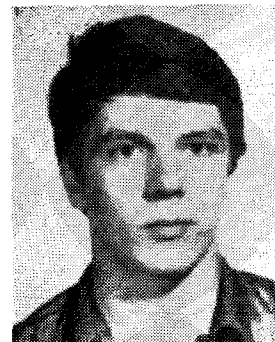


Adatátviteli modemek elemijel-időzítő áramköreinek dinamikus tulajdonságai

BÁCS ERNŐ—HANZÓ LAJOS—HINSENKAMP LÁSZLÓ
Távközlési Kutató Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

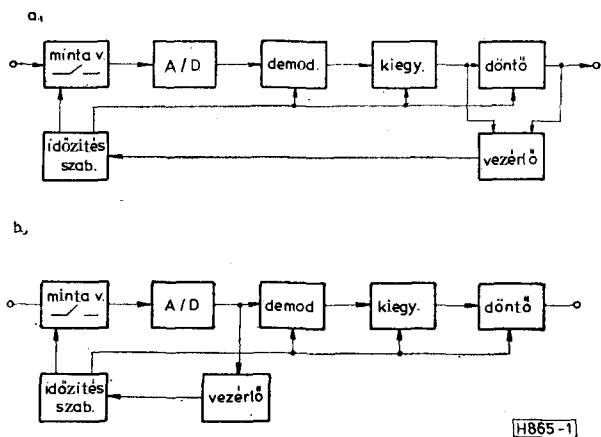
Telefonszatonán működő gyors adatátviteli modemeknél az egyik alapvető feladat az elemi jel szinkron gyors és pontos beállítása, ami a hatékony kiegyenlítés előfeltétele. A cikkben az időzítés-visszaállító rendszer dinamikus tulajdonságait vizsgálják, számítógépes szimulációs eredményeket mutatnak be, valamint egy CCITT V. 27 ter modem megvalósítása során szerzett tapasztalatokról számolnak be.

Bevezetés

Adatátviteli modemekben az elemijel-időzítés visszaállítására két alapvető eljárást alkalmaznak. Az egyiknél az időzítő áramkör vezérléséhez szükséges információt a demodulált és döntött jelből állítják elő (1a ábra), a másikonál közvetlenül a modulált jelből (1b ábra). A vezérlő információ kinyerésének alapvető tulajdonságai az eljárások elnevezésében is megmutatkoznak. Az első módszert döntésvisszacsatolt, a másodikat vivősávi időzítés-kinyerő eljárásnak nevezzük. Digitális jelfeldolgozást alkalmazó modemeknél az A/D átalakító időzítő jelének fázismerveg kapcsolatban kell lennie az elemi időzítő jelével, ezért a döntésvisszacsatolt időzítés-kinyerő áramköröknél a szabályozó hurok magában foglalja a kiegyenlítőt is, míg a vivősávi eljárásoknál a visszacsatoló hurok nem tartalmazza a kiegyenlítőt (1. ábra) [2, 3, 8].

Ez a cikk az időzítő áramkör [4] alapján kidolgozott egyszerű modellje segítségével az időzítés-kinyerés

Beérkezett: 1983. IV. 21.



H865-1

1. ábra. Elemijel-időzítés kinyerésének két alapvető eljárása; a) döntésvisszacsatolt időzítéskinyerő áramkör tömbvázlata, b) vivősávi időzítéskinyerő áramkör tömbvázlata

BÁCS ERNŐ

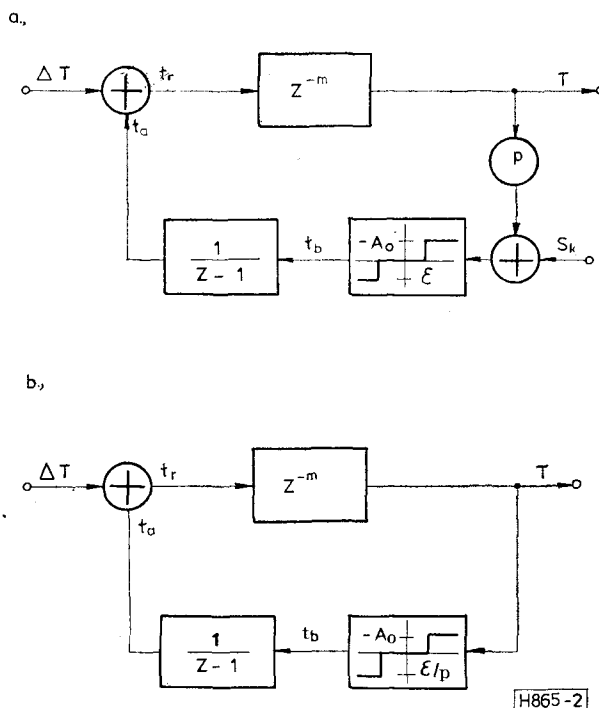
A BME Műszer és Irányítástechnika Szakán végzett 1974-ben. Azóta a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik. Szak-

