikus, a függőleges tengely általában dB-skálázott, de érdemes (induktivitás illetve kapacitás esetén különösen) lineáris skálát alkalmazni, így jobban látható a mennyiségek esetleges változása vagy éppen állandósága.

4.2 Shunt-thru metódus



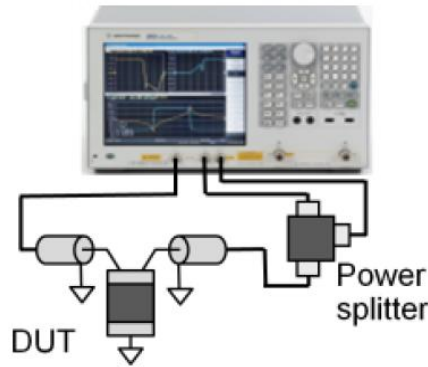
4-4. ábra: Shunt-thru metódus [1]

Shunt-thru metódus esetén a mérendő impedancia egyik pólusát mind az R , mind a T bemenethez csatlakoztatni kell, másik pólusát a közös földdel kell összekötni. Ez a módszer tehát alkalmas földelt kétpólusok mérésére is. Az alábbi ábrán már a konvencionális jelölések szerepelnek:



4-5. ábra: Shunt-thru metódus

A series-thru metódushoz képest két változás látható: a mérendő impedancia bekötése más, illetőleg bekerült két ellenállás az áramkörbe (R_1 és R_2), ezek $50 - 50 \Omega$ értékűek. Amennyiben koaxiális kábeleket alkalmazunk a mérendő impedancia csatlakoztatásához, a következőképpen fest a mérési elrendezés:



4-6. ábra: Shunt-thru metódus power splitterrel

Az ábrán látható ún. power splitter egy frekvenciafüggetlen feszültségosztó, melyet az áramköri rajzon a két ellenállás jelképez. Ezekre az ellenállásokra:

$$R_1 = R_2 := R^* = 50 \Omega$$

Az R^* ellenállásokról a hálózatanalizátor bemeneti ellenállásaihoz hasonlóan feltételezzük, hogy azok pontos, frekvenciafüggetlen értékűek, és koncentrált paraméterű modellel leírhatók. A későbbiekben röviden megvizsgáljuk, hogy mi történik, ha nem teljesül ez a feltételezés.

Shunt-thru metódusnál a bemeneti ellenállásokat egyaránt 50Ω nagyságúra választjuk (a bizonyítást lásd később). Ekkor fennáll, hogy:

$$R_R = R_T = R_1 = R_2 = R^* = 50 \Omega$$

Ezek az összefüggések egyszerűsítésekre adnak lehetőséget néhány sorral lejjebb. A hálózatanalizátor ebben az esetben is az átvitelt méri:

$$A = \frac{U_T}{U_R}$$

Jelöljük az ábrán az R_1 és R_2 ellenállások közös pólusának potenciálját Φ -vel. Írjunk fel csomóponti egyenletet elsőként az U_R potenciálú pontra, majd fejezzük ki ebből a Φ potenciált:

$$U_R: \frac{U_R}{R_R} + \frac{U_R - \Phi}{R_1} = 0$$

$$U_R \cdot R_1 + U_R \cdot R_R - \Phi \cdot R_R = 0 \rightarrow U_R \cdot R_1 + U_R \cdot R_R = \Phi \cdot R_R$$

$$\Phi = U_R \cdot \left(\frac{R_1}{R_R} + 1 \right)$$

Írjunk fel csomóponti egyenletet az U_T potenciálú pontra, és fejezzük ki ebből is a Φ potenciált:

$$U_T: \frac{U_T}{R_T} + \frac{U_T}{Z} + \frac{U_T - \Phi}{R_2} = 0$$

$$U_T \cdot Z \cdot R_2 + U_T \cdot R_T \cdot R_2 + U_T \cdot R_T \cdot Z - \Phi \cdot R_T \cdot Z = 0$$

$$U_T \cdot (R_2 \cdot Z + R_T \cdot R_2 + R_T \cdot Z) = \Phi \cdot R_T \cdot Z$$

$$\Phi = U_T \cdot \left(\frac{R_2}{R_T} + \frac{R_2}{Z} + 1 \right)$$

A Φ potenciál két kifejezését tegyük egyenlővé:

$$U_R \cdot \left(\frac{R_1}{R_R} + 1 \right) = U_T \cdot \left(\frac{R_2}{R_T} + \frac{R_2}{Z} + 1 \right) \rightarrow \frac{U_T}{U_R} = A = \frac{\frac{R_1}{R_R} + 1}{\frac{R_2}{R_T} + \frac{R_2}{Z} + 1}$$

$$\frac{U_T}{U_R} = A = \frac{\frac{R_1}{R_R} + 1}{\frac{R_2}{R_T} + \frac{R_2}{Z} + 1} \rightarrow A \cdot \left(\frac{R_2}{R_T} + \frac{R_2}{Z} + 1 \right) = \frac{R_1}{R_R} + 1$$

$$A \cdot \frac{R_2}{Z} = \frac{R_1}{R_R} + 1 - A \cdot \left(\frac{R_2}{R_T} + 1 \right)$$

$$Z = \frac{A \cdot R_2}{\frac{R_1}{R_R} + 1 - A \cdot \left(\frac{R_2}{R_T} + 1 \right)}$$

Felhasználva, hogy:

$$R_R = R_T = R_1 = R_2 = R^* = 50 \Omega$$

$$Z = \frac{A \cdot R^*}{\frac{R^*}{R^*} + 1 - A \cdot \left(\frac{R^*}{R^*} + 1 \right)} = \frac{A \cdot R^*}{1 + 1 - A \cdot (1 + 1)}$$

A mérendő impedancia értéke:

$$Z = \frac{R^*}{2} \cdot \frac{A}{1 - A}$$

Mindenképpen jegyezzük meg, hogy ez a formula több közelítést is tartalmaz, hiszen négy ellenállásról feltételeztük, hogy ideális, ráadásul pont egyenlő. Mindazonáltal ezek a közelítések jogosnak tekinthetők, hiszen elvárható az, hogy a műszer bemeneti ellenállása minél ideálisabb legyen, az R_1 és R_2 ellenállásokról pedig a frekvenciafüggetlenségük miatt tehetjük fel, hogy megközelítik az ideális értéket.

A mérendő impedancia értékének kiszámításához tehát ebben az esetben sincs szükség másra, mint a műszer által mért átvitelre, illetve az ismert ellenállás(ok) értékére.

A mérési pontosság tekintetében a gyártó garantálja, hogy a mérés relatív hibája 10%-on belül marad, amennyiben a mérendő impedancia értéke $1 \text{ m}\Omega - 5 \Omega$ tartományba esik.

Szimulációt azért nem vizsgálunk ebben az esetben, mert lényeges különbséget nem lehetne felfedezni a két módszer között, legfeljebb tesztelni lehetne, hogy a megrajzolt áramkör ellátja-e a kívánt funkcióját. Ennek oka az, hogy a szimuláció ideális elemeket feltételez, illetve a feszültségeket zérus hibával „méri” a program. Tehát csak a szimulációkat vizsgálva azt gondolhatnánk, hogy bármekkora impedancia mérhető bármelyik módszerrel. A hálózatanalizátorral végzett mérések esetén ez az állítás nem helytálló, a következő fejezetekben ennek okára is fény derül.

5. Hibák elemzése

5.1 A hálózatanalizátor pontossága

Mielőtt a méréseknél használt konstrukció hibáival foglalkoznánk, érdemes megvizsgálni azt, hogy maga a hálózatanalizátor milyen rendszeres hibákkal járulhat hozzá a méréshez.

5.1.1 A feszültségmérés (aránymérés) esetleges hibája

A szimulációk során az a feltételezés érvényes, mely szerint a hálózatanalizátor bármekkora feszültséget ugyanolyan pontosan, még hozzá hiba nélkül képes megmérni. Valójában természetesen a földtől teljesen elrugaszkodott ez a feltételezés, hiszen nem létezik olyan műszer, amely ténylegesen nulla hibával képes mérni.

Méréseink során az R és T bemeneteken fellépő feszültségek arányát méri a műszer:

$$A = \frac{U_T}{U_R}$$

Ez alapján, illetve a konstrukcióból adódóan mindkét megismert módszer esetén:

$$0 \leq A \leq 1$$

Az egyenlőségek akkor állnak fenn, ha a mérendő „impedancia” szakadás (0), illetve rövidzár (1).

Az átvitelből a mérendő impedancia a két metódus esetén az alábbi képletekkel számolható:

$$Z_{series} = R_T \cdot \frac{1 - A}{A}; \quad Z_{shunt} = \frac{R^*}{2} \cdot \frac{A}{1 - A}$$

Már ezekből a formulákból is jól látható, hogy a mérés különösen akkor érzékeny, ha az A -val jelölt átvitel a szélső értékekhez (0-hoz vagy 1-hez) közelít.

Végezzünk hibaszámítást, elsőként a series-thru metódus esetén:

$$c_{Z(A)} = \frac{\partial Z}{\partial A} = R_T \cdot \frac{-1 \cdot A - (1 - A) \cdot 1}{A^2} = R_T \cdot \frac{-A - 1 + A}{A^2} = -R_T \cdot \frac{1}{A^2}$$
$$\left. \frac{\Delta Z}{Z} \right|_A \approx -R_T \cdot \frac{1}{A^2} \cdot \frac{1}{R_T} \cdot \frac{A}{1 - A} \cdot \frac{\Delta A}{A} = -\frac{\Delta A}{A \cdot (1 - A)}$$

Vizsgáljuk meg ugyanilyen alapon a shunt-thru metódust:

$$c_{Z(A)} = \frac{\partial Z}{\partial A} = \frac{R^*}{2} \cdot \frac{1 \cdot (1 - A) - A \cdot (-1)}{(1 - A)^2} = \frac{R^*}{2} \cdot \frac{1 - A + A}{(1 - A)^2} = \frac{R^*}{2} \cdot \frac{1}{(1 - A)^2}$$

$$\frac{\Delta Z}{Z} \Big|_A = \frac{R^*}{2} \cdot \frac{1}{(1 - A)^2} \cdot \frac{2}{R^*} \cdot \frac{1 - A}{A} \cdot \frac{\Delta A}{A} = \frac{\Delta A}{A \cdot (1 - A)}$$

Mindkét módszer esetén teljesen hasonló eredményre jutottunk. A relatív hiba kifejezéséből mindkét módszernél látható, hogy a mérés a legérzékenyebb $A \rightarrow 0$ (ekkor $1 - A \rightarrow 1$) és $A \rightarrow 1$ (ekkor $1 - A \rightarrow 0$) esetekben. Emlékezzünk vissza: mindkét módszer esetén megadtunk egy-egy impedanciatartományt, amelyen belül a mérés relatív hibája nem nagyobb 10%-nál. Az előzőekben levezetett összefüggések miatt van szükség a tartományok határainak kijelölésére.

5.1.2 A bemeneti ellenállások pontossága

A számításaink során feltételeztük azt, hogy a hálózatanalizátor R_R és R_T bemeneti ellenállásai parazitahatásoktól mentesek, pontos értékűek. Valójában mindez vélhetően nem igaz, hiszen teljesen ideális elemek nem léteznek. Amennyiben számításba vesszük azt a lehetőséget, hogy a bemeneti ellenállások vélhetően inkább bemeneti impedanciáknak tekinthetők, egy bonyolultabb helyettesítő képet rajzolhatnánk fel. Ebben helyet kaphatnának parazita induktivitások és kapacitások is, melyek természetesen hibát okoznak a méréseinkben. A parazitahatások mérésére elvileg van lehetőségünk, a gyakorlatban azonban nehezen kivitelezhetőek ezek a módszerek.

Nevezetesen a parazita kapacitás (feltételezhetően párhuzamosan kapcsolódik a bemeneti ellenállásokkal) mérésekor egyszerűen csak össze kell kötni az R bemenetet a gerjesztéssel, a két bemenet közé pedig „szakadást kell kapcsolni”, tehát szabadon kell hagyni a mérendő impedancia helyét (a series-thru módszert alkalmazzuk, hiszen ekkor nagy – elvileg végtelen – impedanciát mérünk). Ekkor azonban a külső zajok teljesen eltorzítják a mérést, így kijelenthető, hogy ilyen egyszerű módszerrel a parazita kapacitás nem mérhető jól.

A parazita induktivitás mérése már kevésbé zajos, hiszen ekkor rövidre kell zárni a mérendő impedancia helyét (shunt-thru módszert alkalmazva, hiszen a rövidzár impedanciája ideális esetben zérus). A külső zajok ekkor nem okoznak számottevő hibát, de az összekötő vezetékek kapacitása és induktivitása már igen, és ezek az

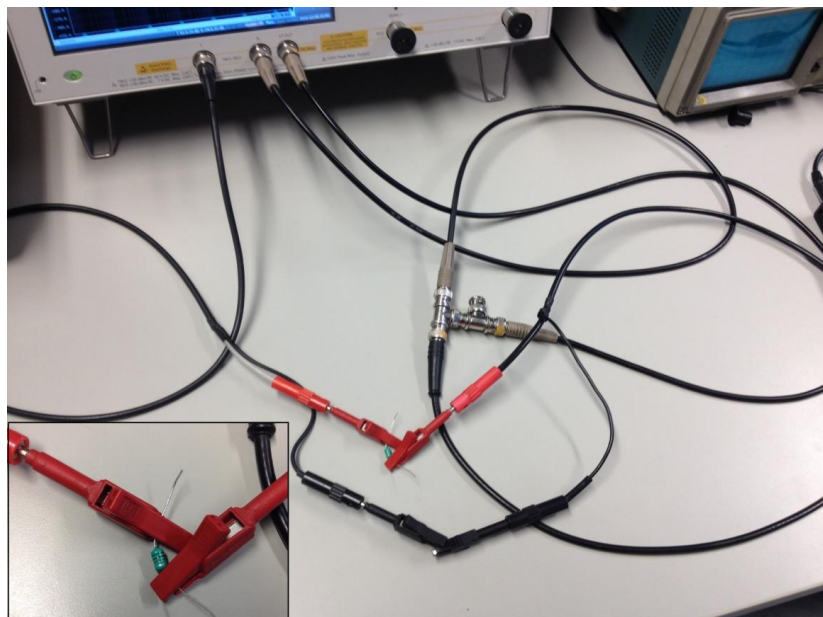
értékek vélhetően nagyságrendekkel eltérnek (nagyobbak) a bemeneti impedanciák reaktáns elemeitől, amelyek tehát így nem mérhetőek meg pontosan.

