

Nagy sebességű és pontosságú mintavevő és tartó áramkör*

CZÉKMÁNY TIBOR

Távközlési Kutató Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a nyílt hurkú diódahidas feszültség mintavevő-tartó áramkörrel foglalkozik. Az első részben a méretezés elvi részével a töltési idő meghatározásával, az áramkör frekvenciafüggésével, nemlineáris torzításával, a kikapcsolási idő számításával és a tartási állapot hibájával foglalkozik. A második részben egy szabályozóhurokkal kiegészített áramterelő megoldás megvalósítását ismerteti, kitérve a stabilitás, a meghajtó- és tartó erősítő és a vezérlő áramkör szempontjaira is. Végül ismerteti az áramkör fizikai felépítését, mérési módszerét és eredményeit.

I. Bevezetés

Az átviteltechnikában az időosztásos és frekvenciaosztásos berendezések egyidejű jelenléte miatt szükséges szélessávú analóg jelek átalakítása digitálissá és vissza. Mintavevő és tartó áramköröket leggyakrabban sávkorlátozott jelek digitalizálásánál használják A/D átalakító bemeneti jelének előállítására.

Az elérhető sebesség és pontosság közelítően fordítva arányos. Szerencsére több alkalmazásnál nagyobb sebességnél kisebb pontosság is elegendő. Pl.: 60, 120 csatornás frekvencia osztásos multiplex (FDM) jelek időosztásos (PCM) átvitelénél 11–12 bit pontosság szükséges, míg 300, 600 csatornás jelek esetén 9 bit, TV kódolóknál 6–8 bit is elegendő lehet [2, 8]. A továbbiakban a fenti szélessávú jelek PCM átviteléhez alkalmas mintavevő-tartó áramkört és tervezését ismertetjük.

Mintavételezésre többféle lehetőség van. Az árammintavételezés megvalósítási nehézségei miatt nem terjedt el, az energiámintavételezést közepes sebességet és pontosságot igénylő rendszerekben jó hatásfoka miatt használják. Egyszerű felépítése és széles felhasználhatósága miatt a feszültségmintavevők a legelterjedtebbek. Ezek zárt vagy nyílt hurkúak lehetnek. A zárt hurkú mintavevők visszacsatolást tartalmaznak, ezért pontos jelkövetést tesznek lehetővé, de éppen emiatt sebességük korlátozott. A nyílt hurkú feszültségmintavevő gyors, de nagy pontosság eléréséhez megfelelő kapcsolóelem kell. A felhasznált kapcsolóelem lehet dióda, FET, bipoláris tranzisztor, de leggyorsabb működést diódahíddal érhetünk el [1, 2, 6, 8]. Ez a cikk a továbbiakban a mintavevő-tartó áramkörök egy fajtájával a nyílt hurkú, diódahidas feszültségmintavevővel foglalkozik. Először az áramkör elméleti kérdéseivel, méretezésével, majd a gyakorlati megvalósításával foglalkozik, végül a mérési eredményeket tárgyalja.

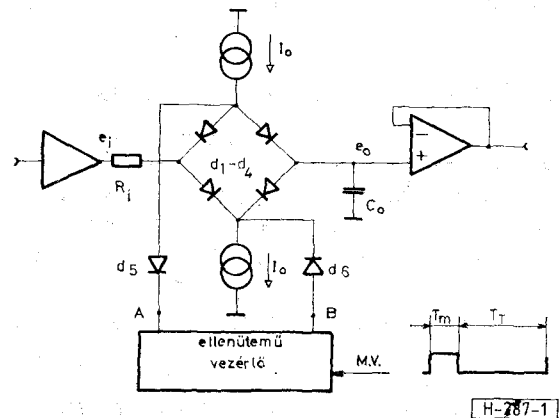
Béierkezett: 1986. XII. 3. (□)

CZÉKMÁNY TIBOR

1974-ben szerzett villamosmérnöki diplomát a BME Villamosmérnöki Karán, Híradástechnika Szakon. Ugyanebben az évben lépett be a Távközlési Kutató Intézetbe. Je-

lenleg is itt dolgozik, mint tudományos főmunkatárs.

Kezdetől fogva digitális átviteltechnikával foglalkozik. Szűkebb területe: mintavevők, A/D átalakítók, digitális modulációs eljárások, PCM mérés-technika.



1. ábra. Diódahidas mintavevő-tartó áramkör

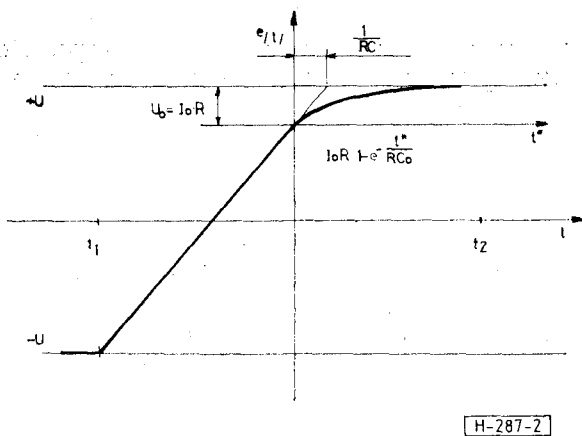
A tervezési módszert és a választott kapcsolást a gyakorlatban kipróbáltuk egy FDM főcsoport kódolóban, amelynek a frekvenciasávja 312–552 kHz és a mintavételi frekvencia 576 kHz. A szükséges pontosság 12 bit.

2. A áramkör méretezése

2.1. Az ismertetésre kerülő áramkör működése

Az áramkör egy diódahidat tartalmazó kapcsolóból, egy C_0 tartókapacitortól és két I_0 áramgenerátorból áll az 1. ábra. szerint. Az áramgenerátorok kapcsolását az A, B pontokhoz kapcsolódó d_5 , d_6 diódák végzik, melyek ellenfázisban működnek, ezért szimmetrikus meghajtó áramkörre van szükség. Az I_0 áramgenerátorok árama egy áramkorlátot ad, ami megakadályozza a meghajtó erősítő, a vezérlő és a diódák túlterhelését. A vezérlő áramkör a T_m töltési és a T_T tartási idő ütemében vezérli a kapcsolót. Mintavételezési állapotban az A pont pozitívabb mint B, akkor d_5 és d_6 diódák zárva vannak. Ha $(e_i - e_o)$ elég nagy, akkor a híd két diódája vezetni kezd és nyitva tartja a kapcsolót, míg a másik két dióda zárva van. Így az áramgenerátorok egyike tölti vagy

* A cikk anyaga az I. TKI Ifjúsági Konferencián hangzott el 1980-ban.