mai érdeklődése mikroprocesszoros rendszerek hardware és software kérdéseire, valamint digitális áramkörök hibafelderítésére terjed ki. Hobbi: elektronika és sport. (□)

beállási sebességének és bemutartási pontosságának néhány kérdését vizsgálja. Megmutatjuk, hogy hogyan kell a paramétereket megválasztani ahhoz, hogy a szabályozó körben ne keletkezzen határciklus.

Az időzítés-kinyerő áramkör modellje

A 2. ábra a különféle időzítés-kinyerő áramkörök alapvető közös tulajdonságait tartalmazó egyszerű modellt mutatja. Az áramkör az időzítés hibájával többé-kevésbé arányos jelet állít elő a beavatkozó vezérléshez. A modellben az arányossági tényezőt p -vel jelöltük. A beavatkozó egy akkumulátor, amely



H865-2

2. ábra. Az elemijel-időzítés kinyerő rendszer modellje; a) rendszermodell a realizálási hibákkal, b) egyszerűsített rendszermodell

a vezérlő jel hatására egy közös alapóra impulzusai közül egyet kitélt, vagy az impulzusok közé egyet becsempesz, ha a vezérlő áramkör jele az ε küszöbértéknél nagyobb. Egyszerű esetekben $\varepsilon=0$ is lehet.

Az akkumulálást a z síkon az $1/(z-1)$ átviteli függvény írja le, amely a realizálási lehetőségeknek megfelelően egy elemi időnyi késleltetést is tartalmaz. A_0 a vezérlő jel hatására generált időkorrigáló lépés nagysága. ΔT és T a bemeneti és kimeneti időzítés-hiba. ΔT , T , ε és A_0 idő dimenziójúak, p dimenziótlan konstans.

A z^{-m} blokk a jelfeldolgozás késleltetését írja le. Ez az idő a döntésvisszacsatolt eljárásoknál, ahol a visszacsatoló hurok a kiegyenlítőt is tartalmazza, több elemi időnyi, vivősávi eljárásoknál kisebb, az elemi idő tört része is lehet, de mindenképpen zérustól különböző pozitív véges érték.

A vezérlő jel realizálási pontatlanságaiból eredő, több forrásból származó hibát gaussi zajfolyamattal lehet figyelembe venni (s_k). Ezt a hibát a beállási idő és a benntartási pontosság vizsgálatokor elhanyagoljuk (2b ábra).

Célunk a modell paramétereit úgy megválasztani, hogy a beállítás gyors, a benntartás pontos legyen.

Beállási idő

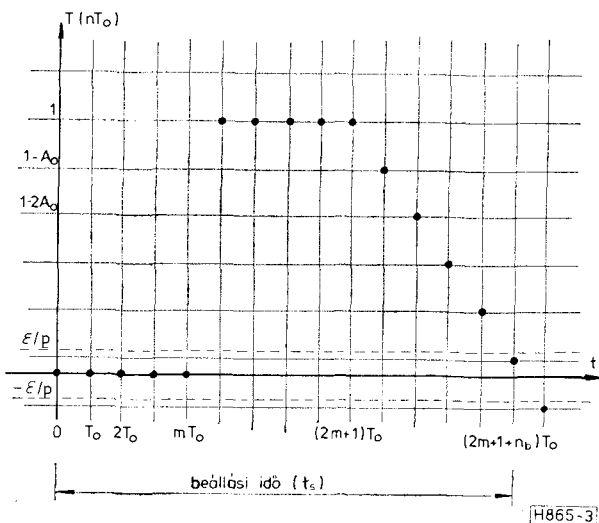
A beállási idő vizsgálatához adjunk időegységnyi ugrásfüggvényt a bemenetre. Beállási időnek azt az időt nevezzük, mialatt $T \leq \pm \varepsilon/p$ -vé válik. Nyilvánvaló, hogy a kérdésnek csak úgy van értelme, ha $|\varepsilon/p| < 1$ és $|A_0| < 1$