Kijelenthető tehát, hogy a bemeneti impedanciák ideális voltát egyszerű mérésekkel nem tudjuk bizonyítani. A továbbiakban feltételezzük azt, hogy ezek az elemek ideálisak.

5.2 A mérési elrendezés hibái

A hálózatanalizátor nemideális voltából fakadó hibák minden esetben befolyásolják a mérést. Ezeket a hibákat nem lehet kiküszöbölni. Kompenzációra van lehetőség, ha meg tudjuk határozni a nemideális elemek hibáit, akkor a mért eredményeket ezek ismeretében lehet korrigálni. Ez azonban – mint ahogyan az előzőekben látszott is – nehéz feladat, ezért a továbbiakban a műszer okozta mérési hibákat elhanyagoljuk.

Sokkal inkább befolyásolható maga a mérési elrendezés, a mérőkábelek, csatlakozók okozta hibák nagysága. A korábbi fejezetek nem szóltak arról, hogy hogyan kell egy konkrét objektumot csatlakoztatni a hálózatanalizátorhoz. A kezdeti mérések során az alábbi – lehető legegyszerűbb, rendelkezésre álló alkatrészekből álló – konstrukciót alkalmaztam. Az 5-1. fénykép egy 10 mH nagyságú, furatszerelt induktivitás (lásd a bal alsó sarokban) egy lehetséges csatlakoztatását mutatja.



5-1. ábra: Induktivitás mérése series-thru metódussal (kezdeti, kísérleti összeállítás)

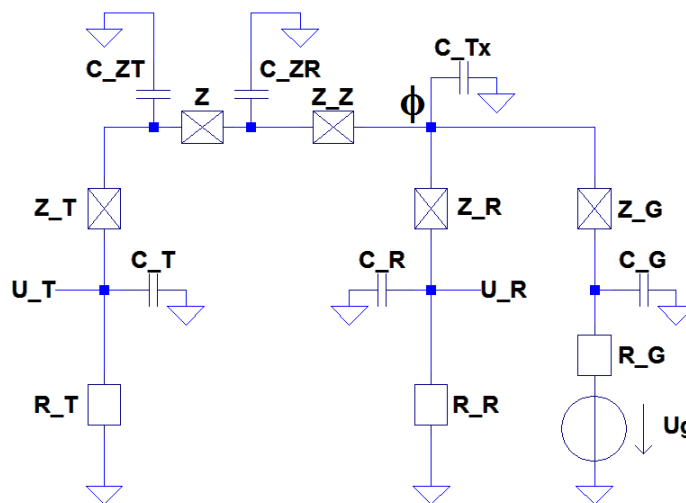
Ennek kapcsán természetesen rögtön felvetődik a kérdés, mely szerint nem probléma-e, hogy az egyenként mintegy méteres koaxiális kábelek hibát okoznak a

mérésben. Természetesen teljesen jogos a felvetés, hiszen ideális kábeleink nincsenek, így számolni kell azzal, hogy a hosszegységre eső ellenállások, induktivitások, kapacitások befolyásolják a mérést.

Az elektromágneses térelméletből ismert, hogy egy koaxiális kábelt (távvezeték) elosztott paraméterű modellel szokás leírni. A továbbiakban ez a feltevés túlságosan bonyolulttá tenné a számításokat, ráadásul általában véve rövid vezetékkel fogunk foglalkozni, így megelégszünk a koncentrált paraméterű (egyetlen impedanciával történő) helyettesítéssel.

A BNC csatlakozók hatását sem szabad elhanyagolni, hiszen a kábel erét és a köpenyt elválasztó szigetelés vékony, ráadásul nem feltétlenül ideális, így a két vezető között kapacitás jelenik meg (tipikusan akár 10 – 20 pF körüli érték egy csatlakozó esetén). A következő fejezetekben megvizsgáljuk, hogy milyen hatásokkal kell számolni a két módszer esetén, milyen mértékben befolyásolják ezek a mérést, és milyen lehetőségeink vannak ezek kiküszöbölésére.

5.2.1 Series-thru metódus



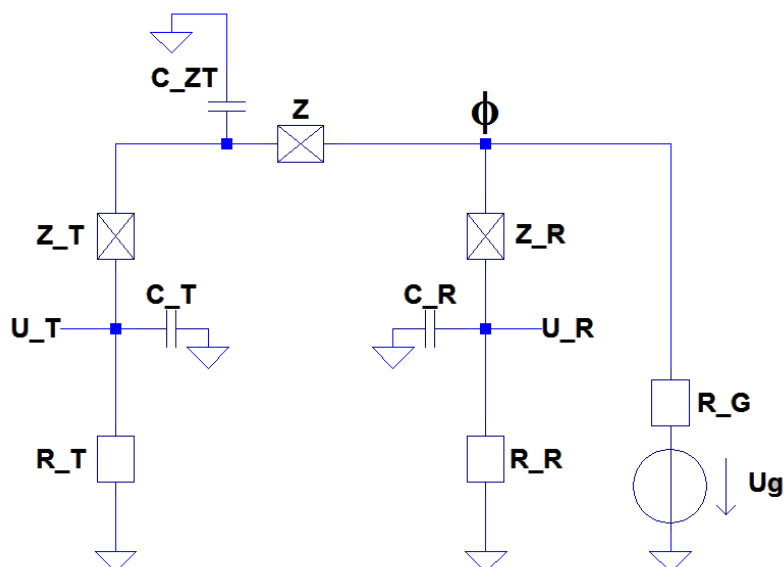
5-2. ábra: Series-thru metódus teljes helyettesítő képe

Az ábrán a series-thru metódus helyettesítő képe látható, az összes feltételezett parazitahatással. A helyettesítő képben helyet kap a műszer három BNC koaxiális csatlakozójának kapacitása: C_G, C_R, C_T (a többi csatlakozó kapacitását tekintjük a kábel részének az egyszerűség kedvéért). Az összekötő koaxiális kábelek soros ellenállását, induktivitását, kapacitását a Z_G, Z_R, Z_T, Z_Z impedanciák szemléltetik (melyek egyaránt egy-egy párhuzamos ellenállásból és induktivitásból, illetve a földhöz kapcsolódó

párhuzamos kapacitásból állnak, lásd később). Figyelembe vesszük a T-csatlakozók kapacitását (C_{Tx}), illetve a mérendő impedanciához (Z) kapcsolódó elemek (csipeszek, esetlegesen foglalat, egyéb csatlakozók, ha elvonatkoztatunk az ábrázolt méréstől) kapacitását (C_{ZR}, C_{ZT}).

Egyszerűsítésre ad okot, hogy a mérések során az U_R és U_T feszültségek arányát mérjük. Mindkét feszültség az ábrán ϕ -vel jelölt feszültségből számolható feszültségosztással. A ϕ feszültség konkrét értéke azonban (élve a korábban tett feltételezéssel arra vonatkozóan, hogy a hálózatanalizátor bármekkora feszültséget azonos pontossággal képes mérni) nem számít, ez ugyanis a hányados képzésekor eltűnik a képletből. A ϕ potenciál értékét befolyásolják a generátorhoz kapcsolódó kábel paraméterei, illetve a kábelt lezáró csatlakozó, de ezek az elemek csupán egy feszültségosztót képeznek az áramkör többi részével, ennek eredményeképpen megváltozik a ϕ feszültség, de ez a továbbiakat nem befolyásolja, mivel U_R és U_T ezzel azonos arányban változik. Így azt mondhatjuk, hogy elhanyagolhatjuk a C_G, Z_G elemeket, és hasonló megfontolások alapján a C_{Tx} kapacitást is.

Tegyük fel, hogy a Z_Z impedanciával jellemzett vezeték hossza elhanyagolható, és tudjuk e nélkül, közvetlenül csatlakoztatni a mérendő impedanciát. Ekkor a C_{ZR} kapacitás is elhagyható. A továbbiakban az alábbi ábrán látható, egyszerűsített modellel számolunk.



5-3. ábra: Series-thru metódus egyszerűsített helyettesítő képe

5.2.1.1 Csatlakozók hatása

A továbbiakban megvizsgáljuk az egyes parazitaelemek mérésre gyakorolt hatását. Még az egyszerűsített helyettesítő kép vizsgálata is bonyolult lenne analitikus módszereket használva, ezért azzal a közelítéssel fogunk élni, hogy az egyes komponensek hatását külön-külön elemezzük, miközben az összes többi komponens (hacsak nem éppen együtt szeretnénk többet vizsgálni) nem vesszük figyelembe.

Vizsgáljuk meg elsőként a C_T csatlakozókapacitás hatását. Feltételezzük, hogy a modellünk ettől az elemtől eltekintve ideális, azaz minden más az előbbieken említett elem értéke nulla. Ekkor az R_T bemeneti ellenállásból és a C_T csatlakozókapacitásból álló impedancia:

$$Z_{T0} = R_T \times \frac{1}{j\omega C_T} = \frac{\frac{R_T}{j\omega C_T}}{R_T + \frac{1}{j\omega C_T}} = \frac{R_T}{1 + j\omega R_T C_T}$$

Ekkor az U_T feszültség egyszerűen felírható, feszültségosztással. A képletből számítható az átvitel:

$$U_T = U_R \cdot \frac{Z_{T0}}{Z + Z_{T0}} \rightarrow A = \frac{Z_{T0}}{Z + Z_{T0}}$$

Minden ismert a műszer által mért impedancia kiszámításához, melyet a továbbiakban minden esetben Z_m fog jelölni:

$$Z_m = R_T \cdot \frac{1 - A}{A} = R_T \cdot \frac{1 - \frac{Z_{T0}}{Z + Z_{T0}}}{\frac{Z_{T0}}{Z + Z_{T0}}} = R_T \cdot \frac{Z + Z_{T0} - Z_{T0}}{Z_{T0}} = R_T \cdot \frac{Z}{Z_{T0}}$$

Helyettesítsük be Z_{T0} helyére az előbbieken kapott formulát:

$$Z_m = R_T \cdot \frac{Z}{\frac{R_T}{1 + j\omega R_T C_T}} = Z \cdot (1 + j\omega R_T C_T)$$

Tételezzük fel azt az egyszerű esetet, hogy a mérendő impedancia tisztán rezisztív (ellenállás), azaz $Z = R$:

$$Z_m = R + j\omega \cdot R \cdot R_T \cdot C_T$$

A képletből látható, hogy a C_T csatlakozókapacitás a mért impedanciában megjelenik, még hozzá induktív jelleget kölcsönözve annak. A tapasztalatok alapján $C_T \cong 10 - 20$ pF. Ennek hatása kis ellenállás esetén (pl. 5Ω) 100 MHz körüli frekvencián jelentkezik, de 30 MHz-en még nagy ($1 \text{ M}\Omega - 10 \text{ M}\Omega$ ellenállás esetén sem észlelhető).

Vizsgáljuk meg, mi történik, ha a mért impedancia egy (az egyszerűség kedvéért tegyük fel, hogy ideális) kondenzátor:

$$Z = \frac{1}{j\omega C} \rightarrow Y = j\omega C$$

Kapacitás mérésekor az admittanciát érdemes számolni:

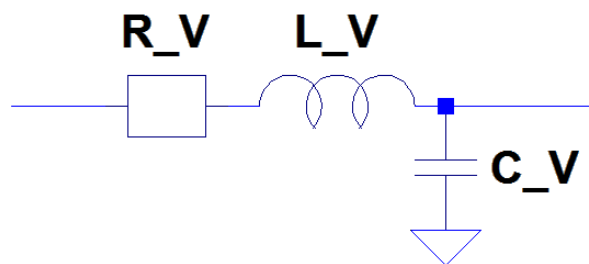
$$Y_m = \frac{1}{Z_m} = \frac{1}{R_T} \cdot \frac{Z_{T0}}{Z} = \frac{1}{R_T} \cdot \frac{\frac{R_T}{1 + j\omega R_T C_T}}{\frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega C}{1 + j\omega R_T C_T} = \frac{j\omega C \cdot (1 - j\omega R_T C_T)}{1 + (\omega R_T C_T)^2}$$

$$= \frac{\omega^2 R_T C_T C}{1 + (\omega R_T C_T)^2} + j\omega C \cdot \frac{1}{1 + (\omega R_T C_T)^2} = G_m + j\omega C_m = \frac{1}{R_m} + j\omega C_m$$

A mért kapacitás tehát a valós értéktől eltér, ez a hatás azonban az előző esethez hasonlóan csak nagy frekvencián jelentkezik, és ott sem jelentős. Kijelenthető, hogy a csatlakozó hatása nem jelentős az általunk vizsgált frekvenciasávban, még akkor sem, ha kapacitása összemérhető a mért kondenzátor kapacitásával.

Hasonló elvet követve vizsgáljuk meg, hogy az R bemenet BNC csatlakozójának kapacitása (C_R) milyen hatást fejthet ki. A C_T kapacitás vizsgálatakor elhanyagoltuk a többi parazitahatást, tegyük most is így. Ekkor viszont $U_R = \phi$, ez pedig azt jelenti, hogy elhanyagolható a C_R kapacitás (C_{Tx} -szel analóg módon). Ezzel a közelítéssel akkor is élhetünk, ha $Z_R \neq 0$, mivel ekkor sem okoz említésre méltó hibát (a későbbiekben erre még visszatérünk).

5.2.1.2 Összekötő vezetékek hatása



5-4. ábra: Vezeték koncentrált paraméterű modellje

A csatlakozók kapacitása által okozott hibák analízise után vizsgáljuk most az összekötő vezetékek nem ideális volta miatt létrejövő hibákat.

A T bemenetre csatlakozó vezeték kapacitása teljesen hasonló hatást fejt ki, mint a C_T csatlakozókapacitás (mivel azzal párhuzamosan kapcsolódik, hasonlóképpen C_{ZT} -hez, melyet nem vizsgáltunk meg külön). Nagysága ideális esetben nullához tart, de

alapvetően egy koaxiális kábel hosszegységre eső kapacitása nem szokott nagyobb lenni néhány 100 pF/m-nél. Rövid kábelek esetén ez a kapacitás valóban a csatlakozó kapacitásának nagyságrendjébe esik. Ennek hatása tehát a csatlakozóhoz hasonlóan elenyésző a sorosan kapcsolódó induktivitáshoz képest, melyet a következőkben vizsgálunk.

