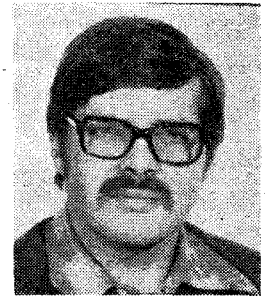


Az MFC kód adó-vevők vizsgálatára kifejlesztett műszerek ismertetése

HORVÁTH GYÖRGY—SZÜCS LÁSZLÓ
BHG Híradástechnikai Vállalat



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a telefon-technikában alkalmazott CCITT ajánlású regiszter és vonaljelzés frekvenciák komplex vizsgálatára a BHG-ban kifejlesztett műszereket ismerteti, a teljesség igénye nélkül bemutatva a mérési elveket és azok megvalósítását.

1. Bevezetés

A telefonhálózat országos fejlesztése és rekonstrukciója megköveteli a telefonközpontok létesítésénél és karbantartásánál alkalmazható műszerek hazai kifejlesztését. Az alábbiakban a bemutatásra kerülő műszerek a telefontechnikában alkalmazott CCITT-ajánlású MFC-regiszter és vonaljelzés-frekvenciáknak előállítását és szelektív mérését biztosítják. A frekvenciák (1. táblázat) A, B sorozatai megfelelnek az MFC-kényszerkapcsolás jelzéseinek (az R2-jelzésrendszer-regiszter jelző frekvenciáinak). A D sorozat a CCITT No. 5 jelzésrendszer regiszterközi jelzéseinek frekvenciáinak tesz eleget. A 2040 Hz és a 2400 Hz a CCITT No. 4 jelzésrendszer frekvenciáit elégitik ki.

A	B	C	D	E
1380 Hz	1140 Hz	540 Hz	700 Hz	2040 Hz
1500 Hz	1020 Hz	780 Hz	900 Hz	2400 Hz
1620 Hz	900 Hz	1020 Hz	1100 Hz	2600 Hz
1740 Hz	780 Hz	1260 Hz	1300 Hz	
1860 Hz	660 Hz	1500 Hz	1500 Hz	
1980 Hz	540 Hz	1740 Hz	1700 Hz	

2. Az EN—0101 típusú MFC kódadó

2.1. A berendezés rövid ismertetése

A vizsgálóműszer két stabil oszcillátort foglal magába, amelyek létrehozzák az MFC és MFP regiszterközi és vonaljelzéshez használt kéthangú kombinációkat és az összes különböző egyéni hangokat. Az oszcillátorok névleges frekvenciája egymástól függetlenül elhangolható a ± 199 Hz-es tartományban 1 Hz-es felbontással. A kimenőszintjük szintén egymástól függetlenül 0 dB, -5 dB, -8 dB szintre, illetve kikapcsolt állapotba állítható (1. ábra).

Az előállított jelek az EXT. MOD (külső moduláció) csatlakozóra jutnak el. A vizsgálatoknál szükség lehet még egy harmadik segédjelre is. Ez az AUX bemenetről szintén az EXT. MOD csatlakozóra jut. Az EXT. MOD felhasználásával lehetőség van külső moduláció létesítésére. Ha erre nincs

HORVÁTH GYÖRGY

A BME Villamosmérnöki Karán szerzett diplomát 1974-ben. 1974-ben a HIKI-ben kezdett dolgozni. Eő szakterülete a passzív

elemek mérőautomatáinak fejlesztése volt, 1978-tól tudományos munkatárs. Jelenlegi munkahelyén a BHG-ban 1982 óta dolgozik, feladata vizsgálóberendezések és célműszerek fejlesztése.

szükség, akkor a készülékhez tartozó lezáró dugaszon keresztül a három jel az összegzőerősítőre jut.

Itt történik a jelek összegzése után a kívánt kimenőszint beállítása egy csillapító segítségével a +20 dB—50 dB tartományban 1 dB-es felbontással.

Ebben a fokozatban működik egy kiegyenlített modulátor, amennyiben modulációs üzemmóddal szükséges.

Az összegzett, kívánt szintű, modulált vagy modulálatlan jel ezután a végfokozatra kerül. Ez biztosítja a kimenet galvanikus leválasztását és az előírt 600 vagy 800 ohmos szimmetrikus kimeneti impedanciát. A berendezésben található szintmérővel lehetséges az OSC.1. és OSC.2. alapszintjének ellenőrzése vagy a segédjel szintjének a mérése a -10 dB—+6 dB tartományban. A mérendő jelet az üzemmódváltó kapcsolóval lehet kiválasztani.

A vizsgálandó jelvevők kimenőjelei kerülnek a TEST bemenetekre. Ezeket a komparátor áramkör dolgozza fel az impulzustorzítás-mérő működéséhez szükséges jellé. Az üzemmódtól függően a torzításmérő vagy csak az OSC.1. frekvenciájához tartozó jelvevő, vagy csak az OSC.2. frekvenciájához tartozó jelvevő, vagy a két jel egyidejűségének impulzustorzítását méri. A mérési tartomány $\pm 39,9$ ms, 0,1 ms-os felbontással.

