

DR. KOMARIK JÓZSEF  
BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

## Időosztású analóg szorzók hibaanalízise

ETO 621.376.54:681.335.5

Az analóg szorzók egyik jól ismert típusa az impulzus-szélességmodulációt használja fel. Az elvi működés az 1. ábra segítségével vizsgálható. Az  $M$  impulzus-szélességmodulátor olyan négyszögjelet állít elő, amelynek amplitúdója konstans, és kitöltési tényezője az  $U_x$  feszültségtől lineárisan függ:

$$B = \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} = A U_x. \quad (1)$$

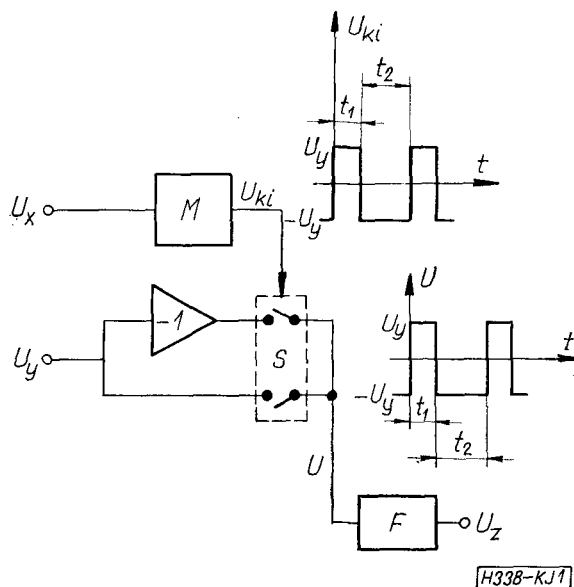
A egy dimenziós állandó. Ez a négyszögfeszültség vezérli az  $S$  kapcsolót oly módon, hogy  $t_1$  időben az  $U_y$ ,  $t_2$  időben pedig a  $-U_y$  feszültséget kapcsolja az  $F$  kimeneti aluláteresztő szűrőre. Ha a szűrő határfrekvenciája és csillapítása megfelelően van megválasztva, akkor kimenetén a szűrőre kapcsolt feszültség  $U_z$  átlagértéke jelenik meg:

$$U_z = \frac{U_y t_1 - U_y t_2}{t_1 + t_2} = B U_y = A U_x U_y. \quad (2)$$

$U_z$  tehát az  $U_x$  és  $U_y$  feszültségek szorzatával arányos, azaz a fenti kapcsolás szorzó. Négy síknegyedes, mivel mindkét bemenő jel pozitív és negatív is lehet, és a kimeneti jel előjele a szorzat előjelének megfelelő.

Néhány esetben a megoldás eltér a fent ismertettől, de az eltérés olyan jellegű, hogy a későbbiekben ismertetésre kerülő hibaanalízis értelemszerűen ezekre az esetekre is alkalmazható. Pl. ilyen eltérés lehet az, hogy  $t_1$  vagy  $t_2$  arányos  $U_x$ -szel, illetve a kapcsoló nem  $+U_y$  és  $-U_y$  között vált, hanem  $U_y$  és  $0$  között stb.

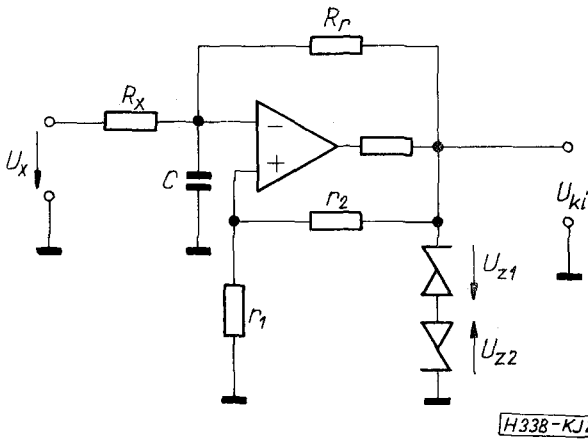
A fenti elven működő szorzókkal általában igen nagy pontosság és időbeni stabilitás érhető el, aránylag egyszerű felépítés esetén is. Egyetlen jelentős hátrányuk az, hogy határfrekvenciájuk általában jóval kisebb, mint az egyéb elektronikus szorzóké. Alkalmazásuk tehát olyan helyen indokolt, ahol a működési



1. ábra

sebességgel szemben támasztott követelmények nem jelentősek.