A T bemenetre csatlakozó vezeték ellenállása és induktivitása sorosan kapcsolódik a mérendő Z impedanciával: $Z_T = R_{VT} + j\omega L_{VT}$. Ez sajnálatos módon azt jelenti, hogy ezek az értékek egy az egyben hozzáadódnak a mérendő impedanciához:

$$U_T = U_R \cdot \frac{R_T}{Z + Z_T + R_T} \rightarrow A = \frac{R_T}{Z + Z_T + R_T}$$

$$Z_m = R_T \cdot \frac{1 - A}{A} = R_T \cdot \frac{1 - \frac{R_T}{Z + Z_T + R_T}}{\frac{R_T}{Z + Z_T + R_T}} = Z + Z_T = Z + R_{VT} + j\omega L_{VT}$$

Törekedni kell tehát arra, hogy ez a vezeték minél ideálisabb legyen (lehetőleg kis ellenállása, induktivitása legyen), vagy amennyiben ez nem lehetséges, úgy legyen minél rövidebb (annál kevésbé érvényesülnek a hosszegységre eső paraméterek).

Series-thru metódussal legalább 5Ω nagyságú impedanciát mérünk, a vezeték ellenállása ettől általában nagyságrendekkel kisebb, így ez is elhanyagolható. Levonhatjuk tehát azt a következtetést, hogy az induktívitas nagysága kritikus, a többi hatás közel elhanyagolható.

Az R bemenetre csatlakozó vezeték hatása rendkívül szemléletes, fontos következtetéseket vonhatunk le az eredményből. Tegyük fel tehát, hogy kizárólag a Z_R impedancia értéke nem nulla, az összes többi parazita elemet hagyjuk figyelmen kívül. Szorítkozzunk elsőként arra az esetre, mikor a kábelnek kizárólag ellenállása van: $Z_R = R_{VR}$. Ekkor:

$$U_T = \phi \cdot \frac{R_T}{Z + R_T}, U_R = \phi \cdot \frac{R_R}{R_{VR} + R_R}$$

$$A = \frac{R_T}{Z + R_T} \cdot \frac{R_{VR} + R_R}{R_R} = \frac{R_T}{R_R} \cdot \frac{R_{VR} + R_R}{Z + R_T}$$

$$Z_m = R_T \cdot \frac{1 - A}{A} = R_T \cdot \frac{1 - \frac{R_T}{R_R} \cdot \frac{R_{VR} + R_R}{Z + R_T}}{\frac{R_T}{R_R} \cdot \frac{R_{VR} + R_R}{Z + R_T}} = \frac{R_R \cdot (Z + R_T) - R_T \cdot (R_{VR} + R_R)}{R_{VR} + R_R}$$

$$Z_m = \frac{R_R \cdot Z - R_T \cdot R_{VR}}{R_{VR} + R_R}$$

Tegyük fel, hogy a mérendő impedancia egy ideális ellenállás: $Z = R$. Ekkor minden elem tisztán rezisztív, tehát a mért mennyiség is tisztán rezisztív lesz: $Z_m = R_m$. Írjuk fel, hogy a mért értékből hogyan számolható ki a mérendő ellenállás értéke, a vezeték ellenállásának ismeretében:

$$R_m \cdot (R_{VR} + R_R) = R_R \cdot R - R_T \cdot R_{VR}$$

$$R = R_m + \frac{R_{VR}}{R_R} \cdot (R_m + R_T)$$

A végeredményből látható, hogy a mérendő ellenállás értéke két tagból tevődik össze: a mért értékből (ideális esetben ez megegyezne a mérendő értékkel), illetve egy olyan tagtól, melynek értéke a vezeték ellenállásától függ. Láthatóan ennek a tagnak az értéke függ az R_R bemeneti ellenállás értékétől, nevezetesen minél nagyobb R_R , annál kisebb mértékben befolyásolja az eredményt. Válasszuk tehát az R bemenet ellenállását a lehető legnagyobbak, legyen az $1 \text{ M}\Omega$ nagyságú, így minimalizáljuk az ide csatlakozó vezeték ellenállása által okozott hibát. Az, hogy ezt meg tudjuk tenni, azt jelenti, hogy ennek a vezetéknek az ellenállása nem befolyásolja nagymértékben a mérést.

Legyen például a mért impedancia egy ellenállás: $Z = R = 5 \Omega$, és tegyük fel, hogy a vezeték ellenállása 5Ω (ez meglehetősen durva feltételezés, hiszen a vezeték ellenállása valójában nagyságrendekkel kisebb). Ekkor a mérés relatív hibája $5,5 \cdot 10^{-3}\%$, mely értelemszerűen elhanyagolható.

A kábel kapacitását a C_R csatlakozókapacitással tekinthetjük egyenértékűnek, ahogyan a T bemenetnél is tettük. Vizsgáljuk meg az R bemenethez csatlakozó vezeték induktivitásának hatását, a teljesség kedvéért az ellenállást nem elhanyagolva!

$$Z_{VR} = R_{VR} + j\omega L_{VR}$$

Írjuk fel most a mért admittanciát (a látszólagos kapacitás formulája ugyanis személetes):

$$Y_m = \frac{1}{R_T} \cdot \frac{\frac{R_T}{R_R} \cdot \frac{R_R + R_{VR} + j\omega L_{VR}}{R + R_T}}{1 - \frac{R_T}{R_R} \cdot \frac{R_R + R_{VR} + j\omega L_{VR}}{R + R_T}} = \frac{R_R + R_{VR} + j\omega L_{VR}}{R_R \cdot (R + R_T) - R_T \cdot (R_R + R_{VR} + j\omega L_{VR})}$$

$$Y_m = \frac{R_R + R_{VR} + j\omega L_{VR}}{R_R \cdot R - R_T \cdot R_{VR} - j\omega L_{VR} \cdot R_T}$$

$$Y_m = \frac{(R_R + R_{VR} + j\omega L_{VR}) \cdot (R_R \cdot R - R_T \cdot R_{VR} + j\omega L_{VR} \cdot R_T)}{(R_R \cdot R - R_T \cdot R_{VR})^2 + (\omega L_{VR} \cdot R_T)^2}$$

$$Y_m = G_m + j\omega C_m$$

$$G_m = \frac{(R_R + R_{VR}) \cdot (R_R \cdot R - R_T \cdot R_{VR}) - \omega^2 L_{VR}^2 R_T}{(R_R \cdot R - R_T \cdot R_{VR})^2 + (\omega L_{VR} \cdot R_T)^2}$$

$$C_m = \frac{L_{VR} \cdot R_R \cdot (R_T + R)}{(R_R \cdot R - R_T \cdot R_{VR})^2 + (\omega L_{VR} \cdot R_T)^2}$$

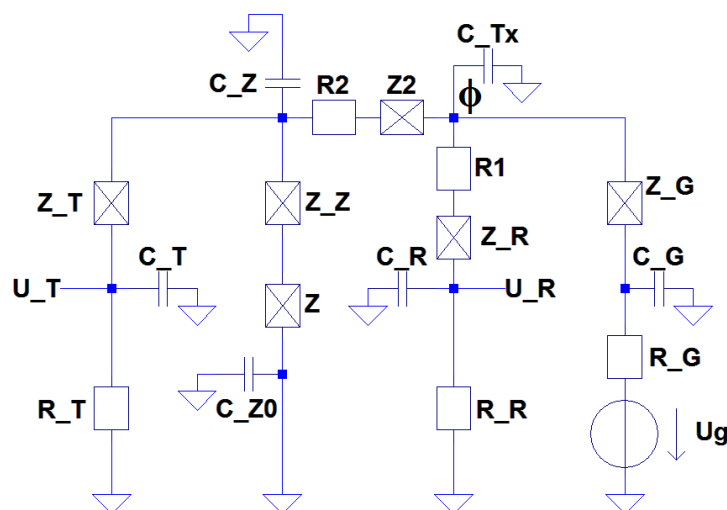
A konduktancia kifejezésében az R_R^2 -tel arányos tagok dominálnak, amennyiben elhanyagoljuk a többit, közelítőleg a mérendő R ellenállást kapjuk vissza, ezt tehát a hozzávezetés induktivitása és ellenállása nem befolyásolja számottevően.

A látszólagos kapacitás közelítőleg R_R^{-1} -nel arányos, és mivel $R_R = 1 \text{ M}\Omega$, azt mondhatjuk, hogy az L_{VR} induktivitás hatása ebben az esetben is csekély (a látszólagos kapacitás nullához tart).

Mindez azt jelenti, hogy az R bemenethez csatlakozó vezeték induktivitása nem okoz jelentős mérési hibát. Ez egyben megerősíti egy korábbi feltevésünket is, mely szerint az R bemeneti csatlakozó hatásának sem kell nagy jelentőséget tulajdonítanunk. Az $R_R = 1 \text{ M}\Omega$ választás tehát az összes itt fellépő hibát csökkenti.

Összességében azt mondhatjuk, hogy az elrendezés legkritikusabb pontja a T bemenethez csatlakozó vezeték induktivitása, mely teljes egészében hozzáadódik a mért impedanciához. Ezt kell minimalizálni, a többi elem hatása közel elhanyagolható (természetesen ezeket is igyekszünk minél kisebbre választani, de a domináns az L_{VR} parazita induktivitás).

5.2.2 Shunt-thru metódus

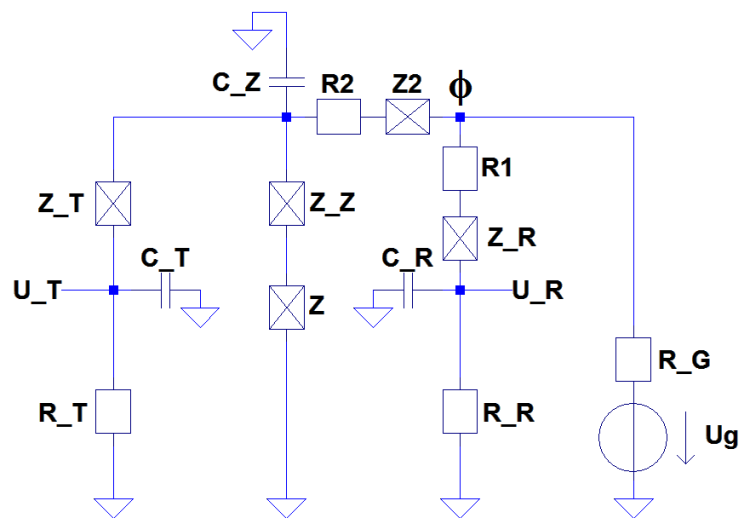


5-5. ábra: Shunt-thru metódus teljes helyettesítő képe

Vizsgáljuk meg, hogy milyen hasonlóságokat és különbségeket találunk a két elrendezés között. Az ábrán a shunt-thru metódus minden feltételezett, hibát okozó

elemet tartalmazó helyettesítő képe látható. Új elemként jelenik meg a Z_2 impedancia, mely az R_2 ellenállást a Φ potenciálú ponttal összekötő vezeték hatását szemlélteti, illetve a Z_Z impedancia, mely a bemenetek közös pontját, a mérendő impedanciát és a földet összekötő vezetékét valósítja meg a modellben. Az impedancia csatlakoztatásakor fellépő kapacitások most C_Z és C_{Z0} . A többi elem megegyezik a korábban már megismertekkel.

A series-thru metódusnál látott megfontolások alapján ebből a modellből is elhagyható: C_G, Z_G, C_{Tx} . A C_{Z0} kapacitás mindkét pólusa a földre kapcsolódik, így ez is felesleges a modellben. Végeredményben az alábbi helyettesítő képet kapjuk:



5-6. ábra: Shunt-thru metódus egyszerűsített helyettesítő képe

A továbbiakban az egyszerűség kedvéért éljünk a korábban már ismertetett feltevéssel:

$$R_R = R_T = R_1 = R_2 = R^* = 50 \Omega$$

5.2.2.1 Csatlakozók hatása

Kezdjük a vizsgálódást ismét a T bemenet csatlakozójának kapacitásával, és hagyjunk figyelmen kívül minden más elemet. Megfigyelhetjük, hogy ekkor a C_T kapacitás párhuzamosan kapcsolódik a mérendő impedanciával. Megállapítható, hogy a mért impedancia éppen a két elem párhuzamos eredője lesz:

$$Z_m = Z \times \frac{1}{j\omega C_T}$$

Tegyük fel, hogy ideális ellenállást mérünk:

$$Z_m = R \times \frac{1}{j\omega C_T} = \frac{\frac{R}{j\omega C_T}}{R + \frac{1}{j\omega C_T}} = \frac{R}{1 + j\omega R C_T}$$

Írjuk fel a mért admittanciát:

$$Y_m = \frac{1 + j\omega R C_T}{R} = \frac{1}{R} + j\omega C_T$$

A mérést a csatlakozó kapacitása azonban nem befolyásolja nagymértékben, hiszen ez alapvetően egy kis érték (legfeljebb 10 – 20 pF).

A C_Z kapacitású csatlakozás hatásával az előző fejezetben látott C_{ZT} -hez hasonlóan nem foglalkozunk. Egyrészt feltesszük, hogy minimalizálni tudjuk, másrészt hallgatólagosan úgy tekintjük, hogy ezt a kapacitást magába foglalja C_T , illetve a T bemenetre csatlakozó vezeték kapacitása (a hatása ezekével egyenértékű).

Az R bemenet csatlakozójának hatását külön kell vizsgálnunk, előreláthatólag nem hanyagolhatjuk el a series-thru módszerhez hasonlóan, hiszen ennél a módszernél $\Phi \neq U_R$. Tételezzük fel, hogy tisztán rezisztív elemet mérünk: $Z = R$.

$$U_T = \Phi \cdot \frac{R_T \times Z}{R_2 + R_T \times Z} = \Phi \cdot \frac{\frac{R_T \cdot Z}{R_T + Z}}{R_2 + \frac{R_T \cdot Z}{R_T + Z}} = \Phi \cdot \frac{R_T \cdot Z}{R_2 \cdot (R_T + Z) + R_T \cdot Z}$$

$$= \Phi \cdot \frac{R^* R}{R^{*2} + R^* R + R^* R} = \Phi \cdot \frac{R}{2R + R^*}$$

$$Z_{R0} = R_R \times \frac{1}{j\omega C_R} = \frac{R_R}{1 + j\omega R_R C_R} = \frac{R^*}{1 + j\omega R^* C_R}$$

$$U_R = \Phi \cdot \frac{Z_{R0}}{R_1 + Z_{R0}} = \Phi \cdot \frac{Z_{R0}}{R^* + Z_{R0}} = \Phi \cdot \frac{\frac{R^*}{1 + j\omega R^* C_R}}{R^* + \frac{R^*}{1 + j\omega R^* C_R}} = \frac{1}{2 + j\omega R^* C_R}$$

$$A = \frac{R}{2R + R^*} \cdot (2 + j\omega R^* C_R) = \frac{2R + j\omega R R^* C_R}{2R + R^*}$$

$$Z_m = \frac{R^*}{2} \cdot \frac{A}{1 - A} = \frac{R^*}{2} \cdot \frac{\frac{2R + j\omega R R^* C_R}{2R + R^*}}{1 - \frac{2R + j\omega R R^* C_R}{2R + R^*}} = \frac{R^*}{2} \cdot \frac{2R + j\omega R R^* C_R}{2R + R^* - 2R - j\omega R R^* C_R}$$

$$Z_m = R \cdot \frac{1 + j\omega \frac{R^*}{2} C_R}{1 - j\omega R C_R} = R \cdot \frac{1 - \omega^2 \frac{R^*}{2} R C_R^2}{1 + (\omega R C_R)^2} + j\omega \frac{R C_R \cdot \left(\frac{R^*}{2} + R\right)}{1 + (\omega R C_R)^2}$$

A végeredményből látszik, hogy az ellenállás csak nagy frekvencián tér el az eredeti értéktől. A csatlakozó parazitakapacitása viszont módosítja a látszólagos soros induktivitást. Ennek közelítő formulája:

$$L_m = \frac{RC_R \cdot \left(\frac{R^*}{2} + R\right)}{1 + (\omega RC_R)^2} \cong RC_R \cdot \left(\frac{R^*}{2} + R\right)$$

Az ezzel a módszerrel mért impedanciák tartományában ez megközelítőleg néhány nH nagyságrendű látszólagos induktivitásnövekedést eredményez. Ez a hatás nem küszöbölhető ki, hiszen a csatlakozó kapacitását nem tudjuk befolyásolni. A következő fejezet eredményei mutatják majd meg, hogy mennyire jelentős ez a hiba.

