

Mikrohullámú teljesítménymérő nagy pontosságú közvetlen kijelzéssel

ETO 621.317.784.029.6

Az Országos Mérésügyi Hivatal mikrohullámú laboratóriumában a műszerek vizsgálatokor, nemzetközi összehasonlítások során gyakran jelentkezik a feladat, hogy nagyszámú nagyfrekvenciás teljesítményértéket kis bizonytalansággal kell megmérni. A mW-os tartományban erre a célra legtöbbször barettert, illetve termisztort tartalmazó, önkiegyenlítő ellenálláshidat alkalmaznak. A jól bevált, kitűnő stabilitású mérési módszer további javítására irányuló fejlesztés során egy közvetlen kijelzést biztosító áramkör készült el, amely lehetővé teszi a hosszadalmas számítás elkerülését és a mérés pontossági szintjét nem csökkenti.

A kifejlesztett műszert ismertető tanulmány a következőképpen tagolódik:

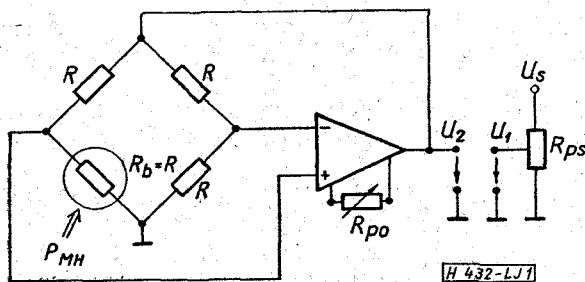
— Az automatikus kiegyenlítésű mérőhíd működésének összefoglalása, átviteli függvényének felírása, a feldolgozandó jelek definiálása. Pontossági igények.

— Az analóg áramkörök ismertetése. A pontosságot és stabilitást javító áramköri részletek tárgyalása.

— Az ellenőrző mérések eredményeinek ismertetése.

Automatikus kiegyenlítésű teljesítménymérő híd kapcsolás

Az 1. ábrán látható a hídáramkör. A híd mindig kiegyenlített állapotban üzemel, mivel a hídlemek részt vesznek az erősítő visszacsatolásában; az erősítő éppen akkora áramot kényszerít a hidra, hogy a bolométer ellenállása mindig egyenlő a kiegyenlített állapothoz szükséges R értékkel. A bolométer munkaponti ellenállása így állandó, értéke csak a többi hídellenállás nagyságától függ. A bolométeren átfolyó



1. ábra. Automatikus kiegyenlítésű teljesítménymérő híd kapcsolása

R_b – bolométer
 R_{ps} – nullázás
 R_{p0} – ofszet komp.
 P_{MH} – mikrohullámú telj.
 $U_1 = U_2 / P_{MH} = 0$ – híd fesz.

Beérkezett: 1975. XI. 26.

egyenáram teljesítménye legyen P_{1e} . Ha a bolométerre nagyfrekvenciás teljesítmény is jut, az elnyelt nagyfrekvenciás teljesítmény hőhatása megváltoztatná a bolométer ellenállását, de a hídáramkör a bolométer egyenteljesítményét visszaszabályozza úgy, hogy a nagyfrekvenciás teljesítmény (P_{MH}) és a megmaradt egyenteljesítmény (P_{2e}) összege egyenlő legyen a nyugalmi egyenteljesítménnyel:

$$P_{MH} = P_{1e} - P_{2e}. \quad (1)$$

Ha kimeneti jelnek a híd feszültséget tekintjük, az elnyelt nagyfrekvenciás teljesítmény a következőképpen írható fel:

$$P_{MH} = \frac{U_1^2}{4R} - \frac{U_2^2}{4R}, \quad (2)$$

ahol U_1 a híd feszültség nagyfrekvenciás teljesítmény nélkül, U_2 pedig a híd feszültség nagyfrekvenciás teljesítménnyel, R a bolométer munkaponti ellenállása.