Az óragenerátor kvarc pontossággal állítja elő a két oszcillátorhoz és az impulzustorzítás-mérőhöz szükséges órajeleket, valamint a belső moduláció 10 Hz-es négyesjelét.

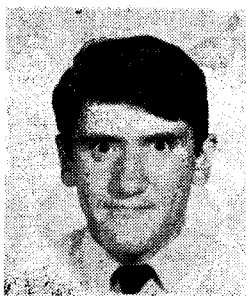
A tápegység biztosítja a berendezés analóg és digitális részegységeinek az energiaellátást. A továbbiakban az oszcillátorok felépítésével célszerű foglalkozni, mert a többi részegység megvalósítása különösebb újdonságot nem takar.

2.2. A berendezésben működő oszcillátorok működési elve, megvalósításuk

A műszerben alkalmazott oszcillátorokkal szembeni főbb követelmények:

- a névleges frekvenciák pontossága ± 1 Hz
- a névleges frekvenciáktól való elhangoltság
- nagy frekvenciastabilitás
- nagy szintstabilitás.

Beérkezett-1986. III. 5. (#)



SZÜCS LÁSZLÓ

1980-ban szerzett oklevelet a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola műszer-automatika szakán. 1975 óta a BHG dolgozója, ahol gyártásfejlesztő mérőkként dolgozik. Tématerülete különféle digitális és mikroprocesszoros cél orientált vizsgálóberendezések és különféle telefon-technikai műszerek tervezése.

Analóg nyelven működő oszcillátoroknál az utolsó két követelmény viszonylag egyszerűen realizálható, de az első két követelmény teljesítése nehézkes. A névleges frekvenciaértékek pontos beállítása rendkívül munka-, idő- és alkatrészigényes az előforduló frekvenciaértékek nagy száma miatt. Az elhangoltság megvalósítása bonyolult kapcsolóhálózatot igényel és az előbbieken leírtak szintén nagy hátránnyal jelentkeznek. Az oszcillátorok realizálása a digitális jelszintézis elve alapján az első két követelmény megvalósítását egyszerűvé te-

szi és a másik két követelményt is kiválóan teljesíti.