5.2.2.2 Összekötő vezetékek hatása

Series-thru metódus esetén az összekötő vezetékek ellenállását legtöbbször elhanyagoltuk, mondván jóval kisebb az értékük a mérendő impedancia értékénél. Shunt-thru metódusnál ezt vélhetően nem tehetjük meg, hiszen az is előfordulhat, hogy a vezeték ellenállása összemérhető a mérendő impedanciával (hiszen ezt a módszert kis impedanciák mérésére használjuk). Vizsgáljuk a továbbiakban külön-külön a vezetékek hatását!

- Tegyük fel, hogy $Z_R = Z_Z = Z_2 = 0, Z_T = R_{VT}$. Ekkor:

$$U_T = \Phi \cdot \frac{Z \times (R_{VT} + R_T)}{R_2 + Z \times (R_{VT} + R_T)} = \Phi \cdot \frac{Z \times (R_{VT} + R^*)}{R^* + Z \times (R_{VT} + R^*)}$$

$$U_R = \Phi \cdot \frac{R_R}{R_R + R_1} = \Phi \cdot \frac{R^*}{R^* + R^*} = \frac{\Phi}{2}$$

$$A = \frac{U_T}{U_R} = 2 \cdot \frac{\frac{Z \cdot (R_{VT} + R^*)}{Z + R_{VT} + R^*}}{R^* + \frac{Z \cdot (R_{VT} + R^*)}{Z + R_{VT} + R^*}} = 2 \cdot \frac{Z \cdot (R_{VT} + R^*)}{R^* \cdot (Z + R_{VT} + R^*) + Z \cdot (R_{VT} + R^*)}$$

Legyen a mérendő impedancia egy (ideális) ellenállás! $Z = R$.

$$R_m = \frac{R^*}{2} \cdot \frac{A}{1 - A} = \frac{R^*}{2} \cdot \frac{2 \cdot \frac{Z \cdot (R_{VT} + R^*)}{R^* \cdot (Z + R_{VT} + R^*) + Z \cdot (R_{VT} + R^*)}}{1 - 2 \cdot \frac{Z \cdot (R_{VT} + R^*)}{R^* \cdot (Z + R_{VT} + R^*) + Z \cdot (R_{VT} + R^*)}}$$

$$R_m = R^* \cdot \frac{Z \cdot (R_{VT} + R^*)}{R^* \cdot (Z + R_{VT} + R^*) + Z \cdot (R_{VT} + R^*) - 2 \cdot Z \cdot (R_{VT} + R^*)}$$

$$R_m = R \cdot \frac{R^{*2} + R^* \cdot R_{VT}}{R^{*2} + R_{VT} \cdot (R^* - R)}$$

Vizsgáljunk egy szélsőséges esetet! A módszerrel mérhető legnagyobb ellenállás 5Ω (legalábbis a specifikációban ekkora impedancia mérésekor a relatív hiba garantáltan 10% alatt van, fogadjuk el ezt az ajánlást), legyen ez a mérendő, és legyen a vezeték ellenállása is 5Ω (ettől valójában nagyságrendekkel kisebb). Ekkor a maximális

relatív hiba $0.92 \cong 1\%$, ami nem jelentős, megállapítható tehát, hogy ez a vezeték nem okoz nagy hibát, még úgy sem, hogy az ellenállását kirívóan nagyra tekintettük.

A következő két esetben a levezetés menete teljesen hasonló, vizsgáljuk csak a végeredményeket:

- Tegyük fel, hogy $Z_T = Z_Z = Z_2 = 0, Z_R = R_{VR}$

$$R_m = R \cdot \frac{R^{*2} + R^* \cdot \frac{R_{VR}}{2}}{R^{*2} - R_{VR} \cdot R}$$

A maximális relatív hiba $Z = R = 5 \Omega$ és $Z_R = R_{VR} = 5 \Omega$ esetén $6,06 \cong 6\%$. Ez már jelentősebb eltérés, de a vezeték ellenállása itt is nagy. 1Ω vezetékellenállás esetén már csak $1,2\%$ a relatív hiba. Összességében tehát ez az eset sem bír nagy jelentőséggel.

- Tegyük fel, hogy $Z_T = Z_Z = Z_R = 0, Z_2 = R_V^*$

$$R_m = R \cdot \frac{R^{*2}}{R^{*2} + R_V^* \cdot (R^* + R)}$$

A maximális relatív hiba $Z = R = 5 \Omega$ és $Z_2 = R_V^* = 5 \Omega$ esetén $-9,91 \cong -10\%$. Ez már aggodalomra adna okot, de vizsgáljuk meg kisebb 1Ω vezetékellenállással: $-2,15\%$. Ez már elfogadható, és még ez sem feltétlenül valóságos, hiszen a vezeték ellenállása általában jóval kisebb 1Ω -nál.

A három vezeték ellenállása tehát kevésbé befolyásolja a mérést, mint azt gondolhattuk első ránézésre. Ennek oka, hogy a vezetékek ellenállása jóval kisebb a bemeneti ellenállásoktól, illetve az R_1, R_2 ellenállásoktól, ezekhez képest hatásuk nem számottevő.

A Z_Z vezeték impedanciájáról mindez nem mondható el, hiszen ez sorosan kapcsolódik a mérendő impedanciával, teljesen egészében hozzáadódva ahhoz. Így ennél az elrendezésnél ez a kritikus impedancia, melyet igyekezni kell minimalizálni, minél ideálisabb vagy minél rövidebb vezeték alkalmazásával.

A másik három vezeték kapacitásával a korábban látott megfontolásoknak megfelelően nem foglalkozunk, de megemlítjük, hogy a hosszegységre eső kapacitás általában kicsi.

Vizsgáljuk meg a vezetékek induktivitását! Legyen $Z_R = j\omega L_{VR}$ és $Z = R$! Ekkor:

$$\begin{aligned}
U_T &= \Phi \cdot \frac{R_T \times Z}{R_2 + R_T \times Z} = \Phi \cdot \frac{\frac{R_T \cdot Z}{R_T + Z}}{R_2 + \frac{R_T \cdot Z}{R_T + Z}} = \dots = \Phi \cdot \frac{R}{2R + R^*} \\
U_R &= \frac{R_R}{Z_R + R_1 + R_R} = \frac{R^*}{j\omega L_{VR} + 2R^*} \\
A &= \frac{R}{2R + R^*} \cdot \frac{j\omega L_{VR} + 2R^*}{R^*} \\
Z_m &= \frac{R^*}{2} \cdot \frac{\frac{R \cdot (j\omega L_{VR} + 2R^*)}{R^* \cdot (2R + R^*)}}{1 - \frac{R \cdot (j\omega L_{VR} + 2R^*)}{R^* \cdot (2R + R^*)}} = \frac{R^*}{2} \cdot \frac{R \cdot (j\omega L_{VR} + 2R^*)}{R^* \cdot (2R + R^*) - R \cdot (j\omega L_{VR} + 2R^*)} \\
Z_m &= \frac{R^*}{2} \cdot \frac{2RR^* + j\omega L_{VR}R}{R^{*2} - j\omega L_{VR}R} = \frac{R^*}{2} \cdot \frac{R \cdot (j\omega L_{VR} + 2 \cdot R^*) \cdot (R^{*2} + j\omega L_{VR}R)}{R^{*4} + (\omega L_{VR}R)^2} \\
Z_m &= \frac{R^{*4}R - \frac{1}{2}\omega^2 L_{VR}^2 R^2 R^*}{R^{*4} + (\omega L_{VR}R)^2} + j\omega \frac{\frac{1}{2}R^{*3}L_{VR}R + R^{*2}L_{VR}R^2}{R^{*4} + (\omega L_{VR}R)^2} = R_m + j\omega L_m
\end{aligned}$$

Az R bemenetre csatlakozó vezeték az ellenállást nem, legfeljebb csak nagy frekvenciákon befolyásolja. A látszólagosan megjelenő induktivitás közelítőleg:

$$L_m = \frac{\frac{1}{2}R^{*3}L_{VR}R + R^{*2}L_{VR}R^2}{R^{*4} + (\omega L_{VR}R)^2} \cong \frac{\frac{1}{2}R^{*3}L_{VR}R}{R^{*4}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{R^*} \cdot L_{VR} \cdot R$$

A vezeték tényleges induktitásának tehát legfeljebb 0,05 része jelenik meg, hiszen megállapodtunk, hogy ezzel a módszerrel legfeljebb 5Ω nagyságú ellenállást mérünk, és $R^* = 50 \Omega$.

A T bemenetre csatlakozó vezeték hatását megvizsgáltuk a series-thru metódus esetén. Azt állapítottuk meg, hogy mivel a vezeték impedanciája sorosan kapcsolódik a mérendő impedanciával, hozzáadódik, emiatt ezt a vezetéket minél rövidebbre érdemes választanunk. Az eddigiek alapján levezetés nélkül is sejthető, hogy shunt-thru metódusnál ennek a vezetéknek az induktivitása kapacitív jellegűen jelenik meg a mért impedancia formulájában (éppen duálisan a C_T csatlakozókapacitással vagy éppen a vezeték kapacitásával). A korábbi tapasztalatok alapján ez a kapacitív tag nem jelenti a mérési pontosság jelentős megváltozását, különösen, hogy a vezeték hosszát minimalizáljuk a másik módszer miatt (a továbbiakban egy olyan elrendezés kialakítása a cél, mellyel mindkét módszer megvalósítható, így az egyik esetben felmért követelményekre hivatkozhatunk a másik módszer esetén).

Végezetül legyen $Z_2 = j\omega L_V^*$ és $Z = R$. Ekkor:

$$U_T = \Phi \cdot \frac{R_T \times Z}{R_T \times Z + j\omega L_V^* + R_2} = \Phi \cdot \frac{\frac{R^* R}{R^* + R}}{\frac{R^* R}{R^* + R} + j\omega L_V^* + R^*}$$

$$U_T = \Phi \cdot \frac{R^* R}{R^{*2} + 2R^* R + j\omega L_V^* (R^* + R)}, U_R = \frac{\Phi}{2}$$

$$Z_m = \frac{R^*}{2} \cdot \frac{A}{1-A} = \frac{R^*}{2} \cdot \frac{2 \cdot \frac{R^* R}{R^{*2} + 2R^* R + j\omega L_V^* (R^* + R)}}{1 - 2 \cdot \frac{R^* R}{R^{*2} + 2R^* R + j\omega L_V^* (R^* + R)}}$$

$$Z_m = \frac{R^{*2} R}{R^{*2} + 2R^* R + j\omega L_V^* (R^* + R) - 2 \cdot R^* R} = \frac{R^{*2} R}{R^{*2} + j\omega L_V^* (R^* + R)}$$

A formulából látszik, hogy inkább az admittanciát érdemes felírni, hiszen a soros RL modellben az induktivitás negatív lenne.

$$Y_m = \frac{R^{*2} + j\omega L_V^* (R^* + R)}{R^{*2} R} = \frac{1}{R} + j\omega \frac{L_V^* (R^* + R)}{R^{*2} R} = G_m + j\omega C_m$$

A mért impedancia ellenállását tehát egyáltalán nem befolyásolja az L_V^* induktivitás. Megjelenik egy látszólagos kapacitás, mely a következőként közelíthető:

$$C_m = \frac{L_V^* (R^* + R)}{R^{*2} R} \cong \frac{L_V^*}{R^* R}$$

A vezeték induktivitása tehát akár jelentős változást is okozhat a látszólagos kapacitásban. Shunt-thru módszerrel az elsődleges, hogy az impedanciával sorosan kapcsolódó vezeték hosszát csökkentjük, másodlagos szempontként rögzíthetjük, hogy a most vizsgált vezetéknek a hossza is hibát okozhat, igyekezzünk ezt is minimalizálni.

5.2.3 Konklúzió

A lehetséges hibakomponensek analizisét összefoglalva az alábbiakat jegyezhetjük fel. Elsődleges szempontok:

- series-thru módszerrel a T bemenethez csatlakozó vezeték induktivitása legyen minél kisebb
- shunt-thru módszerrel a bemeneteket, a mérendő impedanciát és a földet összekötő vezeték induktivitása és ellenállása legyen minél kisebb

Ezek a mérést közvetlenül befolyásoló tényezők. Másodlagos esetben:

- shunt-thru módszerrel a Φ potenciálú pontot, az R_2 ellenállást és a bemenetek közös pontját összekötő vezeték induktivitása és ellenállása legyen minél kisebb

Mindezek mellett természetesen törekedjünk arra, hogy mindenhol a lehető legrövidebb összekötő vezetékeket használjuk, hiszen minél hosszabb egy vezeték, annál nagyobb hibát okoz, így tehát ez csak javítja a mérési pontosságot.

A továbbiakban egy nyomtatott áramkör tervezése, megvalósítása kerül ismertetésre. Az áramkör mindkét módszer megvalósítására alkalmas, és a kipróbált elrendezések közül a lehető legpontosabb impedanciamérést teszi lehetővé a hálózatanalizátorral.