2. ábra. A töltési folyamat jelalakja

kisüti C_0 kondenzátort I_0/C_0 -nak megfelelő konstans meredekséggel. Ha a bemenőjel e_i változási sebessége kisebb, mint I_0/C_0 , akkor a kimenőjel e_0 jól megközelíti a bemenőjelet. Ekkor a hídnak eddig zárt két diódája is vezetni kezd és az I_0 áram megoszlik a híd 4 diódáján és exponenciális töltés kezdődik. A töltő ellenállás az R_i és a diódák eredő ellenállásának összege. Emiatt R a kiegyenlítődéig némileg változik az idővel. Mivel a bemenőjel sávhatárolt, hirtelen nem változhat. Megfelelő RC időállandó esetén a kimenőjel jól követi a bemenőjelet. Ez az állapot akkor szűnik meg, amikor A és B pontok között megváltoztatjuk a feszültséget és így lezárjuk a kapcsolót. Ez a tartási állapot. Ekkor d_5 és d_6 dióda nyitva van és zárva tartja a dióda hidat, amely leválasztja a bemenőjelet C_0 -ról.

2.2. A töltési idő meghatározása

A töltés áramgenerátoros állapota addig tart, amíg $|e_i - e_0| \cong U_0 = I_0 R$ ahol e_i és e_0 kapu be-, illetve kimenőjele és $R = R_i + R_d$ valamint $R_d = r_s + \frac{U_T}{I_0/2}$ ahol r_s a dióda soros ellenállása. $U_T = kT/q$. Az e_i bemenőjel $\pm U$ feszültség között változik. A töltődés folyamatát a 2. ábra mutatja. Az áramgenerátoros szakasz meredeksége I_0/C_0 . Az exponenciális szakasz egyszerűen felírható $U(t) = I_0 R \left(1 - e^{-\frac{t^*}{RC_0}}\right)$, ahol t^* az exponenciális rész kezdetét jelölő változó.

A mintavételi idő meghatározásánál figyelembe kell venni az alábbiakat: A kikapcsolásnak a nemlineáris torzítások csökkentése érdekében igen kicsinek kell lennie. Gyors kapcsolás Schottky diódákkal érhető el. A kereskedelemben kapható diódák árama 10–50 mA között van, ezért I_0 -t is ennek alapján kell megválasztani. A diódák ellenállása 5–20 Ω közé esik. A töltési idő és a tartó kapacitás értéke szorosan összefügg. Nagy C_0 értékre kell törekednünk a hosszabb tartási állandó érdekében, de minél nagyobb C_0 , annál kisebbnek kell lennie a meghajtó erősítő kimenő

impedanciájának, viszont annál kisebb lehet a tartóerősítő bemenőellenállása. A fenti szempontok figyelembevételével iteratív úton határozhatjuk meg a töltési időt. A gyakorlatban a teljes mintavételi és tartási idő 1/3 és 1/20 közötti érték. Az EDM főcsoport jellemzőire elvégezve a számítást: Némi próbálgatás után legyen C_0 értéke 680 pF. Az exponenciális töltés időállandója:

$$R = (R_i + R_d)C_0 = (15 + 15)6,8 \cdot 10^{-10} \approx 20 \text{ nsec}$$

$$U_1 = I_0 R = 30 \Omega \cdot 10 \text{ mA} = 300 \text{ mV}$$

U legyen $\pm 2 \text{ V}$, I_0 pedig 10 mA, így $I_0/C_0 = 1/68 \text{ V/nsec}$ $t_1 = 3,7 \text{ V} / 68 \text{ nsec/V} = 252 \text{ nsec}$. Az exponenciális beállásra $t_2 = 9 \tau$ -t azaz 180 nsec-ot hagyva a mintavételezési idő $T_m = t_1 + t_2 = 432 \text{ nsec}$. A fenti értékekkel a legrosszabb esetben a minta 0,3 LSB-re közelíti meg a bemenőjelet. A teljes kódolási idő $T = 1,73 \mu\text{sec}$, ebből a mintavételezési idő $T_m = T/4 = 432 \text{ nsec}$ lesz. Tervezésnél természetesen a legrosszabb esetet kell figyelembe vennünk, amikor ellenkező előjelű, max. amplitudójú minták követik egymást.

2.3. Az áramkör frekvenciafüggésének számítása [3, 4]

A töltési periódus alatt a generátor R_i ellenálláson keresztül tölti C_0 tartókondenzátort. Ez a folyamat frekvenciafüggő csillapítást hoz létre. Az áramkörben levő áramkorlátozás ezzel szemben nemlineáris torzítást okoz. Az n -edik állandó áramú töltési periódusban a G_0 kondenzátor feszültsége:

$$e_0(t) = a_{n-1} \pm \frac{I_0}{C_0} (t - nT) \quad t \cong nT \quad (1)$$

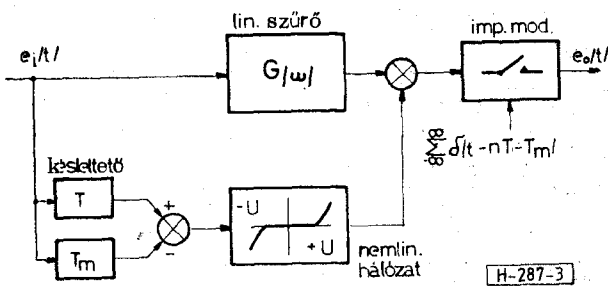
ahol a_{n-1} az előző minta kondenzátorban maradt értéke $e_i(nT) > a_{n-1}$ esetén pozitív, $e_i(nT) < a_{n-1}$ esetén a negatív előjel érvényes. A konstans áramú töltés sebessége nagyobb a bemenőjel változási sebességénél, ami az idő legnagyobb részében igaz, ha I_0/C_0 értékét jól választjuk meg. Az n -edik RC töltési periódus alatt a C_0 tartókondenzátor feszültségét a [4] irodalom szerint konvolúcióval határozhatjuk meg. Ebből a mintavételezés végét jelentő T_m idő behelyettesítésével megkapjuk a tartott jelet. Ha feltételezzük, hogy a τ_0 töltési idő kicsi a T_m mintavételezési időhöz képest, akkor elhanyagolhatjuk a kimenőjel előző állapotát a nemlineáris töltéskor. Ezt figyelembe véve és a Fourier transzformáltját képezve az n -edik tartott minta frekvenciatartománybeli értéke az alábbi:

$$a_n = \int_{-\infty}^{\infty} E_i(\omega) G(\omega) \exp\{j\omega(nT + T_m)\} d\omega \quad (2)$$

ahol

$$G(\omega) = \frac{1 - \exp(-T_m/\tau_0 - j\omega T_m)}{(1 + j\omega\tau_0) \cdot \{1 - \exp(-T_m/\tau_0 - j\omega T)\}} \quad (3)$$

a $C(\omega)$ egy RC töréspontú lineáris szűrő transzfer függvénye. Ha T_m/τ_0 nagy, akkor $G(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau_0}$ lesz, azaz az egyszerű RC töltődés



3. ábra. A mintavevő-tartó áramkör helyettesítő képe

esetét kapjuk. Ezek alapján megrajzolhatjuk a mintavevő áramkör helyettesítő képét. 3. ábra. Az előzőekben leírt példával $T_m/\tau_0=20$, így az exponenciális tagok gyakorlatilag eltűnnek. A $G(\omega)$ töréspontja 8 MHz-re esik, tehát az egyik fajta töltés sem okoz frekvenciaesést az FDM sávban ($R_i=15$ Ohm választás helyes volt.)

2.4. Nemlineáris torzítás számítása

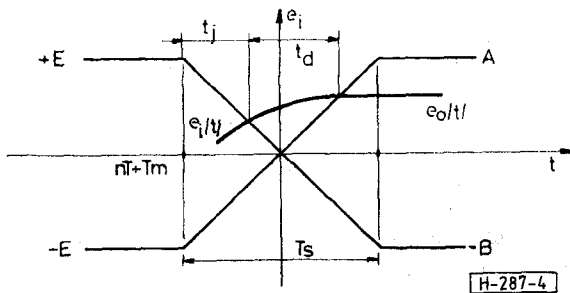
A nemlineáris rész (lásd a 3. ábrát) az áramhatárolás, amely amplitudófüggő nemlineáris torzítást okoz a rendszerben. A páratlanság hatását meg lehet becsülni, ha a legrosszabb esetre méretezünk. Az [4] irodalom szerint az effektív jel-hiba arány az alábbi:

$$\frac{\delta^2}{e_n^2} = \frac{\exp(2T_m/\tau_0)}{2\{1-p_i(T-T_m)\}F\left\{\frac{U_0}{\sqrt{2\delta}\sqrt{1-p_i(T-T_m)}}\right\}} \quad (4)$$

ahol $p_i(T-T_m)$ az e_i korrelációs tényezője és

$$F\left(\frac{U_0}{\delta}\right) = 1 - \operatorname{erf}\left(\frac{U_0}{2\delta}\right) - \dots \text{stb.}$$

A jel-zaj viszony a (4) összefüggésből számítható, ha ismerjük a jel statisztikáját. Tiszta exponenciális töltésnél ez a hiba nem lép fel. Az állandó meredekségű töltés esetén maximális jelamplitúdónál a beállási idő nagyobb, mint 8τ , kis jeleknél, ahol a konstans áramú töltés rövid, ez az idő még nagyobb. A beállási hiba jóval a megengedetten belül van. Max. minta ritkán fordul elő, a kiértékelésnél $\exp(2 \cdot 8\tau_0/\tau_0)$ -re igen nagy szám adódik, így ez az amplitudófüggő nemlineáris torzítás elhanyagolható. Jelentősége konstans áramú töltés és néhány τ -s beállási idő esetén van.



4. ábra. A kikapcsolást szemléltető diagram

2.5. A kikapcsolási idő számítása [3, 4]

A mintavevő áramkör minőségét a kikapcsolási idő lényegesen befolyásolja. A vizsgálatához rajzoljunk fel egy ideális modellt (4. ábra). A vezérlő impulzusok váltását az A és B vonal mutatja, maximális kitérése $\pm E$ valamivel nagyobb, mint $\pm e_{i,\max}$. A bemeneti jel változását e_i , a kimenetiét e_o görbe mutatja. Ideális kapcsoló esetén a tartott jelet az $nT + T_m$ időpillanatban kapnánk. A kimenőjel változása a $t_j + t_d$ időintervallumok alatt két hatás eredménye. Az $nT + T_m + t_j$ időpillanatban az egyik vagy másik diódapár lekapcsolódik, de t_j idő alatt a C_0 kapacitás folytatja a töltődést, vagy kisülést, azaz RC időállandóval követi a bemenőjelet így egy hiba növekményt ad a bemenőjel $nT + T_m$ időbeni értékéhez. Az $nT + T_m + t_j + t_d$ idő után a híd valóban lekapcsolódik C_0 -ról. Az $nT + T_m + t_j$ időpillanat utáni állapotot, amikor a híd másik diódapárja még nem zárt le az 5. ábra mutatja. Ilyenkor $U_1 = U_2$, az áram az ellenállások arányában oszlik meg. (Ha R_i nagy, C_0 közelítőleg I_0 állandó árammal sül ki.) A kisülés addig tart, amíg a kikapcsolójel el nem éri a kimenőjelet. A kimenőjel az $nT + T_m + t_j$ időpillanatban nagyon közel van $nT + T_m$ időpillanathoz, ezért írhatjuk, hogy:

$$e_o(nT + T_m + t_j) = e_o(nT + T_m) + \left. \frac{de_i}{dt} \right|_{nT + T_m} t_j \quad (5)$$

Ha feltételezzük, hogy t_j kicsi és a kimeneti jel követi a bemeneti jelet t_j idő alatt írhatjuk, hogy

$$e_o(nT + T_m) + \left. \frac{de_i}{dt} \right|_{nT + T_m} t_j = E - \frac{2E}{T_s} t_j \quad (6)$$

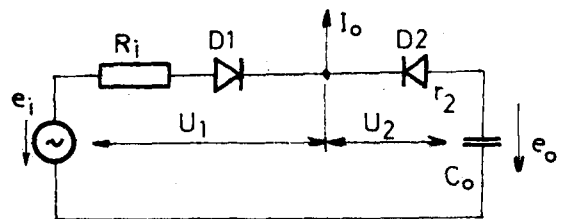
Az egyenlet jobb oldala az A vezérlőjel értéke. Ebből

$$t_j \approx \frac{T_s}{2} \left\{ 1 - \frac{e_i(nT + T_m)}{E} \right\} \quad (7)$$

ahol e_i változása kicsi $2E/T_s$ -hez képest.