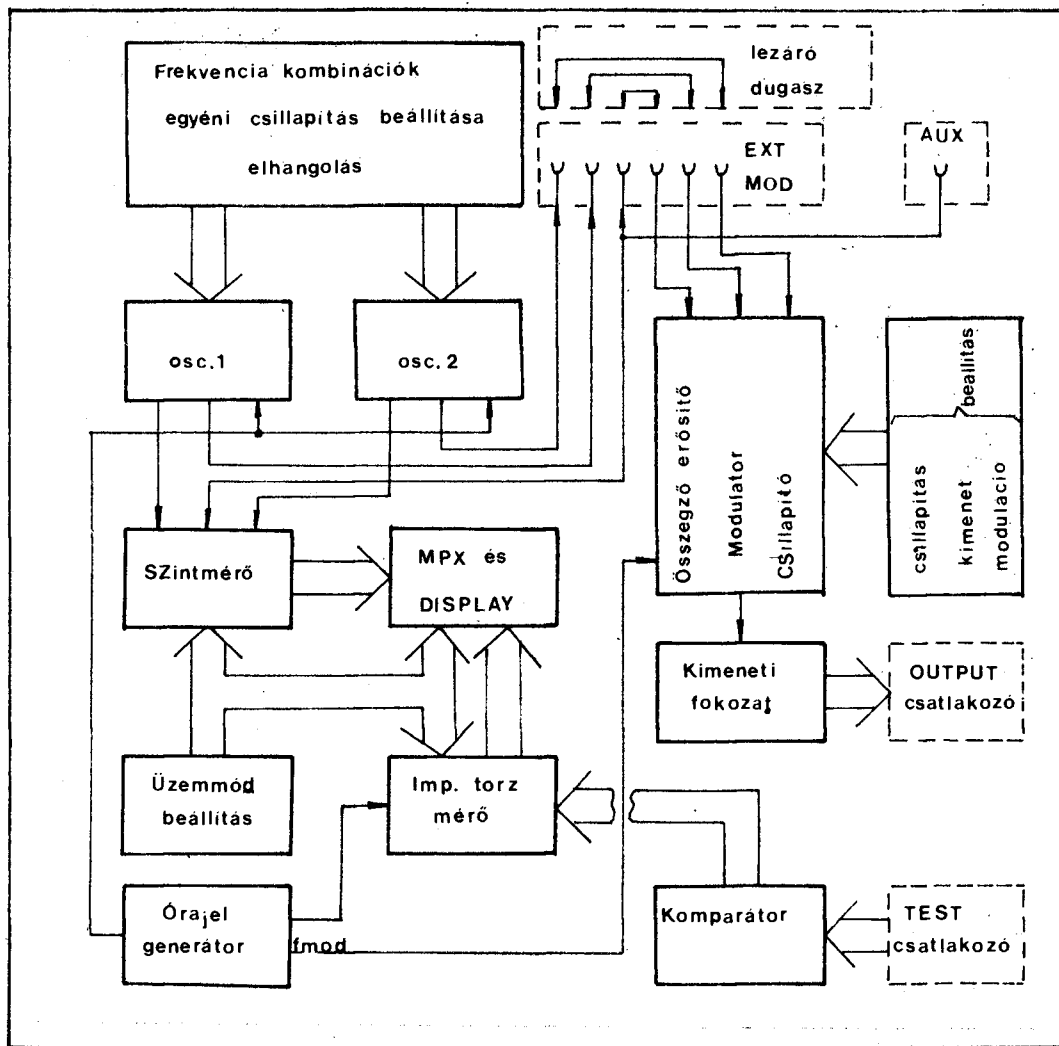
2.2.1. Digitális jelszintézis

A digitális jelszintézis általános blokkvázlata az [1] irodalom szerint a 2. ábrán látható.

A mintavételi tétel értelmében egy sávhatárolt jel megfelelő számú minta ismeretében visszaállítható. A digitális jelszintézis ezt az elvet használja fel. A minták digitális formában állnak rendelkezésre, amelyeket a D/A konverter alakítja analóg jellé. A tulajdonképpeni mintavételi frekvenciát a minták száma (N), a címgenerátor és a vezérelt impulzusgenerátor felépítése együttesen határozza meg. Az [1.] irodalom alapján, N számú minta és nullarendszerű tartóáramkör esetén a harmonikus torzítási tényező (k):

$$k = \sqrt{\left(\frac{\sin \frac{\pi}{N}}{\frac{\pi}{N}} \right)^{-2} - 1}$$

Természetesen az így számított érték az ideális D/A kimenetén értendő még az aluláteresztő szűrő



H180-1

1. ábra. Az MFC kódadó blokkvázlata

előtt. A jelszintézis folyamán még két jellemző hiba lép fel. Az egyik a kvantálási hiba, ami abból adódik, hogy a minták értéke csak adott pontossággal adható meg.

$$-|2^{-q}| < h_k < |2^{-q}|$$

ahol h_k — kvantálási hiba

q — digitális érték bitszáma

A másik lényeges hibaforrás a digitál-analóg átalakításból adódó konverziós hiba

$$-|2^{-e}| < h_c < |2^{-e}|$$

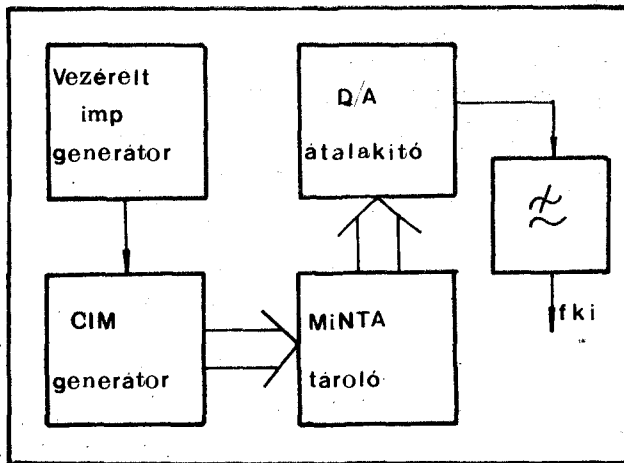
ahol h_c — konverziós hiba

e — D/A átalakító bitszáma

Ezen két hibakomponenst figyelembevéve [1] irodalom alapján nem kívánt harmonikusok jelenhetnek meg, amelyeknek a lehetséges maximális amplitúdója:

$$\max\{H_m\} = \frac{4}{\pi}(2^{-q} + 2^{-e})$$

A D/A átalakító kimenőjele az előzőekben figyelembe vett okok miatt nagy harmonikus tartalommal rendelkezik, de azt egy aluláteresztő szűrő alkalmazásával le lehet csökkenteni. A minták számának és az aluláteresztő jellemzőinek helyes megválasztásával szigorú követelményeket kielégítő jelet lehet létrehozni. A digitális jelszintézis előnye, hogy a minták megválasztásával tetszőleges alakú időfüggvény előállítható, csak az a követelmény, hogy a jel sávhatárolt legyen.



H180-2

2. ábra. Digitális jelszintézis általános bloksémája

2.2.2. A műszerben alkalmazott megoldás

A digitális jelszintézis megvalósításánál a minták digitális értékeit általában egy memória tárolja. Az is egy megoldás, hogy a következő időpillanatban aktuális értéket egy mikrogép (processzor) számítsa ki, de ez a jelen esetben nem alkalmazható sebességi problémák miatt. A 2. ábrán látható címgenerátor több módon realizálható. A legismertebb megoldás a 3. ábrán van feltüntetve.