Az áramkör pontosságának egyik döntő tényezője az  $M$  modulátor. A továbbiakban megvizsgálunk egy modulátor kapcsolást (2. ábra). Ez a kapcsolás csak egy lehetőség, egyéb megoldásokat is felhasználnak, de a 2. ábrán bemutatott áramkör a leggyakrabban alkalmazott. Egyébként minden megoldásra jellemző az a fizikai alapelv, hogy az (1) egyenletben adott összefüggést egy időben lineárisan változó feszültség segítségével realizálják. A 2. ábrán látható kapcsolás lényegében egy hiszterézissel rendelkező komparátor, amelynek kimeneti feszültsége az  $R_f$  ellenálláson át tölti, illetve kisüti a  $C$  kondenzátort. Ily módon önrezgő rendszert kapunk, amelynek kimenetén  $U_{ki}$  szimmetrikus, négyszög alakú feszültség jelenik meg (ha  $U_x = 0$ ). Az  $U_x$  feszültség által létrehozott áram a  $C$  kondenzátor töltő, illetve kisütő áramához hozzá-



2. ábra

adódik, így a kimeneti négyyszögjel kitöltési tényezőjét megváltoztatja. Egyszerűen kimutatható, hogy az (1) egyenletben adott összefüggés akkor realizálható, ha a  $C$  kondenzátor feszültsége lineárisan változik az idő függvényében ( $C$  töltése és kisülése áramgenerátorokkal történik), és a komparátor végtelen gyorsan kapcsol, továbbá a komparátor feszültségei szimmetrikusak ( $U_{z1} = U_{z2}$ ).

A valódi kapcsolásban ezek a feltételek nem teljesülnek. Ennek következtében az (1) egyenlettől eltérő (általában nem lineáris) összefüggés adódik. Ezek az eltérések a szorzó működésében hibát okoznak.

A továbbiakban azt vizsgáljuk, hogy a valódi kapcsolásban mekkora hibák lépnek fel.

A hibák legfőbb okai az alábbiak:

- a)  $R_x$  és  $R_r$  véges értéke miatt  $C$  feszültsége nem lineárisan, hanem exponenciálisan változik,
- b)  $U_{z1} \neq U_{z2}$ ,
- c) a komparátorban alkalmazott műveleti erősítő offszet-feszültsége ( $U_0$ ),
- d) a komparátor véges billenési ideje,
- e) a komparátorban alkalmazott műveleti erősítő véges erősítése,
- f) az  $U_{z1}$  és  $U_{z2}$  feszültségű  $Z$  diódák véges belső ellenállása,
- g) a műveleti erősítő invertáló pontján folyó bemenő áram.

A gyakorlatban a hibákat az  $a$ ),  $b$ ),  $c$ ), és  $d$ ) okok hozzák létre. Megfelelő méretezés esetén az  $e$ ),  $f$ ) és  $g$ ) okok a legnagyobb pontossági követelmények esetében is messzemenően elhanyagolhatók. A továbbiakban a  $C$  kondenzátor töltési és kisülési folyamatát vizsgáljuk, ily módon meghatározzuk az  $a$ ),  $b$ ) és  $c$ ) okok által létrehozott hibát. A véges billenési idők ( $d$ ) kérdésével később külön foglalkozunk.

A  $Z$  diódás vágóval kiegészített műveleti erősítő transzfer karakterisztikáját feltételeinknek megfelelően a 3. ábra szerint vesszük figyelembe.

A  $C$  kondenzátor töltése és kisülése két forrásból történik ( $U_x$ , ill.  $U_{ki}$ ). Az áramkör helyettesítő képét a 4. ábra mutatja. A komparátor állapotától függően az  $U_{ki}$  feszültség pozitív ( $U_{z1}$ ), illetve negatív ( $-U_{z2}$ ).