Az összefüggés másképpen is felírható:

$$P_{MH} = \frac{1}{4R} (U_1 + U_2)(U_1 - U_2). \quad (3)$$

Látható, hogy a mérendő nagyfrekvenciás teljesítmény kellő pontossággal történő megjelenítése több számítási művelet elvégzését igényli. Mérni kell két, különböző időpontban fellépő feszültséget, ezeket fel kell jegyezni (illetve tárolni), majd tagonkénti négyzetreemelés, különbségképzés és konstanssal való szorzás következik [a (2) összefüggés szerint]; vagy egy összegzés és egy különbségképzés, a kapott eredmények összeszorzása és konstanssal való szorzás [a (3) összefüggés szerint].

A módszer hosszadalmas, de nagy pontosságot biztosít. A híd feszültség vagy hídáram közvetlen mérésével is megoldható elvileg a kijelzés, de a teljesítményben kalibrált skála nem lineáris és meglehetősen pontatlan. Ezért érdemes a számításos eljárást alkalmazni. Ha a feszültségeket megfelelő pontosságú digitális egyenfeszültségmérő méri, a hídkapcsolás mérési hibája az alábbi okokra vezethető vissza:

- a hídlemek toleranciája,
- a híd erősítő driftje,
- a híd erősítő véges erősítése,
- a híd erősítő véges bemenőellenállása,
- a fellépő termofeszültségek,
- a környezeti hőmérséklet megváltozásának a bolométerre gyakorolt hatása.

Bebizonyítható, hogy ezen tényezők közül a környezeti hőmérséklet megváltozása miatti bolométermunkaponteltolódás a domináns hibaok [4, 6]. Ez azt

jelenti, hogy a mérést igen gyorsan kell elvégezni, és kívánatos valamilyen hőkompenzálást is végezni. A második jelentős hibaok a hídlemek különbözősége. Kereskedelmi precíziós ellenállásokból felépült híd esetében a teljesítménymérés összehibája kb. 0,1%.

Tekintsük a (3) összefüggést. Itt egy szorzat szerepel, tehát egy analóg szorzóáramkör alkalmas a teljesítményérték közvetlen kijelzésére, amennyiben az a mért feszültségértékek összegét, illetve különbségét kapja bemeneteire. Az U_1 feszültség egy előzetes „nullázás” során beállítható, értékét egy potencióméter, vagy a mérőhíddal azonos felépítésű, nagyfrekvenciás teljesítménnyel nem táplált hőkompenzáló híd tartja; az U_2 feszültség pedig mindaddig jelen van, amíg nagyfrekvenciás teljesítmény esik a bolométerre. A nehézséget az okozza, hogy az analóg szorzó bizonytalansága nem haladhatja meg a mérőáramkör bizonytalanságát, azaz a mérés pontosságát a számítógység nem csökkentheti.

A feladat tehát úgy jelentkezik, hogy egy legalább 0,1% pontosságú analóg számítógységet kell tervezni, amelynek átviteli függvénye a következő:

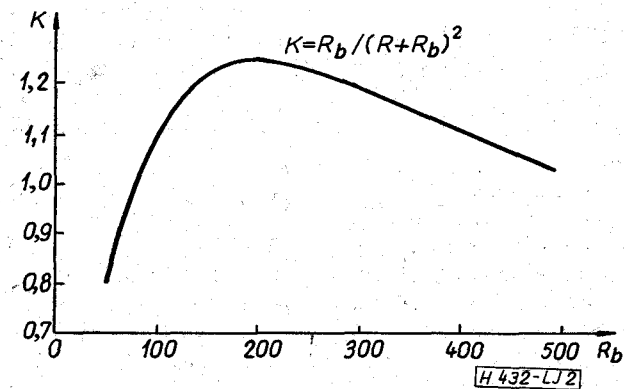
$$U_z = K(U_1 + U_2) \cdot (U_1 - U_2) \quad (4)$$

Itt U_z a kimeneti feszültség, amelynek számértéke egyezik a mért, mW-ban kifejezett teljesítmény számértékével, K pedig 1/V dimenziójú állandó.