Az 5. ábrára egy differenciál egyenletet felírva és megoldva megkaphatjuk az $e_o(nT + T_m + t_j + t_d)$ időpillanat utáni értékét. Ha I_0/C_0 értékét elhanyagoljuk a vezérlőjel változásához képest és ismét felhasználjuk a B vezérlőjellel való közelítést a t_d -re kapjuk, hogy:

$$t_d = \frac{T_s e_o(nT + T_m + t_j)}{E} \quad (8)$$



5. ábra. A kikapcsolást szemléltető modell a t_d időintervallumban

Az (5) összefüggést felhasználva egyszerűsítések után kapjuk, hogy:

$$E_n = e_0(nT + T_m + t_a + t_j) - e_0(nT - T_m) =$$

$$= \frac{de_i}{dt} \Big|_{nT + T_m} t_j -$$

$$- \frac{I_0}{C_0} \frac{T_s}{E} \left(\frac{R_i + r_2}{R_i + r_1 + r_2} \right) e_i(nT + T_m) \quad (9)$$

A nemlineáris torzítás meghatározásához a (7) és (9) összefüggéseket felhasználva E_n nemlineáris részére kapjuk, hogy:

$$\varepsilon_n = - \frac{T_s}{2} \frac{|e_i|}{E} \frac{de_i}{dt} \Big|_{nT + T_m}$$

ebből az átlagérték:

$$\overline{\varepsilon_n^2} = \frac{T_s^2}{4E^2} \overline{e_i^2} \left(\frac{de_i}{dt} \right)^2 \quad (10)$$

A jel/rms értékére kapjuk, hogy:

$$\frac{\varepsilon_n^2}{\varepsilon_n^2} = \frac{4E^2}{T_s^2} \frac{1}{\left(\frac{de_i}{dt} \right)^2} \quad (11)$$

A mi példánkra alkalmazva a kapott eredményt, szinuszos bemenőjel esetén $e_i = a \cos \omega t$

$$(e'_i)^2 = a^2 \omega^2 \cos^2 \omega t$$

A derivált négyzetének átlagértéke: $\frac{a^2 \omega^2}{2}$

Ezt behelyettesítve és a $\cong E$ közelítéssel a T_s késleltetési időre megoldva kapjuk, hogy:

$$T_s = \frac{\sqrt{8}}{\omega \cdot \sqrt{\frac{e_i^2}{\varepsilon_n^2}}} \quad (12)$$

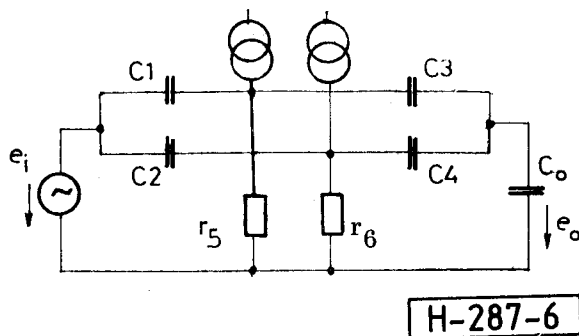
12 bites kódolás esetén a teljes dinamika tartomány 72 dB. Szélessávú jelre 16 dB-es csúcstényezőt és egyéb járulékos hibákat is figyelembe véve a jel/kvantálási zaj azaz e_i^2/ε_n^2 legyen 64 dB. Ennek alapján a legnagyobb jelváltozású bemenőjel esetén a mintavevőre megengedhető kikapcsolási idő:

$$T_s = \frac{\sqrt{8}}{2\pi 552 \text{ kHz } 1,5 \cdot 10^3} = 540 \text{ psec}$$

Ha feltételezzük, hogy max. frekvenciájú szinuszos jel nem fordul elő, hanem a mintavételezendő jel közel egyenletes (zajszerű) spektrummal rendelkezik (a példában egy FDM jel) akkor az 540 psec-os követelmény enyhíthető, pl. 1 ÷ 1,5 ns-ra. (Megjegyezzük, hogy sávszűrő utáni mintavételezés van az első alsó oldalsávban, ezért nem az 552 hanem a 312 kHz a legrosszabb eset.) Megfelelően gyors vezérlőáramkör és Schottky diódák alkalmazásával ez teljesíthető.

2.6. A tartási állapot hibája

A mintavevő tartási állapotában a híd diódái záró irányban, a vezérlő áramkör diódái nyitó irányban vannak előfeszítve. Ilyenkor a 6. ábra szerinti helyettesítő kép érvényes. A C kapacitások a



6. ábra. A tartási állapot helyettesítő képe

diódahíd diódáinak záró irányú kapacitásai, értékük kb. 1 pF, az r_5, r_6 a vezérlődiódák nyitóellenállása. $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$, $r_5 = r_6 = r$ esetén a kettős T -tag T taggá egyszerűsödik és az e_i bemenőjel egy kettős feszültségosztás után jut csak el a kimenetre. Az rC osztó 86 dB-es, a C/C_0 osztó 56 dB-es osztást ad, így összesen több, mint 140 dB-es elnyomás adódik. Egy másik jelenség, hogy C_0 kondenzátor veszít a töltéséből C_3 és C_4 kapacitásokon keresztül. Mivel r_5 és r_6 ellenállások ellenfázisú áramgenerátorokhoz kapcsolódnak. Ezt elkerülhetjük, ha az áramgenerátorok és a vezérlőáramkör szimmetriájára törekszünk és a diódákat kapacitásai szerint 10% pontossággal összeválogatjuk. A mintavevő kapu leglényegesebb paramétereinek, hibáinak számítása után áramköri realizálással foglalkozunk.