Ennek megfelelően a helyettesítő kép forrásáramai:

$$I_1 = \frac{U_x}{R_x} + \frac{U_{z1}}{R_r},$$

$$I_2 = -\frac{U_r}{R_x} + \frac{U_{z2}}{R_r}.$$

A  $C$  kondenzátor feszültségét az idő függvényében az 5. ábra mutatja. A komparátor billenési szintjei:

$$U_1 = \frac{r}{r_1 + r_2} U_{z2} + U_0,$$

$$U_2 = \frac{r}{r_1 + r_2} U_{z1} - U_0.$$

Jelöljük az exponenciális töltődési, illetve kisülési függvényt  $f(t)$ -vel:

$$f(t) = 1 - e^{-\frac{t}{RC}}. \quad (3)$$

Ezt felhasználva a  $t_1$ , illetve  $t_2$  időkre az alábbi összefüggések írhatók fel:

$$(U_2 + I_2 R) f(t_1) - U_2 = U_1,$$

$$(U_1 + I_1 R) f(t_2) - U_1 = U_2. \quad (4)$$

Vezessük be a következő jelöléseket.

$$X = \frac{U_x}{U_{z1}} \cdot \frac{R_r}{R_x}, \quad (5)$$

$$\alpha = \frac{U_{z1} - U_{z2}}{U_{z1}}, \quad a = \frac{r_1}{r_1 + r_2}, \quad (6)$$

$$\beta = \frac{U_0}{U_{z1}}, \quad b = \frac{r_1}{r_1 + r_2} \cdot \frac{R_r}{R} = \frac{r_1}{r_1 + r_2} \left( 1 + \frac{R_r}{R_x} \right).$$

Ezeket (4)-be helyettesítve és rendezve:

$$f(t_1) = \frac{2b \left( 1 - \frac{\alpha}{2} \right)}{1 - X + b \left( 1 - \frac{\beta}{a} \right) - \alpha} = F_1(X), \quad (7)$$

$$f(t_2) = \frac{2b \left( 1 - \frac{\alpha}{2} \right)}{1 + X + b \left( 1 - \alpha + \frac{\beta}{a} \right)} = F_2(X).$$

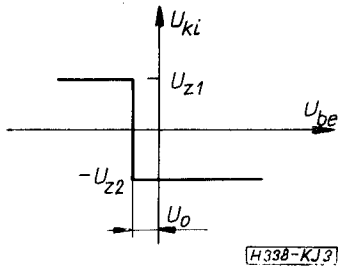
A (3) egyenletet  $t$ -re megoldva kapjuk:

$$\frac{t_1}{RC} = \ln \frac{1}{1 - F_1(X)},$$

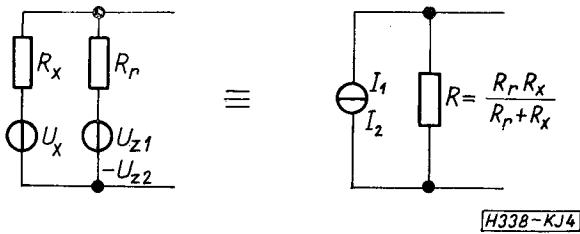
$$\frac{t_2}{RC} = \ln \frac{1}{1 - F_2(X)}.$$

Az (1) egyenletnek megfelelően előállítjuk az alábbi függvényt:

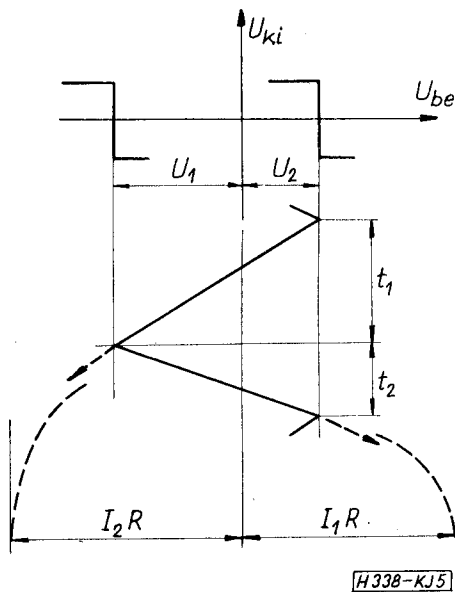
$$B = \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} = \frac{1 - \frac{\ln [1 - F_2(X)]}{\ln [1 - F_1(X)]}}{1 + \frac{\ln [1 - F_2(X)]}{\ln [1 - F_1(X)]}}. \quad (8)$$



3. ábra



4. ábra



5. ábra

A (8) egyenlet alapvető fontosságú a szorzó működése szempontjából, mivel lényegében a szorzónak az  $X$  bemenetre vonatkoztatott transzfer karakterisztikája. Ha torzításmentes működést kívánunk, akkor a (8) egyenletben  $B$  és  $X$  között lineáris kapcsolat szükséges.