Ebben a megoldásban az N számú mintát egy fix tár (ROM, PROM) tárolja. A tároló kiolvasása $N \times f_{ki}$ sebességgel kell hogy történjen a kívánt f_{ki} elérése érdekében. A tár címzése egy számlánccal történik, amelynek az órajelét egy PLL áramkör állítja elő. Ez az elrendezés a bemeneti f_{ref} frekvencia k szorosát hozza létre. A kimeneti jele megegyezik a tároló olvasási sebességével. Az előbb leírtak alapján az f_{ref} és f_{ki} között az alábbi összefüggés írható fel:

$$f_{ki} = \frac{k}{N} \cdot f_{ref}$$

Ebben a felépítésben k csak pozitív egész szám lehet. Ez a feltétel és a megkövetelt frekvenciapontosság nagyon alacsony f_{ref} értéket kíván. A másik követelmény a nagy átfogás (200 Hz—4 KHz). Az alacsony f_{ref} és a nagy átfogás miatt a PLL megvalósítása stabilitási problémák és a bonyolult felépítés (több tartomány, keverők alkalmazása stb.) következtében komoly probléma. Ezért a berendezésben az oszcillátorok felépítése a 4. ábrán látható elrendezés szerint történt. Ez a [2] irodalomban közölt megoldás kiterjesztése.

A 3. és 4. ábrák között csak a címgenerátor felépítésében van eltérés. Az itt megvalósított címgenerátor tulajdonképpen egy a k által meghatározott modulusú számláló. Az f_{ki} és f_{ref} közötti összefüggést az alábbiak figyelembevételével lehet meghatározni. Az akkumulátor $1/f_{ref}$ időközönként hajt végre egy összeadást. N/k lépésszám szükséges az összes minta kiolvasásához. Tehát:

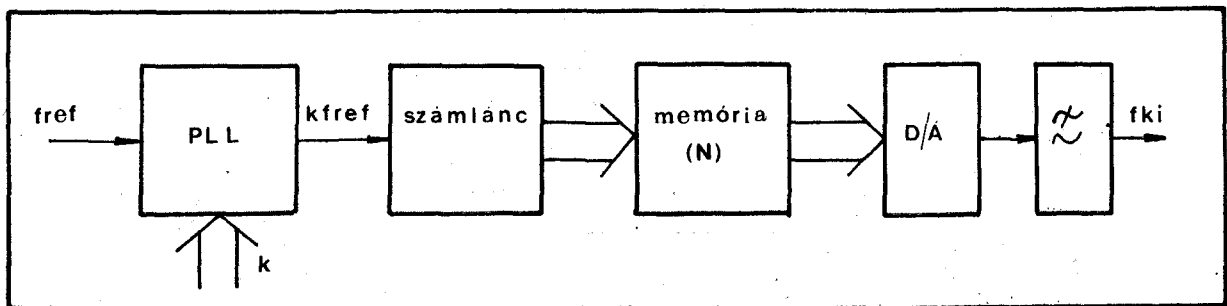
$$\frac{1}{f_{ki}} = \frac{N}{k} \cdot \frac{1}{f_{ref}}$$

Ezt átrendezve a 2.2.2.1. összefüggésre lehet ismerni. Az akkumulátorral megvalósított címgenerátor esetén a $k > 0$ feltételt kell teljesíteni.

k értékétől függően három működésmód valósul meg:

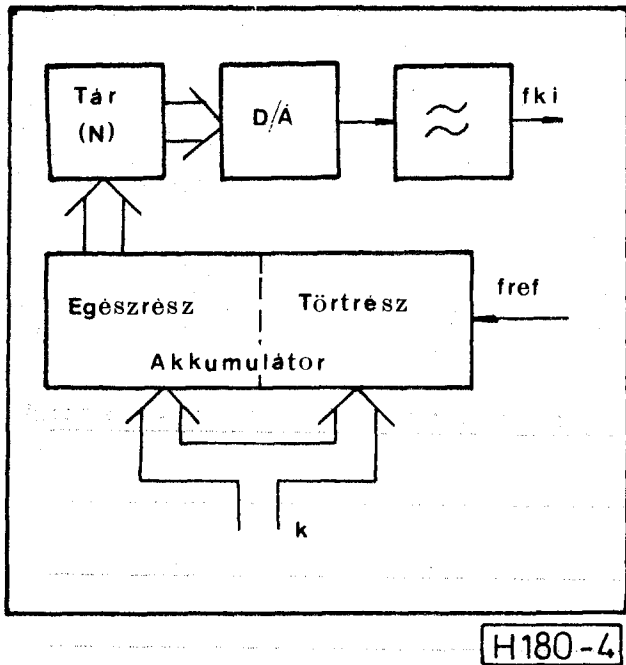
a) $1 \leq k \leq N/2$

pozitív egész szám



H180-3

3. ábra. Címgenerátor megvalósítása PLL-el



H180-4

4. ábra. A műszerben alkalmazott megoldás

$N/2$ érték az elméleti felső határ a mintavételi tétel értelmében.

$k = 1$ esetén az akkumulátor bináris számlálóként működik, azaz az N számú mintát kiolvassa a tárolóból.