3. Áramköri megvalósítás

3.1. Az áramterelő kapcsolás leírása

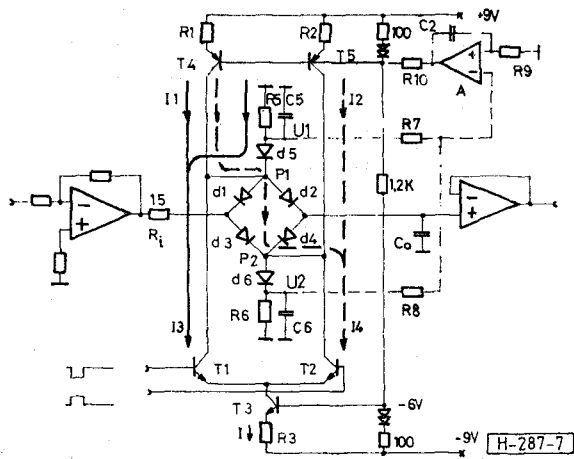
Az áramkör legnehezebben megvalósítható része a vezérlő áramkör. Hosszú időn keresztül a transzformátoros meghajtást tartották a legmegfelelőbbnek [2, 8]. Alkalmos tekercseléssel jó szimmetriájú ellenütemű impulzust tudtak előállítani, de a tetőesés, kapcsolási idők, pontosság és más paraméterek javítása már nem volt megoldható. Napjainkban ezt a feladatot a differenciálerősítők vették át [6, 7]. A 7. ábrán az áramterelő mintavevő elvét láthatjuk. A kaput T_1 és T_2 tranzisztorpár kapcsolja, amely ellenütemű vezérlést kap. A kapu nyitott állapotában T_2 vezet a szaggatott vonal szerint folyik az I_1 és I_2 áram a T_3 tranzisztorba. A kapu zárt állapotában az I_1 és az R_5, C_5 tag árama folyik a folytonos vonal szerint a T_3 tranzisztorba. A p_1 és p_2 pontok feszültsége a biztos záráshoz kb. 0,5 V-al túlhaladja a maximális bemenőjelet. A példában szereplő 3/4-es kitöltési tényezőt figyelembe véve:

$$R_5 = R_6 = \frac{2V}{3/4 \cdot 10 \text{ mA}} = 266 \Omega$$

A tápfeszültség legyen ± 9 V, p_1 és p_2 pont feszültsége ± 6 V. Ebből:

$$R_1 = R_2 = \frac{3V - U_{d1}}{10 \text{ mA}} = 260 \Omega \quad R_3 = 130 \Omega$$

A kapu zárt állapotában a C_5 és C_6 kondenzátorok biztosítják a zárófeszültséget. $C_5 = C_6 = 1 \mu F$ esetén



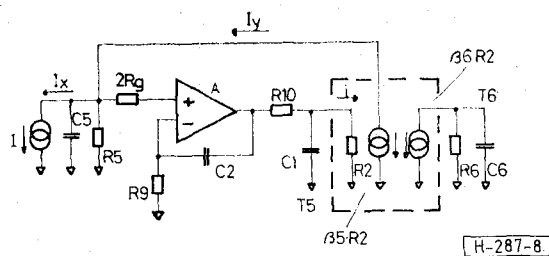
7. ábra. Az áramterelő áramkör részletezve

$T_T = 1,3 \mu\text{sec}$ tartási idő alatt nem keletkezik lényeges feszültség esés R_5 és R_6 ellenállásokon. A gyors működéshez a T_1 és T_2 tranzisztorokat nagy határfrekvenciájúra ($f_t > 2 \text{ GHz}$) választottuk. Tartás esetén a kollektorokat R_3 , C_5 ; R_6 , C_6 fogja meg, mintavétel esetén pedig a bemenőjel, így mindig lineáris tartományban működnek. A T_4 és T_5 tranzisztorok szintén nagyfrekvenciások, hiszen kollektor-bázis és kollektor-emitter kapacitásuk terheli a vezérlőáramkört. A jelétlen diódák hőkompenzálást végeznek. Az I_1 és I_2 áramok azonosságát R_2 , $I_1 + I_2$ és I áramok azonosságát R_3 ellenállások trimmelésével állíthatjuk be.

3.2. Szabályzóhurok tervezése

Ha a mintavételezett jel nem tartalmaz egyenáramú komponenset és lineáris kvantálást alkalmazunk, akkor a nullapont eltolódás nem okoz lényeges romlást, a mintavevő áramkörre nincs szigorú offset követelmény. Az áramkör tranziens zavarai, torzítása akkor lesz a legkisebb, ha az áramgenerátorokból kifolyó (I_1 , I_2) és befolyó (I) áramok egyenlőek. Ezt a feladatot precíz beállítás helyett egy szabályzó kör jobban ellátja, amely egyben az offsetet is csökkenti. Egészítsük ki a 7. ábra áramkörét egy szabályzóhurokkal a szaggatott vonal szerint [7]. Ha feltételezzük, hogy a tranzisztorok és a diódahíd elemei egyformák, a műveleti erősítő ideális és a bemenő offset nulla, akkor $I_1 = I_2$ lesz. Az R_5 , C_5 és R_6 , C_6 elemekről történő negatív visszacsatolás egy szabályzóhurokot eredményez. Az A erősítő úgy szabályozza T_4 és T_5 -öt, hogy a pozitív bemenete nulla legyen, ekkor $U_1 = U_2$ azaz; $1/2 I_3 - I_1 R_5 = 1/2 I_2 R_6$ ezért $R_5 = R_6$ és $I_1 = I_2 = I$ és így kapjuk, hogy $1/2(I_3 - I) = 1/2 I$ vagy $I = I_3/2$ és $I = I_4/2$.

Amikor a kapu nyitva van a felső pontján befolyik $I_4/2$ áram és az alsón kifolyik $I_4 - I_4/2 = I_4/2$ áram. Így a kapu vezérlőárama automatikusan kiegyenlítődik és a kimenő offset nulla lesz. Ha T_4 és T_6 nem egyforma, azaz β -jük és U_{BE} feszültségük különböző, akkor a szabályzó kör az $I_3 = I_4$ feltétel mellett ismét kiegyenlített lesz [7]. Ha I_3 nem egyenlő I_4 -el kiegyenlítetlenséget ka-



8. ábra. A szabályzó kör helyettesítő képe a stabilitás vizsgálathoz

punk, amit egy újabb szabályzó körrel, vagy R_5 módosításával kompenzálhatunk. Ekkor R_5 megváltozott értéke az alábbi lesz:

$$R_5 = R_6 = \frac{I_4 - I}{I_4 - I + I'} \text{ ekkor } I = \frac{I_4}{2} \text{ és az}$$

egyensúly helyreáll.