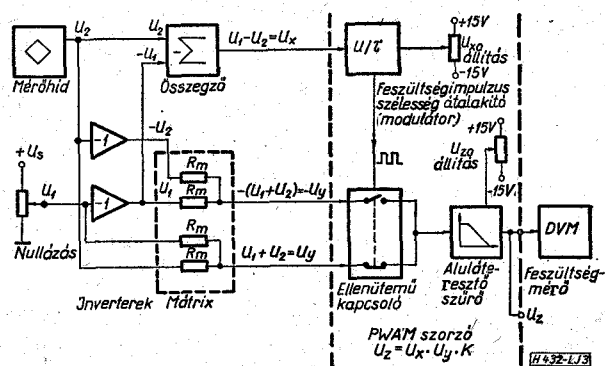
Az 1–10 mW-os teljesítmények mérésére alkalmas, tipikusnak mondható $R_b = 200$ ohm munkaponti ellenállású, $I_b = 8,75$ mA munkaponti áramú baretterhez célszerű a mérőhídat 200 ohmos ellenállásokból felépíteni. Egy ilyen hídra az U_1 feszültség kb. 3,5 V, $U_2 = 2 \div 3,5$ V, a K állandó pedig 1,25 1/V. Más ellenállású baretter is kapcsolható a hídra, ha a szemközti hídág ellenállását azonos értékre váltja egy átkapcsoló. Ilyenkor K értéke is változik. A 2. ábra mutatja a beállítandó K értékeket a baretterellenállás függvényében. A leggyakoribb értékeket nyomógombbal lehet a műszeren beállítani, de folyamatos szabályzásra is van mód.

Az analóg áramkör ismertetése

A kívánt átviteli függvényt megvalósító áramkör alapeleme egy nagy pontosságú analóg szorzó. A szó-



2. ábra. A K kalibrációs állandó értékei az R_b bolométerellenállás függvényében ($R = 200$ ohmos felső hídági ellenállások esetén)



3. ábra. Közvetlen kijelzésű teljesítménymérő blokkvázlata

bajóhető szorzókapcsolások elemzése során kiderült [1, 6], hogy az egyidejű, lineáris impulzusamplitúdó és -szélesség modulációra alapított módszer (PWAM) ígéri a legnagyobb pontosságot. A 3. ábrán látható elrendezést azonban csak kis sáv szélességigény esetén lehet alkalmazni, hiszen a jelátvivő láncban egy adott frekvenciájú impulzus a közbenső hordozó, amely határt szab az átvihető legnagyobb jelfrekvenciának. A teljesítménymérő áramkörnél azonban ez nem okoz bajt, mert a feldolgozandó jelek egyenfeszültségek. A sáv szélességre vonatkozó egyetlen megkötés az, hogy a szűrőkör időállandója egy szokásos műszer-beállási időnél kisebb legyen; a leolvasónak ne kelljen sokat várnia az eredmény megjelenésére. A sáv szélesség rovására lehet tehát a szigorú pontossági követelményeknek eleget tenni.

A 3. ábrán látható a műszer blokkvázlata, a szaggatott vonalak közötti rész a PWAM szorzó. A feszültség-impulzusszélesség átalakító integrált áramkörökkel felépített háromszöggenerátorból és komparátorból áll. A háromszöggenerátort integrátor és hiszterézises komparátor alkotja. Az igen nagy pontossággal állandó frekvenciájú, nagy linearitású háromszögjelet a komparátor összehasonlítja az U_x bemeneti feszültséggel. Ha $U_x = 0$, a komparátor kimenőjele 50%-os kitöltési tényezőjű négyszögfeszültség. Az U_x feszültség megváltozásakor arányosan nő vagy csökken a kitöltési tényező, azaz az impulzusszélesség arányos az U_x feszültség értékével.