Vegyük figyelembe, hogy

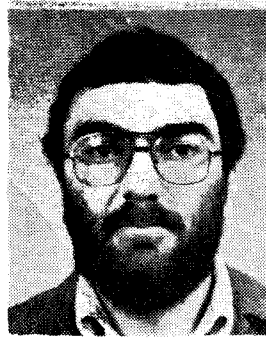
$$Z\{i(t)\} = \frac{1}{z-1}. \quad (1)$$

Az ugrásfüggvény m ütemnyi késleltetéssel jelenik meg a kimeneten:

$$T(z) = \frac{z^{-m}}{z-1}. \quad (2)$$

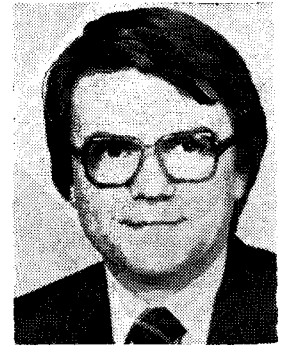


3. ábra. A beállási pontosság



HANZÓ LAJOS

A BME Híradástechnika Szakán végzett 1976-ban. Azóta a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik. 1980-ban egy évet dolgozott az erlangeni egyetemen (NSZK). 1982-ben szakmérnöki diplomát szerzett és egyetemi doktori értekezést adott be. Szakmai érdeklődési körébe az információátvitelt kapcsolatos jelfeldolgozási és rendszertechnikai problémák tartoznak. Hobbij: bútorépítés és sport.



HINSENKA LÁSZLÓ

A BME Híradástechnikai Szakán végzett 1970-ben. Három évig a BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszékén dolgozott, azóta a Távközlési Kutató Intézet munkatársa. 1974-ben szakmérnöki diplomát szerzett. 1983-ra három hónapos ösztöndíjat nyert a bochumi (NSZK) egyetemre. Szakmai érdeklődési köre a digitális hírközléssel kapcsolatos rendszertechnikai és hálózati elméleti problémákra terjed ki. Hobbij: zene és irodalom.

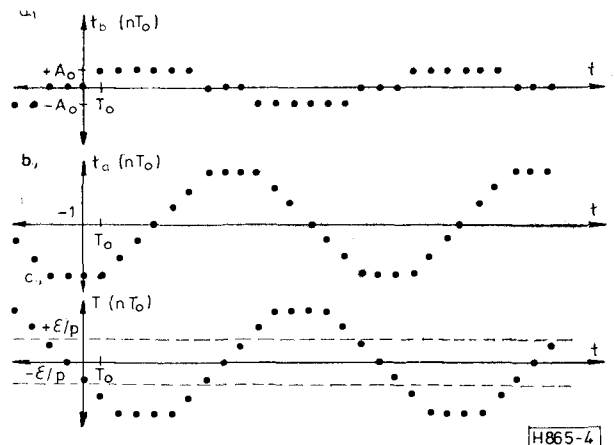
Ennek hatására a beállási idő alatt, azaz mindaddig, amíg a $T \leq \pm \varepsilon/p$ állapotot el nem éri a rendszer:

$$t_a(z) = - \sum_{i=0}^n A_0 \frac{z^{-(m+i)}}{z-1}. \quad (3)$$

A t_a jel egy ütemnyi késleltetéssel adódik össze a bemenő jellel:

$$t_r(z) = t_a(z)z^{-1} + l(z), \quad (4a)$$

$$t_r(z) = - \sum_{i=0}^n A_0 \frac{z^{-(m+i+1)}}{z-1} + \frac{1}{z-1}. \quad (4b)$$



4. ábra. A 2b ábra szerinti modell jelei a bekapcsolási folyamat lezajlása után ($m=4$); a) a t_b jel mintái, b) a beavatkozási jel mintái, c) a kimenőjel mintái (T)