Tehát a szabályzó kör hatására nemcsak T_4 és T_5 , hanem R_1 és R_2 összeválogatása nélkül is kiegyenlített hídát kapunk, de I_3 és I_4 egyenlőségéhez R_5 vagy R_6 beállítása szükséges. Amennyiben I_3 és I_4 azonosságát tekintjük elsődlegesnek és a diódahíd kiegyenlítetttségét másodlagosnak, a szabályzó körét úgy kell módosítanunk, hogy az A erősítő csak T_5 -öt szabályozza és T_4 bázisát fix feszültségre kötjük. Megjegyezzük még, hogy a diódák kiegyenlítetttsége lényeges offsetet eredményezhet, tekintettel arra, hogy a Schottky diódáknál az $m k T/q = 45 \text{ mV}$, tehát a válogatásuk célszerű.

3.3. A szabályzó kör stabilitása

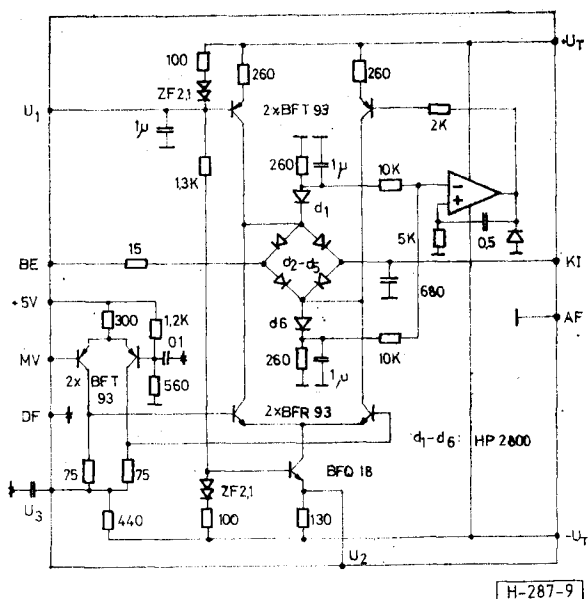
A szabályzó kör szempontjából a kapu kikapcsolt állapota felel meg a maximális hurokerősítésnek. Az egyenáramú beállításokat figyelmen kívül hagyva a szabályzó kör helyettesítő képét a 8. ábra mutatja. A helyettesítő képből látjuk, hogy a T_6 és R_6 , C_6 elemek nincsenek a hurokban. A visszacsatolt hálózat átviteli függvényét $I_y/I_x = G_{(p)}/H_{(p)}$ alakban keresve, a hurokerősítés rövid levezetés után felírható:

$$G_{(p)}H_{(p)} = \frac{R_5}{R_2} \frac{(1 + R_9 C_2) A}{1 + (A + 1)(R_9 C_2) p} \frac{1}{1 + R_{10} C_1 p} \frac{1}{1 + R_5 C_5 p}$$

A fenti kifejezésből látható, hogy az elemek alkalmas választásával egy pólust és egy zérust kompenzálhatunk, így a zárt rendszer stabil lesz. $R_9 C_2 = R_{10}$. Az $R_9 C_2 \gg R_5 C_5$ választás biztosítja a rendszerben a szükséges erősítést és fázistartalékot, mert $(A + 1) R_9 C_2 p \gg 1$ és $A/(A + 1) = 1$ elhanyagolásokkal a zárt hurkú átviteli függvény az alábbi lesz:

$$\frac{I_y}{I_x} = \frac{1}{2} \frac{1}{R_5 C_2 p (1 + R_5 C_5 p) + 1}$$

Az A erősítő belső kompenzálása, így önmagában stabil, az R_5 és C_5 értékei már ismertek, így $\tau_s = 266$



9. ábra. A megvalósított hibrid mintavevő-tartó áramkör teljes kapcsolási rajza

μsec . R_9 legyen $5\text{ k}\Omega$ és $C_2 = 500\text{ nF}$, így $\tau_2 = 2,5\text{ msec}$. Az integrátor viszonylag nagy időállandója biztosítja, hogy a kapu bekapcsolt állapotában a feszültség maradjon a T_5 és T_6 bázisán, túl nagy időállandót azért nem alkalmazhatunk, mert 50, 100 Hz-en a hurokerősítés, azaz a hálózati zavarérzékenység megnőne.

3.4. Az áramkör fennakadásának kiküszöbölése

A szabályzókörrrel ellátott áramkör a tápfeszültség bizonyos sorrendű bekapcsolásakor felakad. Ekkor a kondenzátorok feltöltődnek és az erősítő bemenetét negatívba húzzák, így a kimenete is negatív lesz. Ez T_5 tranzisztor bázisát is negatívba húzza, így nem tudja R_6 ellenálláson létrehozni a szükséges ellenfeszültséget. Ez ellen úgy védekezhetünk, hogy az erősítő kimenetét negatív irányban megfogjuk egy diódával vagy az erősítő negatív tápfeszültségét -5 V -ra választjuk.

3.5. Digitális meghajtóáramkör

Példaként a 9. ábrán láthatunk TTL szintű szintáttevet. A differenciálerősítő egyik tranzisztorának bázisát a TTL billenési szint közepére állítottuk be, így a kimenőpontokon $-4,2 \pm 0,4\text{ V}$ kimenőszint lesz. A gyors működés feltételei, hogy a nagyfrekvenciás tranzisztorok aktív tartományban működjenek, viszonylag nagy árammal és kis munkaellenállással. Az áramkör lényeges előnye, hogy a digitális földpontot elválasztja a mintavevő földjétől.

3.6. Meghajtó és követő erősítő

A meghajtóerősítő elválasztást, impedancia transzformációt biztosít a bemenet és a mintavevő kapu között. Megfelelő áramot kell tudnia leadni a mintavevő számára. A konstans áramú töltéses mintavevő előnye, hogy állandó árammal terheli az erősítőt és csak a mintavétel végén lesz a töltés

exponenciális, de ekkor a kis jel miatt az áram is kicsi.