Ezt a szélességmodulált jelet kapja a kapcsolóáramkör vezérlőjelként. Az ellenütemben vezérelt kapcsolók komplementer tervezérlésű tranzistorok, amelyek felváltva az U_y , illetve a $-U_y$ feszültségeket kapcsolják az összeadó aluláteresztő szűrőre. A szélességmodulált impulzusjel tehát amplitúdóban is modulált lesz, $|U_y|$ értékének megfelelően.

Az aluláteresztő szűrő egy 1 Hz alatti levágási frekvenciájú elsőfokú aktív összegzőszűrőből és egy passzív LC-tagból áll. Kimenőjele az említettek szerint arányos az $|U_y|$ feszültséggel, valamint az idővel, amíg U_y , illetve $-U_y$ feszültség van jelen a bemenetén, tehát U_x feszültséggel is. Az U_z kimenőfeszültség, az impulzusjel modulációktól függő átlagértéke tehát

$$U_z = K \cdot U_x \cdot U_y, \quad (5)$$

ami $U_x = U_1 - U_2$ és $U_y = U_1 + U_2$ helyettesítéssel megfelel a (4) összefüggésnek.

Elvileg akár az összeg-, akár a különbségfeszültséggel vezérelhető az impulzusszélesség-modulátor,

de a feltüntetett választás előnyösebb¹. Mérés előtti nullázáskor az impulzusszélesség-modulátor 0 feszültséget kap, a kapcsolófokozatot megelőző összegzőmátrix pedig néhány voltos pozitív, illetve negatív feszültséget. Ez megkönnyíti a nullázást, a szűrőáramkör zavarérzékenysége a viszonylag nagy bemenőjelek miatt alacsony, az impulzusszélesség-modulátor szűkebb dinamikus tartományban működik, mint az ellenkező esetben, így lineárisabb. Az elméletileg szükséges legalább három nullázási lépés helyett csak kettő számára van kivetett beállítószerv, ugyanis az U_y jelet feldolgozó ellenállásmátrix és kapcsoló válogatott és illesztett elemekből áll, amelyek igen stabilnak bizonyultak, itt utánállításra nincs szükség. A szűrőáramkörben állítható a kimeneti ofszet (U_{20}), a hiszterézises komparátornál pedig a háromszögjel kis mértékű szinteltolásával az alapkítőltési tényező állítható be pontosan 50%-ra, (U_{30}). A két nullázószerv egymásutáni használatával két lépésben elegendő pontossággal nullázható a műszer. Az előlapon elhelyezett átkapcsolóval adhatók a nullázáshoz szükséges feszültségek a kívánt helyre.

Az inverterek és az összegzőfokozat, valamint a komparátorok nagy stabilitású, kedvező offszet- és drift-adatokkal, nagy slew-rate-tel rendelkező integrált áramkörökkel épültek fel. A mérőhídiban, a háromszöggenerátor integrátorában és a kimeneti szűrőben hőstabilizált, integrált áramkörökkel felépített erősítő üzemel. A passzív elemek is jó minőségűek, a mátrix elemei válogatottak. A háromszögfrekvencia stabilitása — így a műszer stabilitása is — igen érzékeny a háromszögfeszültséget előállító integrálokondenzátor minőségére. Ezért ezen a helyen $TKE = \pm 50 \cdot 10^{-6} / ^\circ C$ hőmérsékleti együtthatójú, KCO-10 típusú csillámkondenzátor működik. Jól stabilizált és szűrt tápfeszültségek biztosítják a stabil működést.

A kapcsolástechnika is az említett célt szolgálja. Az impulzusszélesség-modulátor felépítése olyan, hogy az időbeli változások kompenzálódnak, az egyszer ofszet-mentesített áramkör driftje az impulzus szélességében nem okoz érezhető változást. Az alappfrekvencia 300 Hz körüli érték, elegendően kicsi ahhoz, hogy az átkapcsolási tranziensek elhanyagolhatóak legyenek az egész periódusidőhöz képest.