$k = 2, k = 3 \dots$ stb. esetén rendre csak minden második, harmadik, \dots stb. mintát olvas ki. Abban az esetben, ha f_{ref} nem változik — a mintavételi frekvencia állandó — ebben a működésmódban a felbontás nagyon durva.

b) $0 < k < 1$ racionális szám

Ekkor az N számú minta kiolvasási sebessége változik a k függvényében. A 2.2.2.1. összefüggést egy kicsit átrendezve:

$$f_{ki} = \frac{1}{N} k f_{ref} = \frac{1}{N} f_{ref}$$

Ebben az esetben a $k f_{ref} = f'_{ref}$ a mintavételezés frekvenciája változik. Ha f_{ref} állandó érték, akkor a felbontás a k érték megadásának pontosságától, a 4. ábrán látható akkumulátor törtrészének bitszámától függ.

c) $1 \leq k \leq \frac{N}{2}$ racionális szám

Ekkor az a) és b) pontokban említett működésmódok összetetten jelentkeznek. A k érték gyakorlati felső határa az elméletinél lényegesen kisebb.

A 4. ábra szerinti megvalósítás előnyökkel és hátrányokkal is rendelkezik.

A realizálás legnagyobb előnye a stabilitás (nem tartalmaz a rendszer visszacsatolást), ami egy vizsgáloberendezésnél nagyon lényeges.

A felbontás és az f_{ki} értékének pontossága az egyes részegységek megválasztásával az előírt hibahatáron belül tarthatók. Nem utolsó szempont az sem, hogy a gyártás és bemérés átfutási ideje rövid.

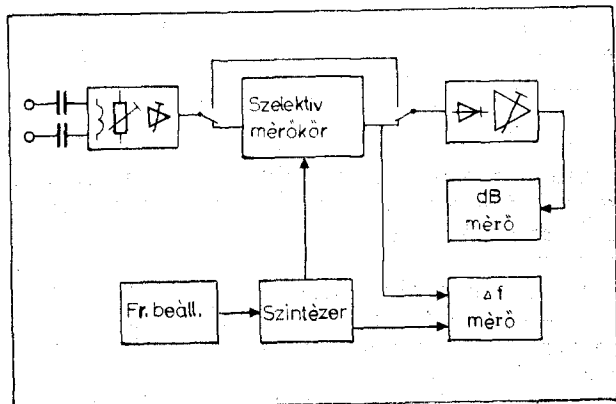
A legnagyobb hátrány, hogy járulékos fázismoduláció jelentkezhet, amely függ az N, k, f_{ref} értéktől. A jelenség oka, hogy k különböző értékeinél a mintavételek közötti idő — egy adott beállítás mellett — változhat. A mérési eredmények alapján ez a spektrumban csak jelentéktelen mértékben jelentkezik és ez a 4. ábrán lévő aluláteresztő szűrő helyett sávszűrő alkalmazásával még csökkenthető is. A másik hátrány, hogy f_{ki} -re nézve a névleges érték abszolút pontossága elvileg nem valósítható meg, de egy adott hibahatáron belül stabilan tartható.

2.3. A tervezés főbb szempontjai

A jel harmonikus tartalmára vonatkozó követelmények alapján a 2.2. fejezetben közölt összefüggések felhasználásával meghatározható a szükséges minták száma (N), a felbontás mértéke (q) és a D/A átalakító bitszáma (c). Az összefüggések által meghatározható jellemzők az aluláteresztő szűrő előtti jelre érvényesek. A szűrő hatását figyelembe véve az előzőekben meghatározott paramétereket módosítani kell gazdasági okok és a rendelkezésre álló eszközök (bitszám, működési sebesség stb.) miatt. A szűrő megfelelő kialakításával a sávon kívüli harmonikusok megfelelő mértékben elnyomhatók. Ez lehetővé teszi az előzőekben kiszámolt N, q, c értékek csökkentését. Az egyes részegységek (szűrő jellemzői, c, N, q) szükséges paramétereit a realizálhatóság és gazdaságossági szempontok döntenek el.

A felbontás és a megkövetelt frekvenciapontosság szabják meg a címgenerátor jellemzőit. Az akkumulátor egészrész-bitszáma N által már meghatározott. Az akkumulátor törtrészének bitszámát a megkövetelt pontosság szabja meg. Pl. jelen esetben ± 1 Hz a megkívánt pontosság és a legnagyobb kimenőfrekvencia 4 kHz, ez $1 : 4000 = 2,5 \cdot 10^{-4}$ hibát jelenthet maximálisan. Az akkumulátor törtrészének bitszámát $n=12$ -nek választva $1 : 2^{-n} = 2,441 \cdot 10^{-4}$ pontosság érhető el.

A készüléket az előzőekben ismertetett szempontok szerint tervezték és a mérési eredmények alapján teljesíti az előírt specifikációt és ezt több példány esetén is — gyakorlatilag szórás nélkül — reprodukálja.