6. Nyomtatott áramkör tervezése

Az előző fejezetekben megismertük az impedanciamérés legfontosabb alapelveit, néhány módszerrel szemléltetve. Megismertük továbbá az Agilent E5061B hálózatanalizátorának működését, és impedanciamérésre való felhasználásának lehetőségeit. Két metódus áll rendelkezésünkre, melyekkel széles frekvenciatartományban tudunk impedanciát mérni. A mérési elrendezések lehetséges hibáinak elemzését elvégeztük. Minden adott tehát ahhoz, hogy egy nagy pontosságú mérőrendszert készítsünk. Mivel a műszer alapkiépítésben csupán szabványos BNC csatlakozókkal rendelkezik, így szükséges egy olyan adapterpanel kiépítése, amely egyrészt tartalmazza a mérendő kétpólusok rögzítésére szolgáló csatlakozókat, illetve az esetlegesen szükséges kiegészítő alkatrészeket.

Célunk, hogy az áramkörrel megvalósítható legyen mindkét metódus, és a kettő közül lehetőleg egyszerűen lehessen választani. Ennek az áramkörnek a tervezési lépéseit ismertetik a következő fejezetek.

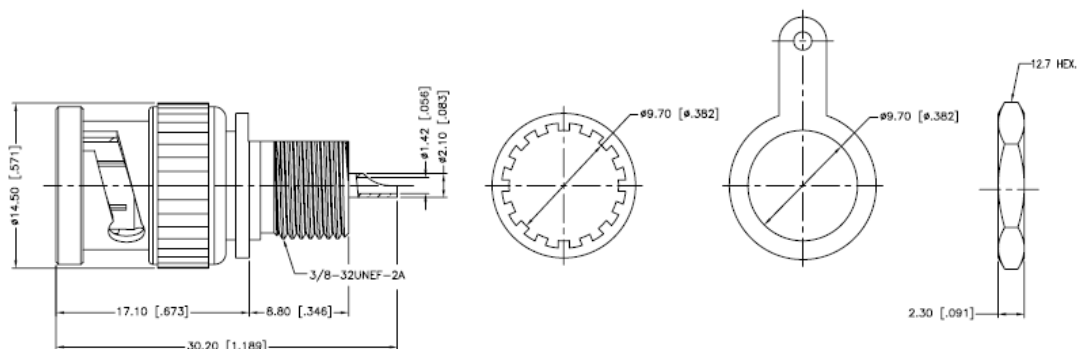
6.1 Alkatrészek kiválasztása

Gondoljuk végig, milyen alkatrészekre lesz szükségünk a mérőrendszer létrehozásához. Az áramkör hálózatanalizátorhoz csatlakoztatása kizárólag BNC csatlakozón keresztül lehetséges. Szükségünk lesz tehát három BNC csatlakozóra. Ezeket valamilyen módon rögzíteni kell az áramkörhöz. Készítsünk egy műszerdobozt, melyben elhelyezhetjük az áramkört, és a doboz oldalán elhelyezett furatok segítségével rögzíteni tudjuk a csatlakozókat. Az alábbi ábrán látható ún. BNC bulkhead típusú csatlakozót használjuk:



6-1. ábra: BNC bulkhead csatlakozó [3]

A csatlakozó méreteit le lehet olvasni az alábbi ábráról, ezekre a furatok elkészítésekor van szükség.



6-2. ábra: Az alkalmazott BNC bulkhead csatlakozó paramétereit [4]

A mérendő impedancia csatlakoztatását korábban csipeszekkel oldottuk meg. Egy kisméretű nyomtatott áramkör esetén ez fizikailag nem feltétlenül jó megoldás, hiszen vélhetően zsúfolttá válna az elrendezés. Az alábbi ábrán látható csatlakozó (mely alapvetően hangszórókábel csatlakoztatására alkalmas) jó választás lehet.



6-3. ábra: hangszórókábel-csatlakozó aljzat [5]

Megfelelő furatok elhelyezésével a csatlakozó beépíthető az áramkörbe. A csavarható fejnek köszönhetően egyszerűen rögzíthető például alkatrészláb. Mérővezetékkel ellátott mérőtű is csatlakoztatható hozzá, ekkor azonban figyelembe kell venni, hogy a vezeték csökkenti a mérés pontosságát (a hozzávezetések hatását részletesen elemeztük a korábbi fejezetekben).

Célunk az, hogy egyetlen adapterpanel segítségével az eddigiekben bemutatott mindkét mérési módszer megvalósítható legyen. A két módszer közötti váltást legegyszerűbben tűskék és jumperek segítségével oldhatjuk meg. Törekedjünk arra, hogy lehetőleg egyetlen jumper áthelyezésével lehessen módszert váltani, csökkentve ezzel a felhasználó által okozott hiba lehetőségét.

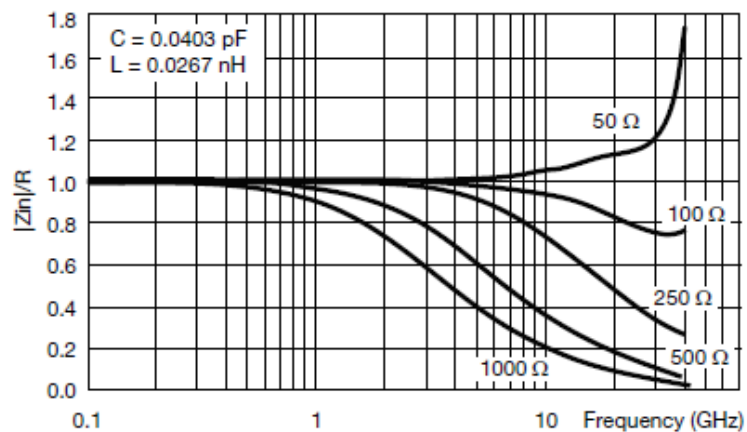
A shunt-thru módszer tartozéka még két pontos értékű (50Ω), nagy frekvenciákon is használható ellenállás. Az ilyen alkatrészek általában felületszereltek. A választott ellenállás a 6-4. ábrán látható, mérete 60×30 mil:



6-4. ábra: Precíziós ellenállás [6]

Az alábbi grafikon mutatja az ellenállás frekvenciafüggését (esetünkben az 50 Ω-os görbét kell vizsgálni). Láthatóan körülbelül 3 GHz-ig állandó az értéke, frekvenciafüggés csak ennél nagyobb frekvenciákon jelentkezik. Ez számunkra bőségesen elegendő, hiszen a maximális mérési frekvencia az alacsonyfrekvenciás porton 30 MHz. Az ellenállások pontossága 0,1%, így meg tudjuk közelíteni a már sokszor alkalmazott feltételt:

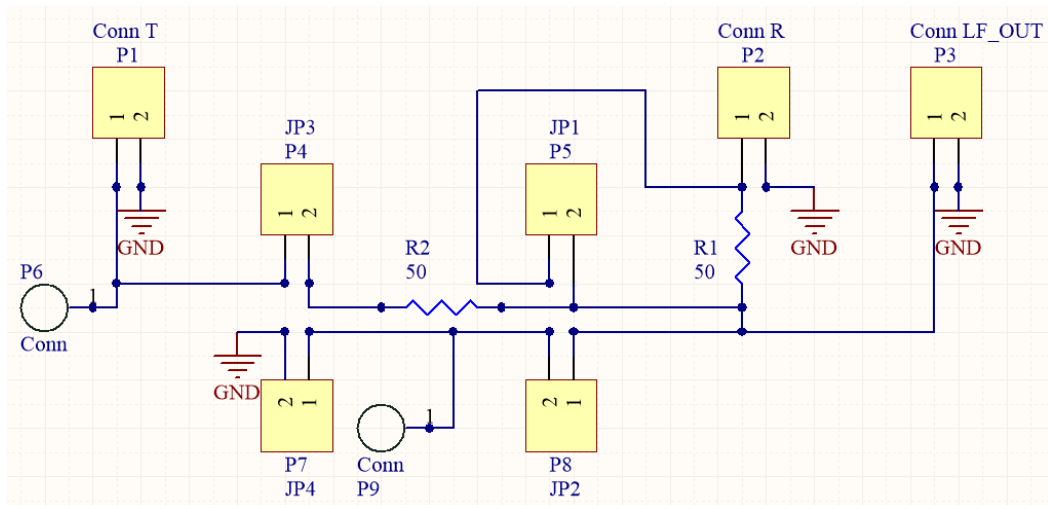
$$R_1 = R_2 = R^* = 50 \Omega$$



6-5. ábra: Az ellenállás karakterisztikája [6]

Kiválasztottuk tehát az összes alkatrészt, melyre szükség lesz az áramkör elkészítéséhez. A következőkben felvázoljuk a kapcsolási rajzot.

6.2 Kapcsolási rajz



6-6. ábra: A nyomtatott áramkör kapcsolási rajza

A tervezést Altium Designer tervezőprogram segítségével végeztem. A fenti ábrán látható az elkészült kapcsolási rajz, mely a series-thru és a shunt-thru metódus megvalósítására alkalmas, és lehetőséget ad a két módszer közötti választásra. Az áramköri rajzon az elemek elrendezése már többé-kevésbé a panelen történő elhelyezkedést is mutatja. Vizsgáljuk meg ennek az áramkörnek az elemeit!

A $P1, P2, P3$ jelű elemek két egymás melletti furatot jelentenek a lemezen, egymástól 100 mil távolságra. Ide kötjük majd be a BNC csatlakozók két-két vezetőjét.

A $P4, P5, P6, P7$ jelű elemeknek megfelelő furatokba tűskepárok fognak kerülni, melyek jumperekkel zárhatók rövidre, lehetővé téve a metódusok közötti váltást. A két jobb oldali tűske ($P5$ és $P8$) rövidre zárásával a series-thru, a két bal oldali ($P4$ és $P7$) rövidre zárásával a shunt-thru metódus aktiválható, külön-külön (tehát egyszerre csak az egyik párost zárhatjuk rövidre). A jumperek összeragasztásával fizikailag „egy” jumper áthelyezésével választhatjuk ki a kívánt metódust.

Az ábrán helyet kap a két ellenállás, illetve négy föld-összekötés (a három BNC köpeny, illetve shunt-thru metódusnál a mérendő alkatrész egyik pólusát földelni kell).

$P6$ és $P9$ jelöli a kapcsolási rajzon a két hangszórókábel-aljzatot. Ezeknek külön rajzjelet és furatmintát kellett létrehozni, mivel a tervezőprogram nem tartalmazta őket.

6.3 Adapterpanel huzalozásának kialakítása

Az áramkör sematikus rajza után meg kell határoznunk az egyes elemek lemezen elfoglalt helyét, a furatátmérőket, a lemez méretét, nagy hangsúlyt fektetve arra, hogy a mérési elrendezés hibáit csökkentve valósítsuk meg a konstrukciót. Emlékezzünk vissza, mely szempontokat érdemes figyelembe venni.

Elsődleges szempontok:

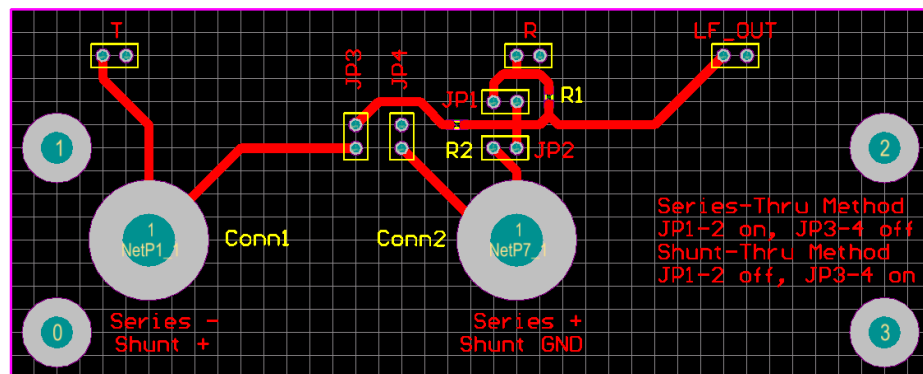
- series-thru metódusnál a T bemenethez csatlakozó vezeték induktivitása legyen minél kisebb
- shunt-thru metódusnál a bemeneteket, a mérendő impedanciát és a földet összekötő vezeték induktivitása és ellenállása legyen minél kisebb

Másodlagos szempont:

- shunt-thru metódusnál a ϕ potenciálú pontot, az R_2 ellenállást és a bemenetek közös pontját összekötő vezeték induktivitása és ellenállása legyen minél kisebb

Mindezek mellett természetesen törekedjünk arra, hogy mindenhol a lehető legrövidebb összekötő vezetékeket használjuk.

6.3.1 A kész elrendezés kialakítása

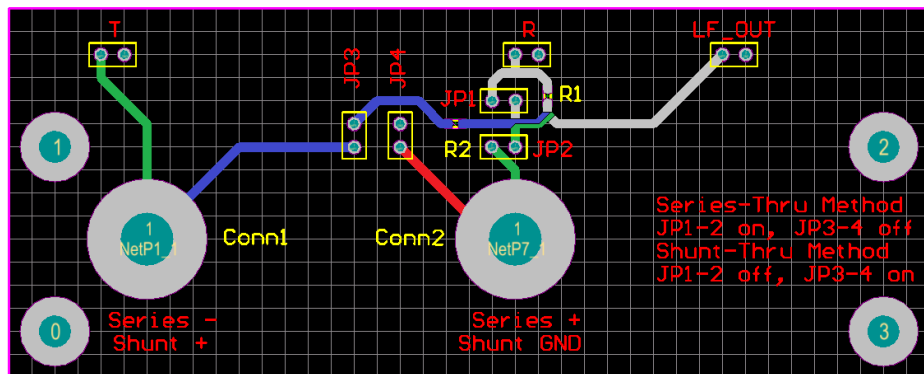


6-7. ábra: Adapterpanel huzalozása

A 6-7. ábrán látható az áramkör, mely nem bonyolult. Ki kellett alakítani 6 furatot a BNC csatlakozók vezetőinek (fent), 4x2 furatot a tűskéknek, 1-1 furatot a csatlakozóknak, illetve négy csavarnak, melyek a műszerdobozhoz való rögzítésben segítenek. Ezekon kívül az ellenállások helyét kellett meghatározni, illetve a megfelelő pontokat huzalozással összekötni.

Az elrendezés kialakítása során törekedtem a szimmetrikus, ergonomikus elrendezés kialakítására. A két csatlakozó középpontja egymástól 4 cm-re van (ezekre később még visszatérünk), így kényelmesen csatlakoztatható például furatszerelt alkatrész.