¹ A részletes kapcsolási rajz [6] vizsgálatokor több egyszerűsítés kínálkozik. Pl. az $U_1 + U_2$ feszültséget ellenállásokkal összegezve lehet adni az impulzusszélesség-modulátor bemenetére, az $U_1 - U_2$ különbségképzést pedig egy differenciálintegrátorral, amely egyúttal a szűrést is elvégzi. Az egyszerűbb változatok a kísérletek szerint a kívánt magas követelményeknek nem tettek eleget.

² Ha az invertereket ideálisnak tekintjük, az átviteli tényező az állítható összegző-erősítésen kívül csak a háromszögjel csúcspontosságától függ, azzal fordítottan arányos. Az említett kompenzációk következtében ez a függés jelentősen kisebb, mint az összegzőerősítő erősítésdriftjének hatása.

A beépített kijelző három és fél digitális panelműszer, $\times 1$, $\times 2$, $\times 0,5$ méréshatár-bővítéssel, de külső digitális egyenfeszültségmérő is csatlakoztatható a műszer által nyújtott pontosság teljes kihasználhatósága érdekében.

Az ellenőrző mérések eredményeinek ismertetése

Az összegző erősítő és az inverterek átviteli hibája nem haladja meg a 0,05%-ot. Drift-feszültségük a viszonylag nagy jelszint miatt nem okoz jelentős bizonytalanságot.

Az impulzusszélesség-modulátor linearitására jellemző, hogy több napig tartó mérési sorozatok által adott eredményeket számítógépen értékelve a regressziós tényezőre kapott érték $r^2 = 0,999\ 999$.

A teljes analóg számítóáramkörre vonatkozó adatok: az egyszer nullázott készülék 2 óra alatti driftje a legkisebb méréshatárban is 0,05%-nál kisebb hibát eredményez; a tápfeszültségfüggés 0,008%/0,1 V. A mért teljesítményértékeknek megfelelő feszültségekre vonatkoztatott teljesítmény mérési pontosság a nullázást követő időre még sokkal jobb, mint a hosszú időre mért 0,1%.

A K átviteli tényező értékét időnként ellenőrizni kell, ez jelenti egyúttal a műszer kalibrálását is.²

Értekes tanácsaiért, hathatós irányításért köszönet illeti Herpy Miklóst, a TKI osztályvezetőjét; Schneider Ferencet, az OMH mérnökét az áramkörök megtervezésénél és bemérésénél nyújtott segítségéért.

Köszönetemet fejezem ki Török Andrásnak, az OMH mérnökének, aki a műszer tervezésében és megépítésében folyamatosan segítségemre volt.

I R O D A L O M

- [1] Herpy Miklós: Analóg integrált áramkörök. Budapest, 1973. Műszaki Könyvkiadó.
- [2] Dr. Almásy György—Dr. Kenderessy Miklós—Dr. Róna Péter: Mikrohullámú Kézikönyv. Budapest, 1973. Műszaki Könyvkiadó. Mikrohullámú mérés technika, Teljesítmény-mérés.
- [3] Microwave Power Measurement. Hewlett Packard, Application Note 74, 1969.
- [4] Edward E. Aslan: Accuracy of a Temperature-Compensated Precision RF Power Bridge. IEEE, Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-18 No. 3. September 1969 pp 232—236.
- [5] L. M. Zaksz: Obrazcövij avtomatyicseszkiy termisztoznij moszt posztojannava toka. Isszledoványija v oblasztyi ragiotyehnyicseszki izmerénylj TIK, Vúpuszk 48(108) Moszkva—1960.
- [6] Lengyel Jenő: Mikrohullámú teljesítménymérő tervezése. Diplomaterv 1975.

Makó Zoltán kitüntetése

Az MTESZ XI. Közgyűlésén Makó Zoltánt, egyesületünk elnökségének tagját MTESZ Nagydíjjal tüntették ki, három évtizedes kiemelkedő társadalmi tevékenységéért.