H180-5

5. ábra. Az MFC vevő blokkvázlata

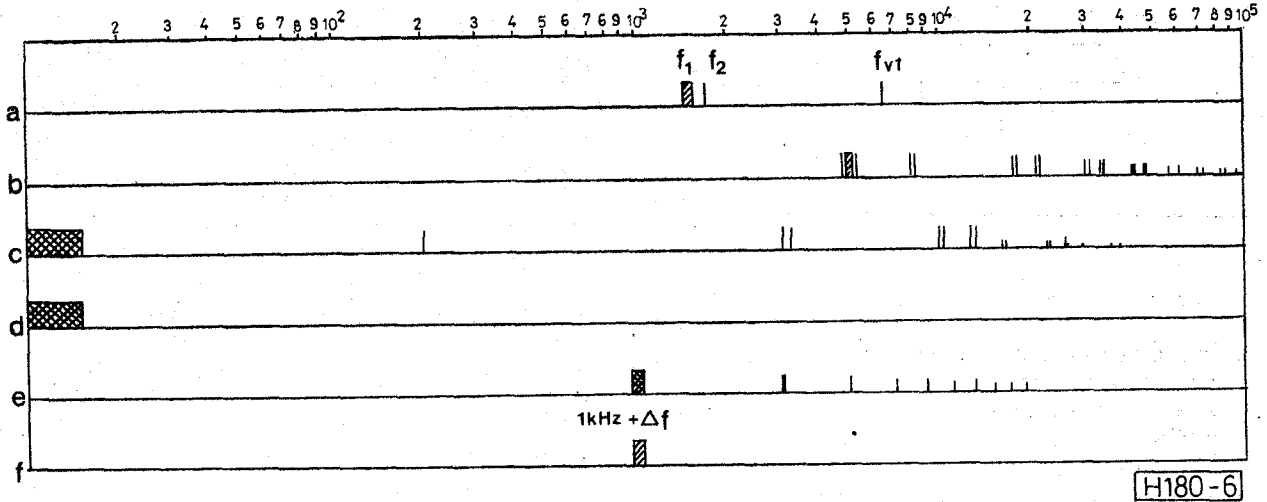
3. EN—0102 MFC jelzémérő

3.1. A műszer rövid ismertetése (CCITT-ajánlású)

Az EN 0102 MFC jelzémérő alkalmas regiszter és vonaljelzés frekvenciáinak szelektív szint- és frekvenciaeltérés-mérésére. Mérési pontosság $\pm 0,2$ dB és $\pm 0,2$ Hz (5. ábra).

A bemenetre kerülő jel az aktív transzformátoron keresztül jut el a bemeneti osztó és erősítő együttesére. A jel további útját a kiválasztott funkció határozza meg. Szélessávú mérés esetén a szelektív mérőkört megkerülve a jel mérő-egyenirá-

nyítóba jut, melynek kimeneti jelét A/D átalakító dolgozza fel. Az aktuális érték dB formátumban kerül kijelzésre. Szelektív méréskor a kiválasztott frekvenciának megfelelő jellel történik a modulálás. A moduláló frekvenciát a digitálisan programozott szintézer állítja elő. A szelektív mérőkör kimenetén megjelenő jel két mérőegységbe jut. A mérő-egyenirányító és az ezt követő jellőt a szélessávú méréssel megegyező. A Δf eltérés kijelzésére a szelektív mérőkör kimeneti szinuszejét négyszögjellel alakítjuk át, majd ezt a digitális jelet felhasználva, jelezzük ki digitális formában a névleges frekvenciától való eltérést (6. ábra).



6. ábra. Frekvencia spektrum

Közvetlen úton a névleges frekvenciától való eltérést és az amplitúdót mérni nem lehet a fellépő zavaró felharmonikusok jelenléte miatt. Ezért a mérendő frekvenciát modulálni kell, majd a vivőfrekvencia felharmonikusait csillapítani. A vivőfrekvencia és a mérendő frekvencia különbségével ismét megmoduláljuk a jelet, de itt a két csatornában már 90° -os fázistolást alkalmazva. A kvadráturamodulátor kimeneti jelét egy aluláteresztő szűrőn vezetjük át, melynek 3 dB-es határfrekvenciája 25 Hz. Így a szűrő minden Δf -nél magasabb frekvenciát csillapít. Ezt követően ismét egy 90° -os fáziseltolást alkalmazva moduláljuk a jelet, így $f_{v3} + \Delta f$ jelet kapunk, mely egy aluláteresztő szűrő és egy 3 kHz-es T-szűrő együttesén keresztül haladva hatásosan csillapodnak a felharmonikusok. Tehát elértük, hogy egzakt mérőjel áll rendelkezésünkre.

3.2. Mérési elv

A szelektív jelzémérő a több vivőfrekvenciás szuperpozíció elvén működik. A vett frekvenciát a Modulátor 1.-ben a szintézer vevőjelenek segítségével, mely nagy spektrális tisztasággal, alacsony zavaromodulációval rendelkezik a nominál frekvencián — az f_{v1} vivőfrekvenciával keverjük. Az aluláteresztő szűrő minden magasabbrendű harmonikust csillapít, különösképpen a tükörfrekvencia-tartományban. Az ezt követő további átalakítás során az f_{v1} és f_{v2} vivőfrekvenciákat töröljük. Az f_{v3} -mal történő modulálás és összegzés után a

jelet amplitúdó- és Δf frekvenciaeltérés-méréseknél használjuk fel. [6.]