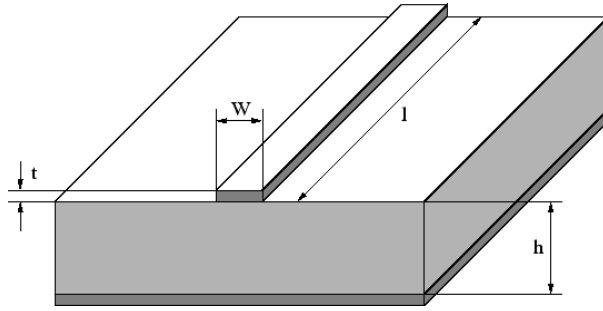
Az 6-8. ábrán láthatóak a kritikus hosszúságú vezetékek: a két elsődleges zöld (series-thru T bemeneti vezeték) illetve piros (shunt-thru mérendő alkatrészsel sorosan kapcsolódó vezeték), a másodlagos kék színnel. Ezek közül a legfontosabb, hogy a pirossal jelölt vezeték minél rövidebb legyen, hiszen ennek hosszegységre eső parazita elemei shunt-thru metódusnál hozzáadódnak a mérendő – egyébként kicsi (legfeljebb $5\ \Omega$ nagyságú) – impedanciához, ezáltal nagyobb mértékben csökkentve a mérési pontosságot, mint series-thru metódusnál (hiszen ezzel – elfogadva a gyártó specifikációját – nagyobb impedanciát mérünk).



6-8. ábra: Kritikus hosszúságú vezetékek

Az ábrán az is világosan látszik, hogy minél rövidebbre választjuk a zölddel jelölt vezetéket, a kékkel jelölt (másodlagos jelentőségű) annál hosszabb lesz, és fordítva. Kompromisszumot kell tehát kötnünk, és az tűnik a legjobb megoldásnak, ha az elsődleges jelentőségű szempontot vesszük figyelembe, azaz a zölddel jelölt vezeték hosszát nem növeljük túlzottan (a Conn1 jelű csatlakozót nem célszerű közvetlenül a panel szélére helyezni, ezért kellett kissé megtörni a bal oldali, zölddel jelölt vezetéket).

6.3.2 Vezetékparaméterek kiszámítása



6-9. ábra: Mikroszalagvonal vázlatrajza [7]

A vezetékeket modellezhetjük mikroszalagvonalal, melynek hullámimpedanciáját és hosszegységre eső paramétereit az alábbiak szerint számíthatjuk ki [8]:

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \cdot \ln\left(\frac{5,98h}{0,8w + t}\right)$$

$$C' = \frac{2,64 \cdot 10^{-11} \cdot (\epsilon_r + 1,41)}{\ln\left(\frac{5,98h}{0,8w + t}\right)}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \rightarrow L' = Z_0^2 \cdot C'$$

$$L' = \left(\frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \cdot \ln\left(\frac{5,98h}{0,8w + t}\right)\right)^2 \cdot \frac{2,64 \cdot 10^{-11} \cdot (\epsilon_r + 1,41)}{\ln\left(\frac{5,98h}{0,8w + t}\right)}$$

$$L' = 87^2 \cdot 2,64 \cdot 10^{-11} \cdot \ln\left(\frac{5,98h}{0,8w + t}\right) \cong 2 \cdot 10^{-7} \cdot \ln\left(\frac{5,98h}{0,8w + t}\right)$$

$$R' = \rho \cdot \frac{1}{A} = \rho \cdot \frac{1}{w \cdot t}$$

Ezek, illetve a vezetékek hosszúságának ismeretében lehetőségünk van konkrétan kiszámolni a parazita elemek értékét, és ez által számszerűleg figyelembe venni az elrendezés hibáit. Az adatok a következők:

$$h = 1,55\text{mm}, t = 17\mu\text{m}, \epsilon_r = 4,8, \rho = 1,678 \cdot 10^{-8}\Omega\text{m}$$

A képletekből levonható az a következtetés, hogy a csíkszélesség (w) növelésével az induktivitás és az ellenállás értéke csökken, a kapacitás nő. A hosszegységre eső paraméterek közül az induktivitás bizonyult legjelentősebbnek a korábbi vizsgálatok során, ezért válasszunk minél nagyobb csíkszélességet, hogy ezt csökkentsük. Legyen:

$$w = 40 \text{ mil} = 1,016 \text{ mm}$$

A hosszegységre eső paraméterek ekkor:

$$R' = 0,9715 \frac{\Omega}{\text{m}}$$

$$L' = 4,8265 \cdot 10^{-7}, \frac{\text{H}}{\text{m}} = 482,65 \frac{\text{nH}}{\text{m}}$$

$$C' = 6,7935 \cdot 10^{-11} \frac{\text{F}}{\text{m}} = 67,935 \frac{\text{pF}}{\text{m}}$$

Az alábbi táblázatok tartalmazzák a két metódus esetén a hosszegységre eső paramétereket, a vezetékek hosszát, és ezek alapján a parazita induktivitásokat, kapacitásokat, ellenállásokat.

6-1. táblázat: Shunt-thru metódus – vezetékparaméterek

Hosszúság	Paraméter	Érték
25,4 mm	R_{VR}	24,676 mΩ
	L_{VR}	12,248 nH
	C_{VR}	1,7256 pF
29,5 mm	R_{VT}	28,66 mΩ
	L_{VT}	14,225 nH
	C_{VT}	2,0041 pF

6-2. táblázat: Shunt-thru metódus – vezetékparaméterek

Hosszúság	Paraméter	Érték
9,4 mm	R_{VR}	9,1322 mΩ
	L_{VR}	4,5329 nH
	C_{VR}	0,63859 pF
15,6 mm	R_{VT}	15,156 mΩ
	L_{VT}	7,5226 nH
	C_{VT}	1,0598 pF
45,6 mm	R_V^*	44,301 mΩ
	L_V^*	21,989 nH
	C_V^*	3,0978 pF
12,4 mm	R_{VZ}	12,047 mΩ
	L_{VZ}	5,9795 nH
	C_{VZ}	0,84239 pF

A táblázatokból látható, hogy a kapacitások értéke még ilyen csíkszélesség mellett is viszonylag kicsi (a rezonanciafrekvenciák rendre 30 MHz felett vannak, így ezzel nem kell a továbbiakban foglalkozni). A C_{VR} és C_{VT} kapacitásokhoz mindkét metódus esetén hozzáadjuk a BNC csatlakozók kapacitását (válasszuk ezt egységesen mindenütt 10 pF-nak), az egyszerűség kedvéért.

Külön kell foglalkoznunk a két hangszórókábel-csatlakozó aljzattal. Ezek alapvetően jó vezetők, ellenállásuktól tekintsünk el. Két hengeres vezetőről van szó, melyek sugara jóval kisebb a köztük levő távolságtól, így a modellezzük őket Lecher-vezetékekkel. Számítsuk ki a „vezetékpár” induktivitását és kapacitását az elektromágneses térelméletből ismert képletek alapján!

$$r = 6 \text{ mm}, d = 40 \text{ mm}, l = 1,5 \text{ cm}$$

$$L \cong l \cdot \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(\frac{d}{r}\right) \cong 11,3827 \text{ nH}$$

$$C \cong l \cdot \frac{\pi \varepsilon_0}{\ln\left(\frac{d}{r}\right)} \cong 0,22 \text{ pF}$$

A (mérendő impedanciával párhuzamosan kapcsolódó) kapacitás elhanyagolható, az induktivitás ellenben nagyságrendileg megegyezik a táblázatban tárolt értékekkel. Módosítsuk a megfelelő értékeket ennek az értéknek a hozzáadásával (modellezzük a vezetékek kölcsönös induktivitását úgy, mintha az a mérendő impedanciával sorosan kapcsolódó tekercs lenne).

- Series-thru metódus:

$$L_{VT} = 14,225 \text{ nH} + 11,3827 \text{ nH} = 25,6077 \text{ nH}$$

- Shunt-thru metódus:

$$L_{VZ} = 5,9795 \text{ nH} + 11,3827 \text{ nH} = 17,3622 \text{ nH}$$

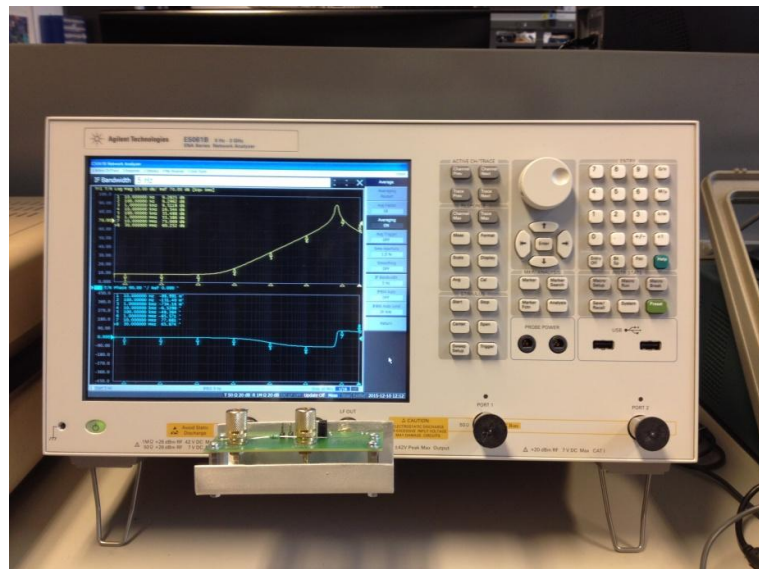
Ezzel minden parazitaelem értékét megadtuk. Az utolsó fejezetben visszatérünk még ezekre, nevezetesen összehasonlítva a szimulált, illetve a valóságos működést egy példán keresztül.

6.4 Mechanikai kialakítás, műszerdoboz



6-10. ábra: Az elkészült áramkör a műszerdobozban

Az elkészült áramkör és a rögzítésére szolgáló műszerdoboz látható a 6-10. ábrán. A doboz 2 mm vastagságú alumíniumlemezből készült. Az áramkört csavaros távtartók segítségével rögzítettem. Az ábrán szereplő módon lehet a lehető legegyszerűbben csatlakoztatni a mérendő objektumot (a csatlakozók közé demonstráció céljából egy mikroinduktivitást fogattam be).



6-11. ábra: Mérési elrendezés

A 6-11. ábrán látható egy általános mérési elrendezés: a mérendő alkatrészt elhelyeztük az előzőekben bemutatott módon, az áramkört pedig csatlakoztattuk az analizátorhoz.

7. Eredmények

Ebben a fejezetben elsőként megvizsgálunk egy konkrét mérést részletesen, tanulmányozva a kiértékelés folyamatát. Ezt követően nagyszámú mérés elvégzése és becslések segítségével behatárolunk olyan paramétertartományokat, ahol elfogadható mérési pontosság érhető el az eszközzel. Végezetül ezeken a tartományokon belül meghatározzuk a mérési pontosságot.

7.1 Egy mérés részletes bemutatása és szimulációja

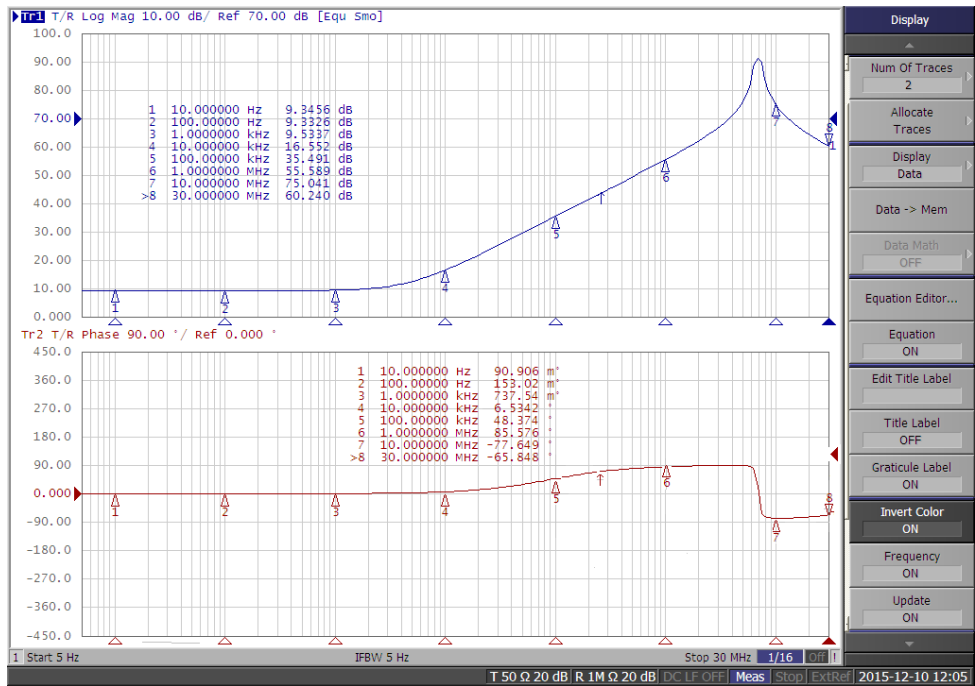
A következőkben vizsgáljuk meg egy konkrét mérést, legyen ez egy $L = 100 \mu\text{H}$ nagyságú furatszerelt induktivitás mérése. A későbbiekben látni fogjuk, hogy ehhez a series-thru metódust érdemes választani. Az R bemenet ellenállását állítsuk tehát $1 \text{ M}\Omega$ -ra.

Osszuk két részre a kijelzőt, ábrázoljuk az egyik diagramon az impedancia fázisát, a másikon az abszolútértékét. Utóbbihoz az egyenletszerkesztőbe a metódus bemutatásánál megismert egyenletet kell beírni:

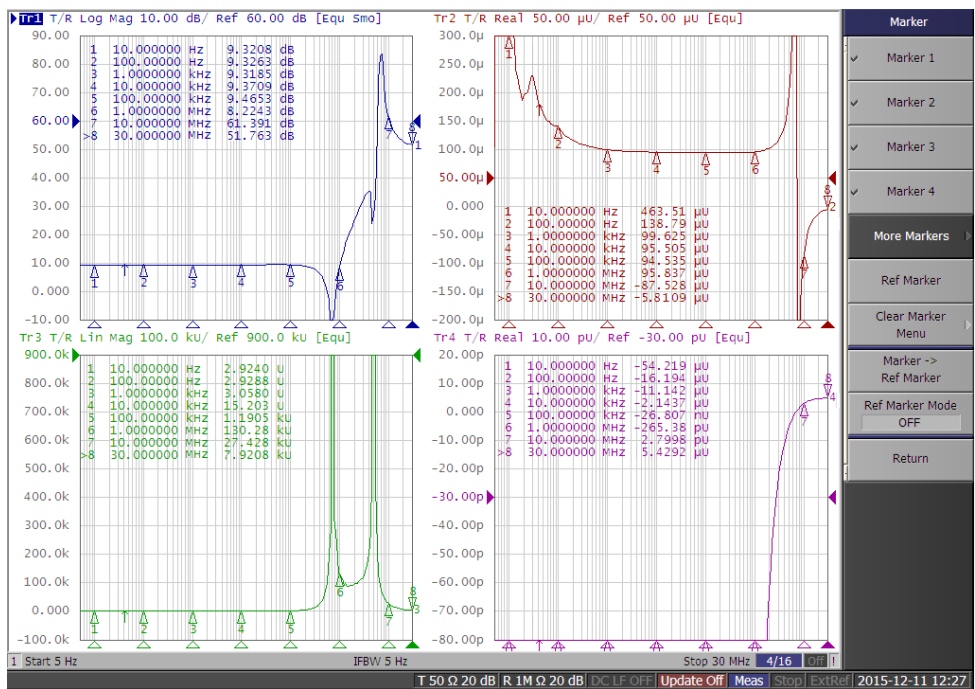
$$Z = R_T \cdot \frac{1 - A}{A}$$

Helyezzünk el jelölőket az ábrán 10 Hz -nél kezdve dekádonként, illetve 30 MHz -nél, így összesen nyolc mérési frekvenciát választunk ki. A kijelzőn látottak ekkor megegyeznek a 7.1. ábrával. Az amplitúdódiagramon (felső grafikon) azonnal látható az induktív jelleg: az impedancia abszolútértéke kezdetben állandó (ekkor a soros ellenállás a domináns tag), majd közelítőleg 20 dB/dekád dal növekedni kezd, egészen a rezonanciafrekvenciáig. A rezonanciafrekvencia felett a kapacitív hatás érzékelhető, itt 20 dB/dekád dal csökken az amplitúdó.