A meghajtóerősítő és a diódahíd között levő R_i ellenállást úgy kell megválasztani, hogy kevésbé terhelje az erősítőt, de gyors RC töltést biztosítson és az RC tag által okozott frekvenciaesés elhanyagolható legyen. Az erősítő kis kimenőimpedanciáját általában sőt visszacsatolással biztosítják. A határfrekvenciáját legalább egy nagyságrenddel nagyobbra kell választani, mint a bemenőjel maximális frekvenciája. A stabilitásának olyanoknak kell lennie, hogy kapcsolt terhelés esetén is megőrizze stabilitását és minél kisebb berezést okozzon. A követőerősítő feladata, hogy a tartókondenzátor jelét a kimenetre juttassa, további feldolgozásra alkalmassá tegye. Nagy bemenőimpedanciával kell rendelkeznie, hogy a C_0 kondenzátor feszültségese tartás alatt kicsi legyen. Példánkban a $T_m = 1,3\text{ msec}$, a kisülést lineárisnak tekintve $0,01\%$ pontossághoz $\tau_T = 1,3\ \mu\text{sec}$ $10^4 = 13\text{ msec}$ időállandó tartozik. Így a követőerősítő bemenőimpedanciája:

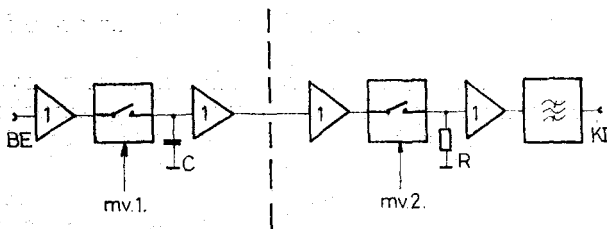
$$R = \tau_T / C_0 = 20\text{ M}\Omega$$

Az erősítő átviteli sávjának akkorának kell lennie, hogy követni tudja a töltődési folyamatokat is a mintavétel alatt. A tartás alatt a töltés a tartókondenzátor átvezetési ellenállásán is szivároghat, ezért jó minőségű kondenzátort kell használni. A követőerősítő bemenőkapacitása beleszámítható a tartókondenzátor értékébe. A tartókondenzátor és az erősítő bemenete közé ún. gerjedésgátló ellenállást szokás tenni, ami csökkenti a kapcsolási berezégeket. A tartókondenzátor induktivitása és a követőerősítő bemenő kapacitása rezgőkört képez, aminek a jóságát csökkenti a soros ellenállás. Értékét a bemenőáram korlátozza [9].

4. Fizikai felépítés

A mintavevő-tartó áramkör fizikai felépítése a nagy sebességi és pontossági követelmények miatt döntő fontosságú. A szórt induktivitásokat, kapacitásokat és a föld impedanciát minimális értéken kell tartani. Az A és B pontok (1. ábra) kis kapacitása különösen fontos a kis kapcsolási idő miatt. Ez kis kapacitású vezérlő tranzisztorok választásával és a szerelési kapacitások minimalizálásával biztosítható. A tartókondenzátornak indukciószegény típust kell választani. Kisméretű, nem tekercselt, mica, porcelán chip kondenzátor megfelelő. Általában rövid vezetékvezést és miniatűr elemeket kell használni. Árnyékolással kell biztosítani a külső zavaroktól való védelmet.

A fenti feltételek legjobban úgy biztosíthatók, hogy az áramkört vékonyréteg, hibrid technológiával készítsük el. A megvalósított hibrid mintavevő-tartó áramkör kapcsolási rajzát a 9. ábra mutatja. A bekeretezett rész egy $1 \times 1\text{ inch}$ méreűt kerámialapján vékonyréteg technológiával készült fém tokozással. A teljes egységet a járulékos áramkörökkel együtt egy árnyékoló dobozba épített szabványos nyomtatott áramköri kártyán helyeztük el.



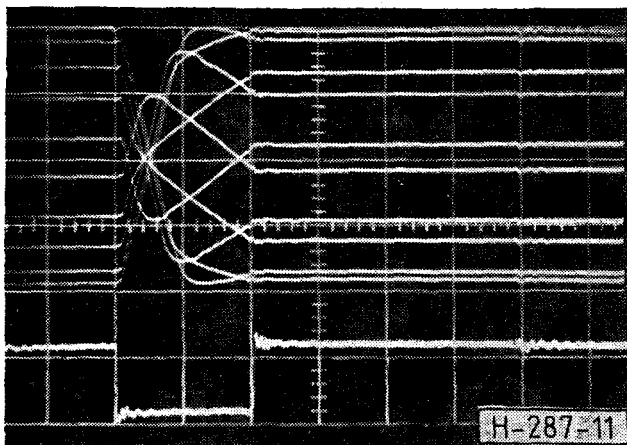
H-287-10

10. ábra. A mintavevő-tartó áramkör mérési elrendezése

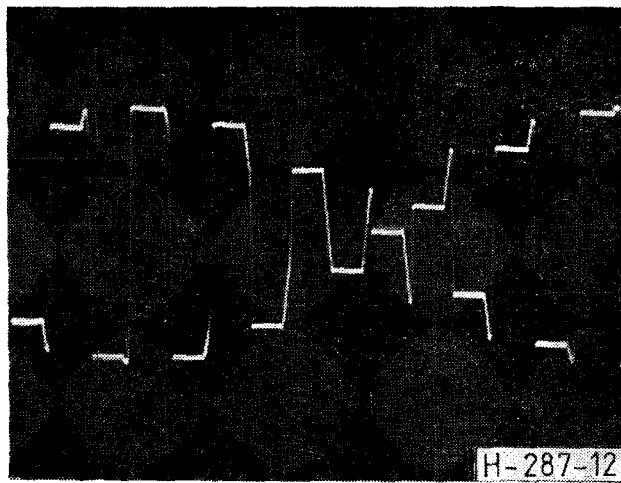
5. A mintavevő mérése

Egy mintavevő áramkör mérése nem egyszerű feladat. Egy frekvencia A/D vagy D/A átalakító vagy egy igen pontos mintavevő-tartó áramkör segítségével tudnánk csak méréseket végezni. (A kereskedelemben ilyen áramkörök igen drágák). A problémát a 10. ábra szerint két mintavevő-tartó áramkör sorbakapcsolásával oldottuk meg. A bemenetre sávkorlátozott (312–552 kHz) szinuszos vagy zaj jelet adunk. Az első mintavevő áramkör mintát vesz 576 kHz frekvenciával a bejövő jelből, majd a tartott jelet a második mintavevőbe vezetjük, amely a tartott jelet utolsó harmadából vesz mintát. A második mintavevő áramkör PAM jel-sorozatot állít elő, amelyből egy sávszűrő visszaállítja az eredeti jelet. Így a mérés hagyományos átviteltechnikai műszerekkel elvégezhető. Természetesen a kapott eredményben két mintavevő és más — a sávban levő — elemek hatása is jelen van.