3.3. Szelektív mérőkör ismertetése

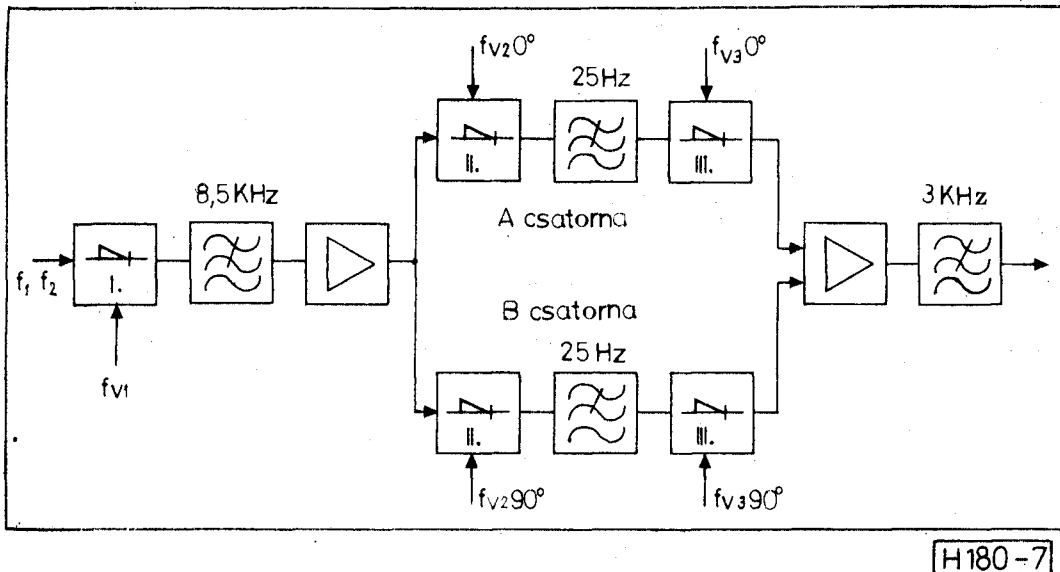
A bemeneti aktív transzformátorról a csillapításon keresztül a jel — mely két frekvencia kombinációjából áll — a Modulátor 1-be jut (7. ábra). Ez felépítését tekintve egy kiegyenlített kapcsoló modulátor. Itt a jel- és vivőfrekvenciákat töröljük, így a kimenő jel a következő alakú modulációs jelekből áll:

$$\begin{aligned} (2n+1) \cdot f_{v1} \pm (f_1 + \Delta f) & \quad f_{v1} = 5000 + f_1 \\ (2n+1) \cdot f_{v1} \pm f_2 & \quad \text{ahol } n=0, 1, 2, \dots \end{aligned}$$

Az egyszerűség kedvéért csak az 1., 3., 5. rendű modulációs termékeket soroljuk fel.

- | | | |
|----------|------------------------------|-----------------------------|
| 1. rendű | $5\,000 - \Delta f,$ | $5\,000 + 2f_1 + \Delta f$ |
| | $5\,000 + f_1 - f_2,$ | $5\,000 + f_1 + f_1$ |
| 3. rendű | $15\,000 + 2f_1 - \Delta f$ | $15\,000 + 4f_1 - \Delta f$ |
| | $15\,000 + 3f_1 - f_2,$ | $15\,000 + 3f_1 + f_2$ |
| 5. rendű | $25\,000 + 4f_1 - \Delta f,$ | $25\,000 + 6f_1 + \Delta f$ |
| | $25\,000 + 5f_1 - f_2,$ | $25\,000 + 5f_1 + f_2$ |

A Modulátor 1 kimenetére egy harmadfokú aktív aluláteresztő szűrő (Butterworth-karakterisztikájú $f_{3dB} = 8,5$ kHz) kapcsolódik. Ez a szűrő csillapítja a magasabb rendű harmonikusokat, ezzel megakadályozva, hogy hozzáadódjon a hasznos jelhez. A szűrő karakterisztikája pedig biztosítja, hogy a jel amplitúdója változatlan maradjon. Ezt követően a feldolgozás következő állomása a Modulátor 2 A és B csatornája, mely nem más, mint egy kvadráturamodulátor. Az A és B csatornák azonosak, kivéve



7. ábra. Szelektív mérőkör

a vivőfrekvenciák 90° -os fáziseltolását. A csatornák kvadratúra-modulációja azt eredményezi, hogy a felső oldalsávban az azonos rendű jelek fázisban, míg az alsó oldalsávban ezek ellenkező fázisban lesznek, így tehát kioltásra kerülnek.