Szeretnénk meghatározni az induktivitást és a parazitahatásokat: soros ellenállást, illetve a kapacitást (hozzávezetések hatása, menetkapacitás). A rezonanciafrekvencia alatt soros RL, felette soros RC helyettesítő képet alkalmazunk. Az egyenletszerkesztőnek és az osztott képernyőnek köszönhetően kirajzolható mind a négy grafikon (fent a soros RL helyettesítő kép paraméterei, lent a párhuzamos RC helyettesítő kép paraméterei), ahogyan az a 7-2. ábrán is látható.



7-1. ábra: 100 µH induktivitású tekercs mérése (fent: impedancia, lent: fázis)



7-2. ábra: Helyettesítő képek elemeinek meghatározása a hálózatanalizátorral (fent: soros ellenállás (bal), soros induktivitás (jobb);

lent: párhuzamos ellenállás (bal), párhuzamos kapacitás (jobb))

A mért eredményeket tartalmazza a 7-1. táblázat (melyben a negatív értékek nem szerepelnek, hiszen ekkor az adott helyettesítő kép nem megfelelő).

7-1. táblázat: Mért helyettesítő képek paraméterei

f [Hz]	10	100	1 k	10 k	100 k	1 M	10 M	30 M
R_s [Ω]	2,9244	2,9263	2,9236	2,9413	2,9735	2,5776	1173,7	387,39
L_s [μ H]	463,51	138,79	99,625	95,505	94,535	95,837	-	-
R_p [Ω]	2,924	2,9288	3,058	15,203	1190,5	130280	27428	7920,8
C_p [pF]	-	-	-	-	-	-	2,7998	5,4292

Vizsgáljuk meg elsőként az induktivitás mérésének relatív hibáját a névleges értékhez viszonyítva (7-2. táblázat), a rezonanciafrekvencia alatt.

7-2. táblázat: Az induktivitásmérés relatív hibája

f [Hz]	10	100	1 k	10 k	100 k	1 M
L [μ H]	463,51	138,79	99,625	95,505	94,535	95,837
hiba	363,51%	38,79%	-0,375%	-4,495%	-5,465%	-4,163%

Megállapítható, hogy a hiba 1 kHz-en a legkisebb, ez alatt a mért érték nagyobb a névlegestől, és a frekvencia csökkentésével a hiba egyre nagyobb. Felette a névlegesnél kisebb értéket mér a műszer, ezt jelzi a relatív hiba negatív előjele.

A soros ellenállás értéke kiszámítható a 7-2. ábra bal felső grafikonjáról leolvasható értékből (10 Hz-en, itt az induktív hatás még nem jelentkezik):

$$R_s = 2,9244 \Omega$$

A rezonanciafrekvenciát is le lehet olvasni az analizátor által mutatott grafikonról (7-1. ábra), ez megközelítőleg 7 MHz. A fázisgörbén látszik, hogy a rezonanciafrekvencián a fázis élesen vált 90° -ról -90° -ra. A rezonanciafrekvencia kiszámítása (a Thomson-képlet alapján):

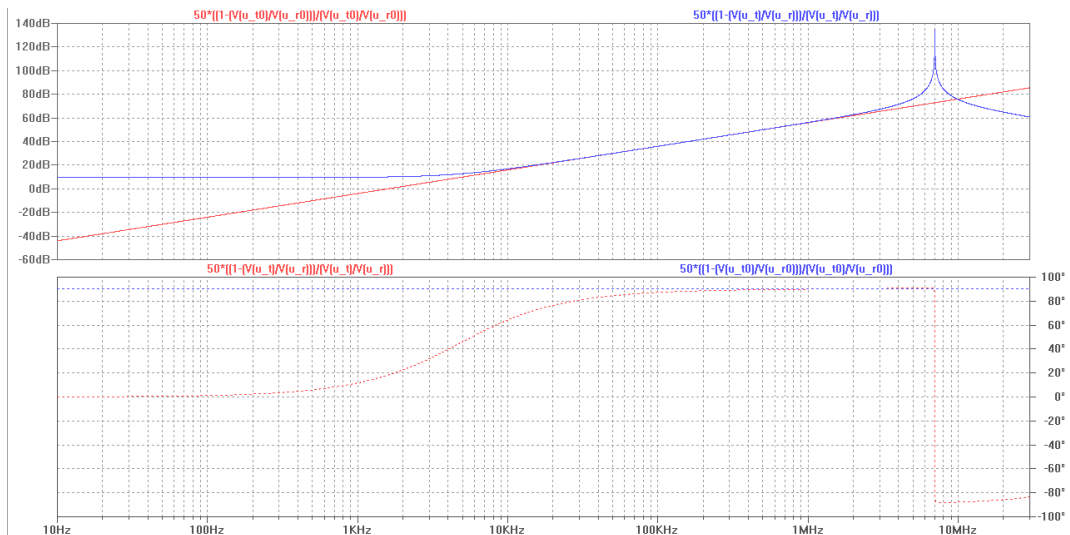
$$f_R = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}$$

A parazitakapacitás (hozzávezetések kapacitása, menetkapacitás) ekkor számolható:

$$C = \frac{1}{(2\pi \cdot f_R)^2 \cdot L} \cong 5,17 \text{ pF}$$

Ez a kapacitásérték jól közelíti a 30 MHz-en mért párhuzamos kapacitást (ilyen nagy frekvencián a kapacitív hatás dominál, így az elég pontosan mérhető).

Végezzünk el egy szimulációt a kiszámított adatokkal, és hasonlítsuk össze azt az ideális esettel!



7-3. ábra: A bemutatott mérés szimulációja

Az ábrán piros színnel látható az amplitúdó- illetve fázisgörbe akkor, ha nem feltételezünk parazitahatásokat sem a mérendő objektumot tekintve, sem pedig a mérési elrendezés tekintetében. A kék színnel jelölt görbék úgy keletkeztek, hogy az egyes parazitaelemek hatását figyelembe vettük, így az alkatrész soros ellenállását, menetkapacitását (és kivezetéseinek kapacitását), valamint az áramkör nem ideális voltából fakadó, hibát okozó komponenseket, így a vezetékek ellenállását, induktivitását (a tervezés során kiszámított értékekkel számolva), a csatlakozók kapacitását.

Ilyen megfontolások alapján áll tehát össze egy mérés, és ezek azok a legjellemzőbb tulajdonságok, melyek leolvashatóak egy ábráról.

7.2 Megfelelő módszer kiválasztása, becslések

A következőkben egy tematikus módszer segítségével megvizsgáljuk azt, hogy mi alapján érdemes kiválasztani azt a módszert, amely adott impedancia méréshez a legmegfelelőbb. A mérési pontosság számszerűsítése a következő fejezet témája lesz.

Fontos kérdés, hogy mit válasszunk referenciának, hiszen csak akkor tudunk nyilatkozni arról, hogy egy mérést jónak tekinthetünk-e, ha van mihez viszonyítani. Nagypontosságú mérésekhez referenciaként a tanszéken rendelkezésre álló Wayne-Kerr 6425 típusú impedanciaanalizátort használtam. Ez az impedanciaanalizátor viszont csak 20 Hz – 300 kHz frekvenciatartományban képes mérni, így sajnos a 300 kHz – 30 MHz sávban ezt nem választhatjuk referenciaként.

Az ebben a fejezetben ismertetésre kerülő mérések célja az, hogy irányelvet tudjunk adni arra, hogy amennyiben nagyságrendileg tudjuk becsülni a mérendő

impedancia értékét, úgy ki tudjuk választani a megfelelő impedanciamérési módszert. A folyamat során egyszerű, furatszerelt alkatrészek impedanciáját mértem, az alkatrészeket úgy kiválasztva, hogy azok minél szélesebb értéktartományból kerüljenek ki. A mérések során az impedancia abszolútértékét és fázisát jegyeztem fel, hiszen ebből minden további adat kiszámítható, melyre szükség lehet. Referenciának az alkatrészek névleges értékét választottam, ebből is látható, hogy ezek a mérések csupán becslésre szolgálhatnak (az alkatrészek nem precíziósak, így a névleges és a valódi értékük értelemszerűen eltérő, köszönhetően a korábban már ismertetett parazitahatásoknak és a gyártási szórásnak).

Érdeemes felidézni a 2.1. fejezetben leírtakat, az egyszerű passzív alkatrészek helyettesítő képeinek tulajdonságait. Ellenállások esetén az ellenállás értékétől függően a frekvencia növekedésével induktív (kis ellenállások) vagy kapacitív (nagy ellenállások) jellegűvé válik az impedancia (ennek megfelelően előbbi soros RL, utóbbi párhuzamos RC helyettesítő képpel írható le), erre a mért fázisszögből lehet következtetni. Tekercsek és kondenzátorok esetén számolni kell a rezonanciafrekvencia felett a tekercs kapacitív, a kondenzátor induktív jellegűvé válik (ilyen frekvenciákon biztosak lehetünk benne, hogy nem mérhetőek jól ezek az alkatrészek).

A következőkben megvizsgáljuk, milyen eredménnyel zárultak ezek a mérési sorozatok. Ebben a fejezetben konkrét számadatokat nem vizsgálunk. Egyelőre elégedjünk meg azzal, hogy elfogadhatónak tekintjük a mérést, ha a relatív hiba abszolútértéke 10% alatt van (a táblázatokban zöld színnel jelöljük). Érdeemes figyelmet fordítani azokra az esetekre, amikor a relatív hiba abszolútértéke 10-20% sávba esik (sárga), finomítva ezzel a skálát. 20% felett nem tekintjük elfogadhatónak az adott mérést (piros). Az alábbi táblázatok megalkotásakor a mért, abszolútértékekkel és fázisszöggel jellemzett impedanciát legmegfelelőbben leíró helyettesítő kép megfelelő paramétereit alapján számítottam ki a relatív hibát. Tehát például egy $100\ \Omega$ névleges értékű ellenállás esetén soros RL helyettesítő képet alkalmaztam, és annak valós részét vettem figyelembe.

7-3. táblázat: Ellenállásmérés relatív hibájának becslése

R / f	10 Hz	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 MHz	30 MHz		10 Hz	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 MHz	30 MHz		
1,5 MΩ	Green							Red											
1 MΩ	Green							Red											
100 kΩ	Green							Red											
10 kΩ	Green							Red											
1 kΩ	Green							Red											
470	Green							Red											
220	Green							Red											
100	Green							Red											
47	Green							Red											
10	Green							Red											
1	Green							Red											
100 mΩ	Red							Red											
	Series-thru metódus									Shunt-thru metódus									

A 7-3. táblázat láthatóan igazolja azt az eddigiekben elfogadott kijelentést, hogy series-thru metóduddal 5 Ω-nál nagyobb impedanciákat érdemes mérni. Emellett pedig az is látható, hogy még 20 kΩ-nál jóval nagyobb impedanciák mérése is lehetséges. A shunt-thru metódus esetén sem a korábban rögzített 5 Ω a felső határ, kijelenthetjük, hogy 100 Ω-ig közelítőleg pontos ez a módszer is (ne feledjük, hogy névleges értékekhez viszonyítottunk, ez adott esetben nagyobb hibát generálhat).

7-4. táblázat: Induktivitásmérés relatív hibájának becslése

L / f	10 Hz	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 MHz	30 MHz	10 Hz	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 MHz	30 MHz	
10 mH	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green	Green	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green	Green	
1 mH	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green	Green	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green	Green	
100 uH	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green	Green	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green	Green	
10 uH	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green	Green	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green	Green	
1 uH	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green	Green	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green	Green	
	Series-thru metódus									Shunt-thru metódus							

Induktivitás mérésekor figyelembe kell vennünk, hogy alacsony frekvencián a soros ellenállás dominál, így itt értelemszerűen nem mérhető jól az induktivitás, nagy frekvenciákon (a rezonanciafrekvencia felett, a táblázatban fehérrel jelölve) pedig kapacitív jelleget ölt az impedancia függvénye (a fázisszög negatív). Az induktivitás impedanciája a frekvenciával arányos. Kis frekvenciákon ez az impedancia tehát kicsi, series-thru metóduddal ez adja a jól mérhető tartomány alsó korlátját. Shunt-thru metóduddal éppen a tartomány felső korlátja alakul hasonlóan, hiszen ez a metódus kis

impedanciák mérésére használható jól, a tekercs impedanciája pedig nagy frekvenciákon nagy. Összességében kijelenthető, hogy mindkét módszer alkalmas induktivitás mérésére, viszonylag széles frekvenciasávban. Érdemes a méréseinket minél kisebb frekvencián végezni, hogy a rezonancia biztosan ne okozzon problémát. A mérendő impedancia nagyságrendjének ismeretében kiválaszthatjuk a számunkra megfelelőbb módszert.