Tételezzük fel, hogy a (7) egyenletben

$$2b \ll 1$$

és

$$X \leq 0,5.$$

Ez utóbbi feltétel azért is indokolt, mert ha  $X$  megközelíti 1-et, az ismétlődési frekvencia igen erősen

lecsökken. Ebben az esetben  $B$ -re az alábbi közelítő összefüggés írható fel:

$$B' = \frac{F_1(X) - F_2(X)}{F_1(X) + F_2(X) - F_1(X)F_2(X)}. \quad (9)$$

$F_1(X)$  és  $F_2(X)$  értékeit (7)-ből helyettesítve:

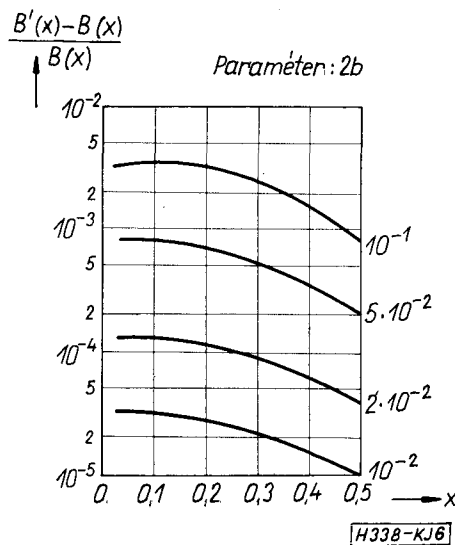
$$B' = \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} = \frac{X + \left(\frac{\alpha}{2} + \frac{R_r}{R} \beta\right)}{1 - \frac{\alpha}{2}}. \quad (10)$$

$B'$  és  $X$  között összefüggés azonban csak közelítőleg lineáris, mivel a (10) egyenletet közelítéssel kaptuk. Feltétlenül meg kell tehát vizsgálni, hogy a pontos (8) egyenlet mennyire tér el a lineáristól. Ezt adja meg a 6. ábra (csak pozitív  $X$  értékeket adtunk meg, mert a hiba  $X$  előjelétől független). Az ábrán jól látható, hogy ha  $2b$  értékét elegendően kicsire választjuk, a linearitáshiba elhanyagolható. Általában

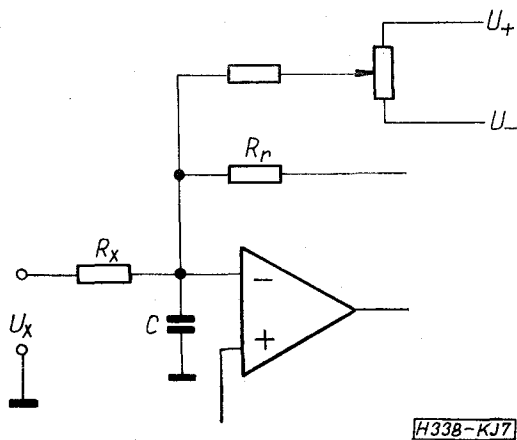
$$2b \ll 2 \cdot 10^{-2}, \quad (11)$$

ezért linearitáshiba gyakorlatilag nincs, és a (10) egyenlet minden további nélkül alkalmazható. A (10) egyenletből kiolvasható legfontosabb eredmény az, hogy a műveleti erősítő offszetfeszültsége ( $\beta$ ) és Zener-feszültségek egyenlőtlensége ( $\alpha$ ) nem befolyásolja a linearitást. Mindkettő nullponteltolódást okoz, ami egy nullpontbeállító potenciométerrel kiegyenlíthető (7. ábra). A Zener-feszültségek egyenlőtlensége ( $\alpha$ ) $X$  együtthatójában is jelentkezik, ez a (10) egyenlet segítségével ugyancsak figyelembe vehető.