Ez a következőkből látható:

Az U_2 és U_3 modulációs feszültségek a Modulátor 2-ben teljes négyszöghullám-feszültségek. Ezek Fourier-sora:

$$U_2 = A_1 \sin(\omega_1 t) + A_3 \sin(3\omega_1 t) + \dots$$

$$U_3 = B_1 \sin(\omega_3 t) + B_3 \sin(3\omega_3 t) + \dots$$

Ha $U_1 = \sin(\omega_1 + \Delta\omega)t$ határozza meg a bemenő jelet a Modulátor 2-nél, a következő 1. rendű modulációs komponenseket kapjuk:

$$\text{A csatorna: } \sin(\Delta\omega t) \cdot \sin(\omega_3 t) = \frac{1}{2} \sin(\omega_3 + \Delta\omega)t + \frac{1}{2} \sin(\omega_3 - \Delta\omega)t$$

$$\text{B csatorna: } \sin(\Delta\omega t) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} - \omega_3\right)t = \frac{1}{2} \sin(\omega_3 + \Delta\omega)t - \frac{1}{2} \sin(\omega_3 - \Delta\omega)t$$

Hasonló számítások végezhetők el a magasabb rendű modulációs komponensekre is. Ezt követően a jel egy szűrőn halad át, melynek a következő paramétereit kell kielégíteni:

Áteresztő sáv: 25 Hz

0–16 Hz között 0 dB csillapítás

Megengedett maximális csillapítás 3 dB

Zárósáv: 100 Hz

Minimális csillapítás: 60 dB

Ebből adódóan a normált paraméterek:

$$\Omega H = 1$$

$$\Omega S = 4$$

$$a_H = 3 \text{ dB}$$

$$a_s = 60 \text{ dB}$$

$$\text{Az } n \geq \frac{\lg \frac{\varepsilon s}{\varepsilon H}}{\lg \frac{\Omega s}{\Omega H}} \text{ összefüggést felhasználva a szűrő}$$

fokszáma 5-re adódik [3]

A fenti követelményeket és paramétereket figyelembe véve 5. rendű Butterworth-szűrőt valósítottunk meg, mivel monoton amplitúdómenetre volt szükségünk. Az 5. rendű szűrőn csillapítatlanul csak a $\sin(\Delta\omega t)$ és a $\cos(\Delta\omega t)$ jelek jutnak át, így a következő 1. rendű modulációs komponenseket eredményezi a Modulátor 3. kimenetén.

$$\text{A csatorna: } \cos(\Delta\omega t) \cdot \sin(\omega_3 t) = \frac{1}{2} \sin(\omega_3 + \Delta\omega)t + \frac{1}{2} \sin(\omega_3 - \Delta\omega)t$$

$$\text{B csatorna: } \sin(\Delta\omega t) \sin\left(\frac{\pi}{2} - \omega_3\right)t = \frac{1}{2} \sin(\omega_3 + \Delta\omega)t - \frac{1}{2} \sin(\omega_3 - \Delta\omega)t$$

A kiegyenlített modulátorok mind a jelfrekvencia, mind a vivőfrekvencia erős elnyomását biztosítják. Az ezt követő összegző erősítő kimenetén az $U = A_1 \sin(\omega_0 + \Delta\omega)t + A_2 \sin(3\omega_0 + \omega)t + \dots$ alakú jel mérhető. Ezután a jel, mely $(2n+1) \text{ kHz} + \Delta f$ frekvenciákból áll, egy 3 kHz-es T szűrő és egy 3. rendű aktív aluláteresztő szűrő kombinációján halad át. Ennek a kombinációnak 960 Hz és 1040 Hz között lapos amplitúdó-átvitele van. A 3 kHz és az 1 kHz + Δf magasabb harmonikusainak csillapítása nagyobb, mint 55 dB. A szűrt jel egy sima szinuszhullám $U = A_1 \sin(\omega_0 + \Delta\omega)t$. Ezt a jelet most már az amplitúdó- és Δf frekvenciaeltérés-méréseknél használjuk fel.

4. Összegzés

A fenti berendezések tervezésénél szerzett tapasztalatokat, illetve a felhasználói igényeket messzeemenően figyelembe véve megkezdődött egy kombinált MFC adó-vevő tervezése. Ez a berendezés egyesítené a fentiekben ismertetett tulajdonságait. Beépített tesztprogramok az önkontrollt és a vizsgálatokat gyorsítanák meg. Vezérlése μP -val támogatott, a mérési eredmények dokumentálását a be-

építésre kerülő nyomtató biztosítaná. A készülék az IEC illesztő részén távprogramozható. Ezen fejlesztési célkitűzések megvalósítása biztosítaná, hogy a készülék részét képezze egy számítógépes felügyeleti rendszernek.

I R O D A L O M

[1] *Mihály Zsigmond*: Digitális jelszintézis, BME Szakmérnöki Diplomamunka, 1980.

[2] *J. Tiernery—C. M. Rader—B. Gold*: Digital Frequency Synthesizer IEE TRANSACTION ON AUDIO AND ELECTROACOUSTICS. VOL. AU—19. No 1. March 1971.

[3] *Herpy M.—Berka J. C.*: Aktív RC szűrők, 1981.

[4] *I. E. Shephard*: Műveleti Erősítők, 1981.

[5] Narancs Könyv VI. 3. kötet: R2 jelzésrendszer specifikációi Genf, 1976. szept. 27—okt. 8.

[6] Elektronische Präzisionsmessgeräte, WANDEL GOLTERMANN, 1981.