7-5. táblázat: Kapacitásmérés relatív hibájának becslése

C / f	10 Hz	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 MHz	30 MHz	10 Hz	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 MHz	30 MHz	
1,5 μF	Green	Green	Green	Green	Red	Red	Red	Red	Red	Yellow	Green	Green	Green	Green	Green	Green	Green
1 μF	Green	Green	Yellow	Green	Red	Red	Red	Red	Red	Red	Red	Red	Red	Red	Red	Red	Red
37 nF	Green	Green	Green	Green	Green	Red	Red	Red	Red	Red	Red	Yellow	Yellow	Yellow	Yellow	Yellow	Yellow
10 nF	Green	Green	Green	Green	Green	Red	Red	Red	Red	Red	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green
8 nF	Green	Green	Green	Green	Green	Red	Red	Red	Red	Red	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green
3 nF	Green	Green	Green	Green	Green	Red	Red	Red	Red	Red	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green
2,7 nF	Red	Green	Green	Green	Green	Red	Red	Red	Red	Red	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green
1,5 nF	Red	Green	Green	Green	Green	Yellow	Yellow	Yellow	Red	Red	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green
130 pF	Red	Red	Green	Green	Green	Yellow	Yellow	Yellow	Red	Red	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green
100 pF	Red	Red	Green	Green	Green	Yellow	Yellow	Yellow	Red	Red	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green
47 pF	Red	Yellow	Green	Green	Green	Yellow	Yellow	Yellow	Red	Red	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green
10 pF	Red	Red	Yellow	Green	Green	Yellow	Yellow	Yellow	Red	Red	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green
1,3 pF	Red	Red	Red	Yellow	Green	Yellow	Yellow	Yellow	Red	Red	Red	Green	Green	Green	Green	Green	Green
	Series-thru metódus								Shunt-thru metódus								

Kapacitás mérése esetén a két metódus pontossága jelentősen különbözik. Gondoljuk végig, miért történhet mindez! A kapacitás mértékegysége a farad (F), mely meglehetősen nagy egység. A gyakorlatban nagyságrendekkel kisebb kapacitásokat mérünk. Egy ideális kondenzátor impedanciája:

$$Z = \frac{1}{j\omega C}$$

A kapacitással fordítottan arányos az impedancia. Ennek értéke alacsony frekvenciákon nagyságrendekkel nagyobb a shunt-thru metódussal mérhető impedanciáknál. Nagy frekvenciákon az induktivitások mérésénél említett rezonancia jelensége akadályozza a mérést. Ez a két tényező tehát az oka annak, hogy shunt-thru módszerrel a kondenzátorok mérése legtöbb esetben rendkívül pontatlan. Ökölszabályként kimondhatjuk, hogy kapacitást a series-thru metódussal érdemes mérni.

Series-thru metódus esetén jól látható, hogy a rezonanciafrekvencia értéke a kapacitás csökkenésével növekszik. A táblázat alapján kijelenthető, hogy viszonylag széles frekvenciasávban tudunk széles értéktartományú kapacitást mérni. Amennyiben ismerjük a kapacitás értékének nagyságrendjét, vélhetően érdemes a mérési frekvenciát a megadott frekvenciasávok közepéből választani.

7.3 Mérési pontosság vizsgálata

Az előző fejezetben azt állapítottuk meg, hogy ha ismerjük a mérendő impedancia nagyságrendjét, esetleg jellegét is, nagy valószínűséggel ki tudjuk választani a két metódus közül azt, mellyel elfogadható hibával mérhető. A következőkben a mérések pontosságát vizsgáljuk meg, ezúttal számszerűen. Felhasználjuk azonban az eddigi gondolatmenetet, hiszen most már csak olyan frekvenciákat vizsgálunk, melyeken a névleges értékhez viszonyítva pontosnak tekintettük a mérést. Referenciaként ezúttal a Wayne-Kerr 6425 típusú impedanciaanalizátor által mért értékeket fogadjuk el (tehát 300 kHz-nél nagyobb frekvenciákon nem vizsgálódunk).

7.3.1 Ellenállásmérés pontossága

Kezdjük számításainkat az ellenállásmérés pontosságának meghatározásával. Mérjük meg az impedancia soros RL és párhuzamos RC helyettesítő képét a hálózatanalizátorral néhány rögzített frekvencián, nagyságrendenként 1-1 alkatrész esetén, majd számítsuk ki a relatív hibát (értelem szerint alkalmazva a megfelelő helyettesítő képet).

7-6. táblázat: Ellenállásmérés pontossága series-thru metódus esetén

	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz
1 M Ω	-0,54928%	0,15712%	-2,5105%	-3,8959%
100 k Ω	-0,91668%	-0,9811%	-1,2874%	-1,2718%
10 k Ω	-1,1637%	-1,2676%	-1,163%	-1,2089%
1 k Ω	-1,237%	-1,2424%	-1,231%	-1,2213%
100 Ω	-1,664%	-1,6542%	-1,6522%	-1,5977%
10 Ω	-5,8453%	-5,8486%	-5,825%	-5,7647%

Egyértelműen levonható a következtetés, hogy minél nagyobb az ellenállás, annál pontosabban mérhető series-thru módszerrel. Az értékeket illetően a relatív hiba 100 Ω – 100 k Ω értékű ellenállásokra 2% alatti, általában véve pedig 6% alatti.

7-7. táblázat: Ellenállásmérés pontossága shunt-thru módszer esetén

	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz
1 k Ω	66,742%	67,271%	66,964%	67,712%
100 Ω	4,9936%	5,0404%	5,0304%	5,113%
10 Ω	1,3543%	1,3741%	1,3995%	1,523%
1 Ω	2,0799%	2,077%	2,0854%	2,2524%
100 m Ω	12,176%	12,022%	12,278%	13,838%

Shunt-thru módszer esetén nem meglepő, hogy az 1 k Ω névleges értékű ellenállás mérésének hibája kiugróan nagy, hiszen ez már nagy impedanciának számít a módszer szempontjából. Az [1] dokumentumban foglaltak alapján 1 m Ω – 5 Ω tartományban 10 %-on belüli a hiba.

Jól látható, hogy a mért 100 m Ω névleges értékű ellenállás – noha beleesik ebbe a tartományba – nem teljesíti ezt a feltételt. Shunt-thru módszerrel az R_{VZ} vezetékellenállás korábban kiszámított értéke (mely egy az egyben hozzáadódik a mérendő értékhez) 12,047 m Ω , tegyük fel azt, hogy ez az elméleti érték helytálló. A hálózatanalizátor által mért értékekből vonjuk le ezt, majd számoljuk ki a relatív hibát ismét. Az alábbi értékeket kapjuk:

7-8. táblázat: Relatív hibák kompenzáció után (ellenállásmérés, shunt-thru módszer)

hiba	-0,0164%	-0,1727%	0,0995%	1,7786%
------	----------	----------	---------	---------

Láthatóan ennek a vezetéknek az ellenállása okozta a hibát, a kapott eredmények pedig azt mutatják, hogy a mérőrendszer rendkívül pontos. Hasonló kompenzációt elvégezhetnénk nagyobb ellenállások esetén is, de itt érzékeltethető legjobban a hatása.

Általánosságban elmondható, hogy 1 Ω – 10 Ω tartományban itt is garantálható a series-thru módszer esetén megadott legfeljebb 2 %-os relatív hiba (kompenzációval 100 m Ω -ra is). Az 1 k Ω -os ellenállás mérése esetén a hiba elfogadhatatlanul nagy, ez a különbségek érzékeltetésének céljából szerepelt a táblázatban.

7.3.2 Induktivitásmérés pontossága

Az előzőekhez teljesen hasonló módszerrel vizsgáljuk meg az induktivitások mérése esetén keletkező két táblázatot.

7-9. táblázat: Induktivitásmérés pontossága series-thru metódus esetén

f [Hz]	10 k	100 k	300 k
10 mH	-2,15 %	-3,43 %	-3,24 %
1 mH	-3,72 %	-2,73 %	-1,81 %
100 μ H	-6,64 %	-4,33 %	-2,1 %
10 μ H	-1,36 %	-5,34 %	-2,41 %

7-10. táblázat: Induktivitásmérés pontossága shunt-thru metódus esetén

f [Hz]	100	1 k	10 k
10 mH	2,55 %	4,09 %	0,50 %
1 mH	-7,12 %	-1,81 %	-1,56 %
100 μ H	-8,37 %	-5,34 %	-6,11 %
10 μ H	-6,43 %	-3,16 %	-3,37 %
1 μ H	-9,30 %	4,42 %	2,25 %

Induktivitások széles érték- és frekvenciatartományban mérhetők mindkét metódussal. A pontosság tekintetében azt mondhatjuk, hogy ezekben a frekvenciatartományokban a relatív hiba leggyakrabban a 2-6 % sávban mozog.

7.3.3 Kapacitásmérés pontossága

Utolsóként vizsgáljuk a kapacitásmérés pontosságát a 7-11. és 7-12. táblázatok alapján.

7-11. táblázat: Kapacitásmérés pontossága shunt-thru metódus esetén

	10 kHz	50 kHz	100 kHz
1 nF	0,83051 %	-0,26488 %	-3,7418 %
100 pF	0,75283 %	1,1329 %	1,2034 %
10 pF	8,856 %	3,7141 %	3,8216 %

7-12. táblázat: Kapacitásmérés pontossága series-thru módszer esetén

f [Hz]	10 k	100 k	300 k
10 nF	-0,32 %	-0,24 %	0
8 nF	-3,02 %	-3,50 %	-3,38 %
2,7 nF	-1,11 %	0,15 %	0,22 %
1,5 nF	-0,96 %	-2,77 %	-3,20 %

Kapacitásmérés esetén az előző fejezetben azt a megállapítást tettük, hogy a series-thru módszert érdemes alkalmazni. A 7-11. táblázatból az látszik, hogy a mérendő kapacitás csökkenésével a hiba növekszik. A relatív hiba adott esetben 1 % alatti is lehet, általánosan az mondható el, hogy 4 %-tól legtöbbször nem nagyobb.

Shunt-thru módszerrel csak egy keskeny értéksávot vizsgálunk (az előzőekben látszott, hogy a többivel nem érdemes foglalkozni a pontosság szempontjából). A táblázatban megadott frekvenciák és kapacitásértékek mellett a relatív hiba a series-thru módszerhez hasonlóan 4 % alatti, és esetenként 1 % alá is csökkenhet.

7.3.4 Összefoglalás

Tekintsük át vázlatosan, hogy mire jutottunk a mérési pontosság meghatározásával kapcsolatban.

Ellenállásmérés (7-3. táblázat):

- series-thru módszer: $100 \Omega - 100 \text{ k}\Omega$ nagyságú ellenállás esetén (a zölddel jelölt tartomány belsejében) 1-2 %, a tartomány határain 5-6 %
- shunt-thru módszer: $1 \Omega - 10 \Omega$ nagyságú ellenállás esetén 1-2 %, a kijelölt tartomány határain 5-6 %

Induktivitásmérés (7-4. táblázat):

- series-thru módszer: nagyobb induktivitások mérésekor érdemes ezt alkalmazni, a relatív hiba 2-6 %-os sávban mozog
- shunt-thru módszer: kisebb induktivitások is mérhetők ezzel a módszerrel, a relatív hiba szintén 2-6 %

Kapacitásmérés (7-5. táblázat):

- series-thru módszer: a relatív hiba 4 %-nál nem nagyobb, gyakran 1 % alatti
- shunt-thru módszer: keskeny értéktartományban alkalmazható, de itt a hiba nem nagyobb 4%-nál, és akár 1 %-os pontosság is elérhető

8. Összegzés és kitekintés

A dolgozat az alapvető impedanciamérési módszereken keresztül jutott el a hálózatanalizátorral történő impedanciamérés elméletéhez. Két alapvető metódust ismertett, melyeknek lehetséges hibáit, előnyeit mélyrehatóan elemezte.

Végeredményben a kutatás előrelépéssel zárult. Elkészült egy kétféle mérési módszer megvalósítására alkalmas mérőpanel, mellyel akár 1-2% alatti relatív hibával terhelt mérések is végrehajthatók.

Tanulmányoztuk azt, hogy mi alapján érdemes kiválasztani a mérésnél alkalmazott metódust, ismert nagyságrendű és jellegű impedancia esetén mely frekvenciákon érdemes elvégezni a méréseket. Egy konkrét mérést végigkövetve megvizsgáltuk, milyen szempontokat érdemes figyelembe venni, milyen következtetéseket lehet levonni a mért adatok, a jelleggörbék alapján.

Tevékenységem alapvetően arra irányult, hogy minél több szempontot figyelembe véve vizsgáljam meg a hálózatanalizátorral történő impedanciamérés lehetőségeit, az alacsonyfrekvenciás portra összpontosítva. További kutatásra adhat okot a bemeneti ellenállások pontossága (vagy pontatlansága), esetlegesen pontosabb mérőrendszer kiépítése, kompenzációs és kalibrációs lehetőségek kidolgozása.

Csak nagyon kevés szó esett a dolgozatban a nagyfrekvenciás portról, mellyel akár 3 GHz-ig is kiterjeszhető a mérések frekvenciatartománya. Erre a portra is érdemes lehet hasonló mérőpanelt kialakítani, megvizsgálni a hibalehetőségeket, az alacsonyfrekvenciás porthoz hasonlóan. Külön lehetne foglalkozni a két porton elvégzett mérések összehasonlításával is, ezáltal esetlegesen új referenciát teremteni. Vélhetően ilyen jellegű kutatásokkal szélesebb lenne a lehetőségek palettája, többféleképpen is meg lehetne mérni egy adott impedanciát. Valószínűleg a mérendő impedanciák tartománya is kiszélesíthető lenne ez által.

Irodalomjegyzék

- [1] Agilent – Impedance Measurement with E5061B LF-RF Network Analyzer
- [2] Agilent E5061B hálózatanalizátor: <https://testworld.com/wp-content/uploads/used-Keysight-Agilent-E5061B-RF-Network-Analyzer-5-hz-3-GHz.jpg>)
- [3] A mérőpanel elkészítésénél felhasznált BNC bulkhead csatlakozó: http://hu.mouser.com/images/amphenol/images/112420_SPL.jpg
- [4] A BNC bulkhead csatlakozó adatai: <http://www.mouser.com/ds/2/18/112420-712478.pdf>
- [5] Mérendő objektum rögzítéséhez használt hangszórókábel-csatlakozó aljzat: <http://arwill.hu/forras/kep/csatlakozok/audio/hangszoro/banan-huvely-819214-12077.jpg>
- [6] Precíziós ellenállás adatlapja: <http://www.mouser.com/ds/2/427/fcseries-105315.pdf>
- [7] Mikroszalagvonal vázlatrajza: <http://qucs.sourceforge.net/tech/img1934.png>
- [8] Mikroszalagvonal hosszegységre eső paramétereinek kiszámítása: http://www.technick.net/public/code/cp_dpage.php?aiocp_dp=util_pcb_imp_microstrip
- [9] Méréstechnika (VIMIA206) előadások: <http://bme.videotorium.hu/>
- [10] Zoltán István: Méréstechnika, BME Printer Kft., 2013