Analóg szorzók igen fontos adata a skálatényezőnek és a nullpontnak a stabilitása. A (10) egyenlet segítségével ez is számítható, ha az offszetfeszültségnek és a Zener-diódák feszültségének a stabilitása ismert. Ennek különösen a hőmérséklet-stabilitás vizsgálata



6. ábra



7. ábra

szempontjából van jelentősége. Ha feltételezzük, hogy  $\alpha = \beta = 0$ , akkor

$$B' = B = X = \frac{U_x}{U_1} \frac{R_r}{R_x} \quad (12)$$

A (2) egyenlet szerint:

$$U_z = BU_y = \frac{U_x}{U_1} \frac{R_r}{R_x} U_y = AU_x U_y.$$

A szorzó A skálatényezője:

$$A = \frac{R_r}{U_1 R_x} \quad (13)$$

A rezgő rendszer rezgési frekvenciája jó közelítéssel számítható a (7) egyenletből, ha a (11) egyenletben rögzített feltételt szem előtt tartjuk:

$$\frac{t_1}{RC} \cong \frac{2b}{1-x},$$

$$\frac{t_2}{RC} \cong \frac{2b}{1+x}.$$

A periódusidő:

$$T = t_1 + t_2 = \frac{4bRC}{1-x^2} = \frac{T_0}{1-x^2} \quad (14)$$

Legyen

$$\frac{1}{T_0} = f_0 = \frac{1}{4bRC} = \frac{1 + \frac{r_2}{r_1}}{4R_1 C} \quad (15)$$

ezzel a frekvencia:

$$f = f_0(1 - X^2). \quad (16)$$

A frekvencia tehát nem állandó, hanem X-szel (tehát  $U_x$ -szel) változik. Ha betartjuk a korábban már említett feltételt ( $X \leq 0,5$ ), akkor a frekvencia változása nem jelentős. A megengedhető frekvencia-változás mértéke az alkalmazástól is függ, és a kimeneti szűrő méretezésénél is figyelembe kell venni.

Az eddigiekben nem vizsgáltuk a véges kapcsolási idők hatását. A 2. ábrán megadott kapcsolásban a vé-

ges kapcsolási időt a műveleti erősítő szabja meg. Mivel átkapcsoláskor a műveleti erősítő az egyik irányú telítési állapotból a másik irányú telítésbe kapcsolódik át, az átkapcsolási idő gyakorlatilag a jelváltozási sebességtől (slew-rate) függ. Amennyiben az átkapcsolási idő a periódusidőhöz képest nem hanyagolható el, a C kondenzátor töltési-kisülési folyamata jelentősen megváltozik, és  $t_1$ , illetve  $t_2$  megnő. Ilyenkor természetesen az eddig levezetett összefüggések nem érvényesek. Részletes vizsgálattal kimutatható, hogy ha a slew-rate következtében létrejött átkapcsolási folyamat mindkét irányban azonos törvényszerűség szerint megy végbe, akkor a B és X mennyiségek közötti kapcsolat lineáris marad függetlenül a slew-rate mértékétől. Ezt a mérések is igazolták. Olyan esetben, amikor a slew-rate miatt a  $t_1$  és  $t_2$  idő kb. kétszeresére nőtt, a linearitás jelentősen nem romlott. Ennek ellenére nem célszerű a periódusidővel összemérhető kapcsolási időkkel dolgozni. Ennek főként az az oka, hogy a véges kapcsolási idő csak akkor nem okoz hibát (nemlinearitást), ha a kétirányú (oda és vissza) kapcsolási folyamat megegyezik. Ezt általában nem lehet biztosítani, ezért a legcélszerűbb az átkapcsolási időket a periódusidőhöz képest kis értéken tartani. Az átkapcsolási idők különbségéből származó hibára később adunk összefüggést. Itt még csak azt kell megjegyezni, hogy a 2. ábrán megadott kapcsolásban a műveleti erősítő nem negatív visszacsatolt erősítőként van alkalmazva. Így kompenzálás nélküli erősítő használható fel erre a célra, ami a megfelelő típus megválasztásával igen gyors kapcsolási folyamatot tesz lehetővé. A mérőkapcsolásban alkalmazott  $\mu A$  709-es erősítővel az  $U_{ki}$  kimeneti ponton a négyszögfeszültség átkapcsolási ideje kb. 0,1  $\mu s$  volt.