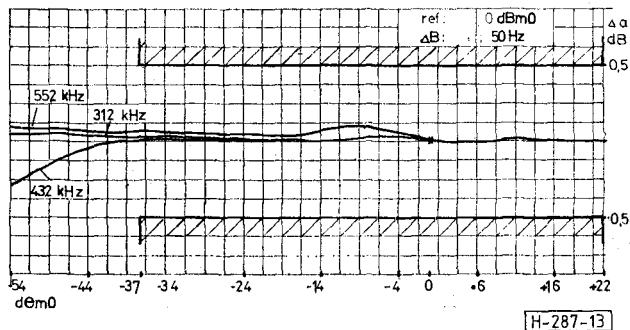
A második mintavevő áramkör tartott jelekből vesz mintát és impulzusokat kell előállítania, ezért a tartókapacitátor helyett ellenállásra dolgozik. Az ellenállást a mintavevő áramkör I_0 árama elvileg nulla idő alatt feltölti, a felfutási sebességet a kapu kapcsolási ideje és a szórt kapacitások korlátozzák. A „tartásba” kapcsoláskor az R ellenállás feszültsége gyorsan kisül. A szűrő amplitudómeneténél a véges impulzusszélesség miatt keletkező $\sin x/x$ alakú amplitudóesést korrigálni kell. A második mintavevőt követő erősítő bemenőkapacitása nagymértékben leronthatja a kapcsolási sebességet. Ezt kiküszöbölhetjük, ha az erősítőt úgy alakítjuk ki, hogy a bemenete föld potenciáljon legyen.



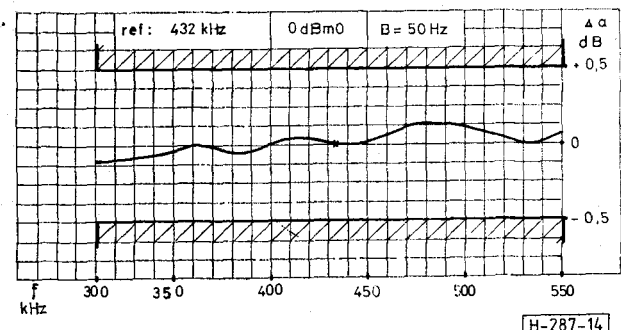
11. ábra. 312 kHz-es mintavett jel hullámformája alatta a mintavevő impulzussal függ: 1 cm=1 Volt vízsz: 1 cm=200 nsec



12. ábra. A tartott jel hullámalakja függ: 1 cm=1 Volt vízsz: 1 cm=500 nsec



13. ábra. Az áramkör linearitása



14. ábra. Az áramkör frekvenciameenete

5.1. Mérési eredmények és jelalakok

A 11. ábra fényképén a legnagyobb meredekséget létrehozó 312 kHz-es bemenőjel maximális amplitudója esetén a mintavételezett jel alakját láthatjuk, alatta a mintavételező impulzussal. Az ábrán jól látszik a konstans áramú szakasz, majd az exponenciális beállítás és a jelkövetés majd a tartás.

A 12. ábra fényképén a tartott jelet látjuk egy nagyobb időléptékben, a bemenőjelhez szinkronizálva. A két tartott jel között látható csúcs a mintavevő töltési szakasza, amely mindig a következő minta szintjéig tart. A 10. ábra módszerével mérve az áramkör linearitását a 13. ábra mutatja a min., max. és közepes frekvenciáknál. Látható,

hogy a mintavevők linearitási hibája 75 dB-es tartományban kisebb, mint $\pm 0,1$ dB. A 14. ábra a mintavevők frekvenciamenetét ábrázolja 0 dBmO szintű jelnél. A frekvenciamenet jó, a görbe jól közelíti a kimeneti szűrő amplitúdómenetét. Harmonikus komponensek nem esnek az átviteli sávba. Intermodulációs torzítást mérve két -15 dBmO szintű jellel szinuszzellel (349,430 kHz) a $2f_2 - f_1$ típusú intermodulációs termék szintje: $-61,6$ dBmO. A teljes PCM kodekre megengedett -45 dBmO torzítási szint követelményhez képest ez megfelelő. A mintavevők, a meghajtó és követőerősítők pszofometrikus zaja egy beszédcsatornára vonatkoztatva kb. 15 pWOp.

Köszönetnyilvánítás

Köszönetet mondok Tatai Péternek az áramkör kidolgozásában és a cikk megírásában nyújtott segítségével.

IRODALOMJEGYZEK

[1] Erdi, G., Henneuse, P. R.: A Precision FET-Less Sample and—Hold with High Charge-to-Droop

- Current Ratio. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC—13. No. 6. December 1978. pp: 864—873.
- [2] Kinniment, D. J., Aspinall, D., Edwards, D. B. O.: High—Speed analogue-digital Converter. Proceeding of IEE, Vol. 113, No. 12, December 1966. pp: 2061—2069.
- [3] Papoulis, A.: Error Analysis in Sampling Theory. Proceedings of the IEEE, Vol. 54, No. 7. July 1966. pp: 947—955.
- [4] Gray, J. R., Kitsopoulos, S. O.: A Precision Sample and Hold Circuit with Subnanosecond Switching. IEEE Transactions on Circuit Theory, September 1964. pp: 389—396.
- [5] Göbler, R.: Schnelle A D-Umsetzer. Elektronik, Heft 11. 1975. s: 83—87.
- [6] Takao Ohira, Tadashi Amemiya, Kakato Miuro: Ultra High Speed Codec. Research Laboratory, Oki Electric Ind. Co., Toky, Japan.
- [7] Benson, G. M.: Thin-Film Auto-Balance Diode Gate for Voice-Band Sample and Hold and Resampler Circuits. IEEE Transactions on Communications, Vol. Com—22, No. 7, July 1974. pp: 986—994
- [8] Kilkowski, J., Sieler, W.: Nanosekunden-Technik in einem Puls-Code-Modulator für 1200 Gesprächskanäle. NTZ, Heft 1. 1967. s: 11—15.
- [9] Zuch, E. L.: Pick sample-holds by a accuracy and speed and keep hold capacitors in mind. Electronic Design 26, December 20, 1978.