A véges átkapcsolási idők hasonló problémákat okoznak az S kapcsolás esetében is. Hibát a véges átkapcsolási idő itt is csak akkor okoz, ha a két kapcsolási folyamat különböző. A hibák becslésére a 8. ábra segítségével írjuk fel a jel középértékét:

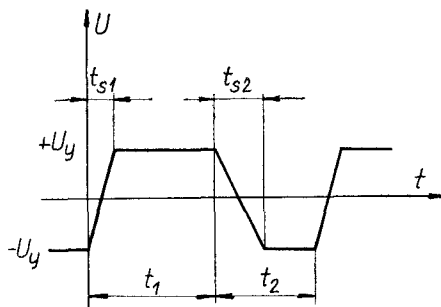
$$U_z = U_y \left( \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} - \frac{t_{s1} - t_{s2}}{t_1 + t_2} \right).$$

Ha a (2), (12) és (14) egyenleteket figyelembe vesszük:

$$\frac{U_z}{U_y} = X - \frac{\Delta t_s}{T_0} (1 - X^2), \quad (17)$$

ahol

A (17) egyenletben a hibát a második tag képviseli. Ez a hiba két részből áll: egy állandó és egy X-től



8. ábra

függő részből. Az állandó rész a kiegyenlítés során kompenzálható, így hibaként megmarad a második tag:

$$\frac{U_z}{U_y} = X + \frac{\Delta t_s}{T_0} X^2 = X \left( 1 + \frac{\Delta t_s}{T_0} X \right). \quad (18)$$

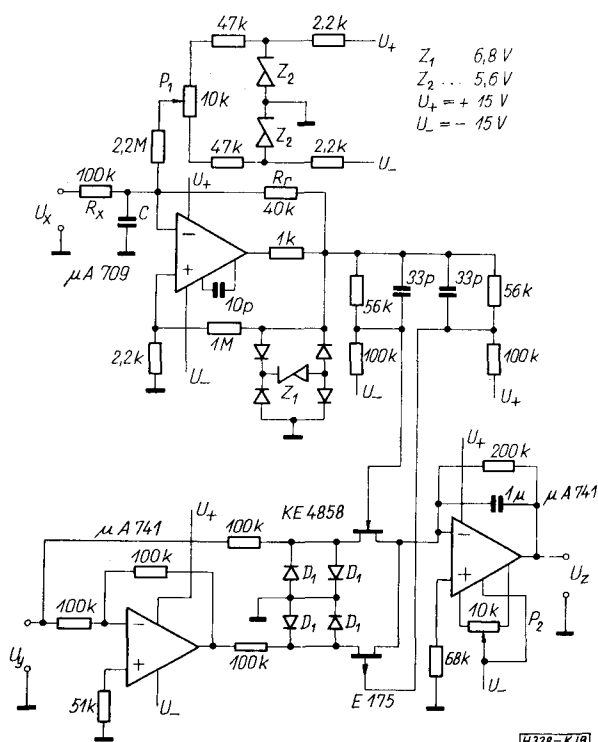
Az átkapcsolási idők különbözőségéből származó relatív hiba tehát:

$$f_{rs} = \frac{\Delta t_s}{T_0} X. \quad (19)$$

A (19) egyenlet csak becslési célokra alkalmas, mivel lineáris átkapcsolási folyamatot tételez fel. A valóságban az átkapcsolási folyamat nem lineáris, így módon a tényleges hiba az átkapcsolás időbeli lefolyásától is függ. Az azonban egyértelműen következtethető, hogy célszerű az áramkört úgy kiképezni, hogy a kétirányú kapcsolási folyamat lehetőleg azonos lefolyású legyen.

Az 1. ábra alapján felépített szorzók  $U_x$  és  $U_y$  bemeneteire vonatkozó frekvenciamenetét gyakorlatilag az  $F$  szűrő határozza meg. Bizonyítható, hogy amennyiben a kapcsolási idők hatása elhanyagolható (végtelen gyors kapcsolási folyamatok) és a fázis fordító erősítő frekvenciafüggetlennek tekinthető (ez gyakorlatilag könnyen elérhető), akkor az  $U_x$  és  $U_y$  bemenetekre vonatkoztatott frekvenciamenetet kizárólag a szűrő határozza meg. A szűrő méretezése tehát két követelmény alapján történik: az egyik az, hogy a kapcsolási frekvencián megfelelő csillapításúnak kell lennie, ettől függ ugyanis, hogy a kimeneten a négyszögjelből mekkora hullámosság jelenik meg. Általában a kapcsolási frekvencián 60–80 dB csillapítás szükséges. A második követelmény az, hogy az  $U_x$ ,  $U_y$  jelek számára az átvitelnek frekvenciafüggetlennek kell lennie (áteresztő tartomány). Ez utóbbi akkor jelent különösen szigorú megkötést, ha a szorzóknál általában lényeges fázisvektorhibának kicsinek kell lennie. Az említett két szempont alapján a szűrővel szemben támasztott követelmények megállapíthatók, és a szűrő méretezhető. Ha a szűrőre olyan szigorú követelmények adódnak, amelyek teljesítése nehéz vagy nem lehetséges, akkor a kapcsolási frekvenciát kell növelni. Ezzel azonban a kapcsolási idők kérdése válik kritikussá. Természetesen megfelelő kapcsolástechnikával a kapcsolási idők is igen kis értékre szoríthatók le, ehhez azonban általában bonyolultabb felépítésű, így költségigényesebb áramkörök szükségesek.

A vizsgált kapcsolás működésének ellenőrzése céljából mérőkapcsolást építettünk fel (9. ábra). Az impulzus-szélességmodulátor  $\mu A 709$ -es műveleti erősítővel a kimeneten kb.  $0,1 \mu s$  kapcsolási idejű négyszögjelet szolgáltat.  $U_1$  és  $U_2$  előállítására ugyanaz a  $Z_1$  Zener-dióda szolgál. Ily módon biztosítható  $U_1$  és  $U_2$  egyenlősége, illetve az, hogy a Zener-feszültség megváltozása esetén  $U_1$  és  $U_2$  együtt változik. További előnye ennek a kapcsolási megoldásnak, hogy  $Z_1$  állandóan a letörési tartományban van, nem kapcsol át, ami a kapcsolási idők szempontjából előnyös. A modulátor kimenőjele leosztás után vezérli a FET kapcsolókat. A leosztással elérhető, hogy a FET kapcsolók vezérlőelektródája soha nem kap nyitó irányú feszültséget.



9. ábra

A kapcsolók source elektródájához csatlakozó  $D_1$  diódák a lezárt kapcsolón kis értéken tartják a feszültséget. Ezáltal a kapcsolt feszültség nagyságától függetlenül válik a szükséges vezérlőelektróda feszültség és a kapcsolási idő. A kapcsolt jelek összegzését és a szűrő feladatát egy integrátorként működő műveleti erősítő látja el.

A kapcsolás kiegyenlítésére két potenciométer szolgál. Mindkét bemenetet rövidre zárva, a  $P_2$  potenciométerrel kiegyenlíthetők a fordító erősítő és az integrátor hibafeszültségei. A következő lépésben az  $U_y$  bemenetre maximális egyenfeszültséget kapcsolva (az  $U_x$  bemenetet változatlanul rövidre zárva) a  $P_1$  potenciométerrel kiegyenlíthetők a modulátor offszethibái. A kiegyenlítési folyamatot célszerű többször megismételni ( $U_y$  pozitív és negatív értékei mellett is).

A szorzó skálatényezője a (13) egyenlet szerint:

$$\frac{R_r}{U_1 R_x}$$

A 9. ábra kapcsolásában:

$$\begin{aligned} R_r &= 40 \text{ kohm,} \\ R_x &= 100 \text{ kohm,} \\ U_{z1} &= 8 \text{ V.} \end{aligned}$$

Figyelembe veendő még az a tény, hogy az integrátor erősítése kétszeres ( $A_i$ ). Ezzel a skálatényező:

$$A = \frac{A_i R_r}{U_1 R_x} = 0,1/\text{volt.}$$

A szorzó kimeneti feszültsége:

$$U_z[\text{V}] = \frac{U_x[\text{V}] U_y[\text{V}]}{10}. \quad (20)$$

A linearitás szempontjából alapvetően fontos tényező a (6) egyenlet szerint:

$$2b = \frac{2r_1}{r_1 + r_2} \left( 1 + \frac{R_r}{R_x} \right).$$

Mivel:  $r_1 = 2,2$  kohm,

$r_2 = 1$  Mohm,

$$2b = 6,14 \cdot 10^{-3}$$

Ez a (11) egyenlet, illetve a 6. ábra szerint megfelelő. A szorzó maximális bemenő feszültsége 10 V. Ezzel az (5) egyenlet szerint:

$$X = \frac{U_x}{U_1} \cdot \frac{R_r}{R_x} = 0,5.$$

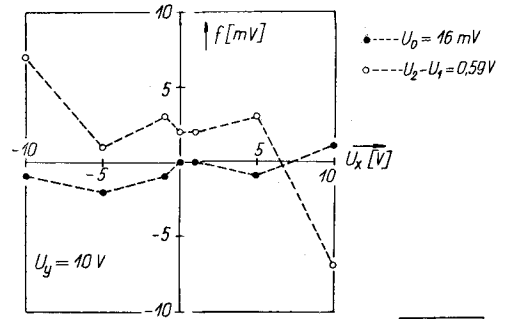
A szorzó pontosságára vonatkozó mérések eredményeit az 1. táblázat mutatja. Az első két oszlopban az 5 kHz kapcsolási frekvenciával működő ( $C = 0,47 \mu\text{F}$ ) szorzó mV-ban megadott hibái találhatók 25 °C és 50 °C hőmérsékleten. Az eredményből következtetni lehet a hőmérsékletfüggésre. A harmadik oszlop megnövelt kapcsolási frekvencia ( $f_0 = 10$  kHz,  $C = 0,22 \mu\text{F}$ ) esetén adja meg a hibákat.

A (10) egyenlet szerint a modulátor működését jelentősen befolyásolja az erősítő offszetfeszültsége ( $\beta$ ) és a Zener-feszültségek egyenlőtlensége ( $\alpha$ ).  $\alpha$  és  $\beta$  hatásának ellenőrzésére két mérést végeztünk el. Külső forrásból  $U_0 = 16$  mV offszetfeszültséget kapcsoltunk az erősítő bemenetére. A (10) egyenletből kiszámítottuk a megváltozott karakterisztikát, majd az eredményt méréssel ellenőriztük. A számított és mért eredmények közötti eltérés a 10. ábrán látható.

A Zener-feszültség hatásának vizsgálatára  $U_{z2}$  értékét 0,59 V-tal megnöveltük. A (10) egyenletből számított, valamint a mért eredmények közötti eltérés ugyancsak a 10. ábrán látható.

I R O D A L O M

[1] Holt: A two quadrant analog multiplier integrated circuit. IEEE Journal of Solid-state Circuits. Vol. SC-8, No. 6. Dec. 1973. pp. 434-439



H378-KJ 10

10. ábra

[2] Fairchild Book One (The Complete Linear Book) Applications Brief 51: Analog to Pulse-Width Converter, Applications Brief 54: Four quadrant analog multiplier

1. táblázat

$U_x$ [V]	$U_y$ [V]	$f$ [mV]		
		1.	2.	3.
10	10	-2	20	-3
10	-10	2	-23	5
-10	-10	1	17	-3
-10	10	-1	-21	1
1	1	0	-1	0,3
1	-1	-0,2	-2	0
-1	-1	-0,3	-2	-0,3
-1	1	0	-2,6	0,5
0	10	-0,4	0,7	0,9
0	-10	1	4,7	1,1
10	0	0,1	2,5	0,5
-10	0	0,3	2,8	1
0	0	0,1	1,8	0

1.  $f_s = 5$  kHz  
 $T = 25$  °C

2.  $f_s = 5$  kHz  
 $T = 50$  °C

3.  $f_s = 10$  kHz  
 $T = 25$  °C