A kimenőjel ismét m ütemnyi késleltetéssel jelenik meg:

$$T(z) = t_r(z) \cdot z^{-m}, \quad (5a)$$

$$T(z) = \frac{z^{-m}}{z-1} - \sum_{i=0}^n \frac{A_0 z^{-(2m+i+1)}}{z-1}. \quad (5b)$$

A beállási folyamatot az (5b) összefüggés alapján a 3. ábrán ábrázoltuk. Látható, hogy a beállási folyamat (a $2m+1$ ütemnyi késleltetés eltelte után) addig tart, amíg az:

$$1 - n_b A_0 < \varepsilon/p \quad (6)$$

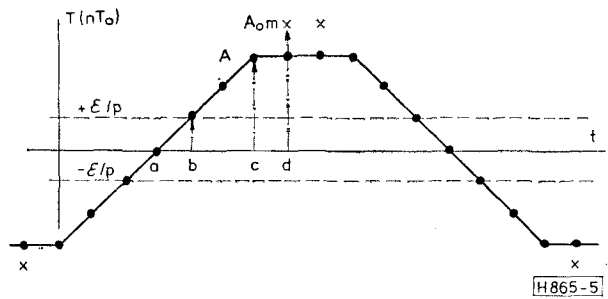
feltétel nem teljesül, s innen a teljes beállási idő:

$$t_s > (2m+1)T_0 + \frac{1-\varepsilon/p}{A_0} T_0. \quad (7)$$

Látható, hogy a beállítás akkor lesz gyors, ha m kicsi és A_0 nagy. $\varepsilon/p=1$ választással A_0 hatása megszüntethető, de ebben az esetben nincs értelme beállásról beszélni.

Benntartási pontosság

A bekapcsolási folyamat lezajlása után a rendszer a paraméterek választásától függően különböző álla-

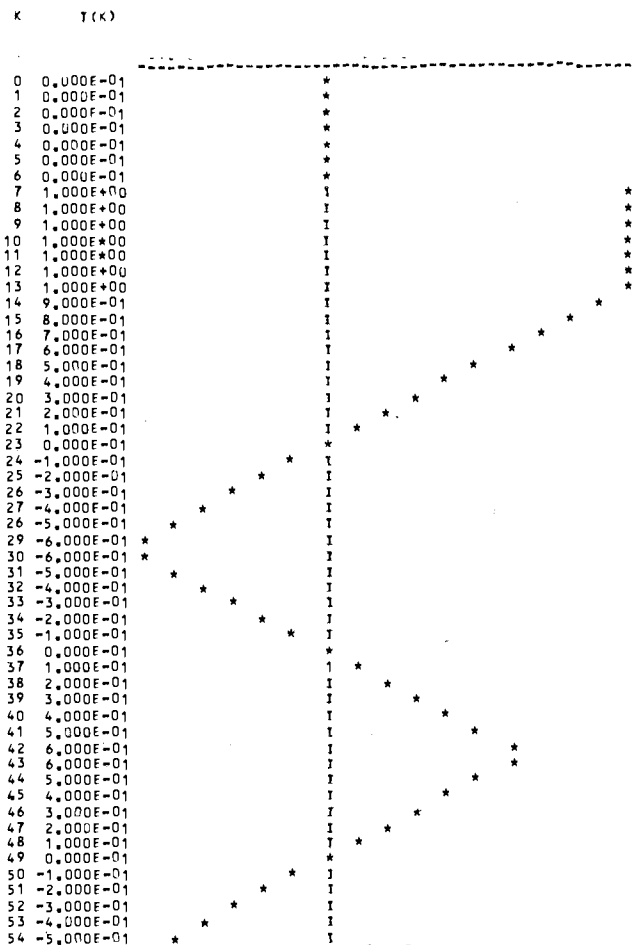


5. ábra. A kimenőjel (T) határciklus esetén

potokat vehet fel. Ha legalább $m+1$ ütemig (a hurok-késleltetés idejéig) $|T(z)| < \varepsilon/p$, akkor a visszacsatoló hurok „felszakad”, $t_a \equiv 0$ és $T(z)$ a $\pm \varepsilon/p$ tartományon belül a realizálási hibák és a zaj által meghatározott, de egyébként tetszőleges értéket vesz fel. Nyilvánvaló, hogy a benntartási pontosság növelése érdekében ε/p -t lehetőleg kis értékűre kell választani. Később látni fogjuk, hogy ε/p nem választható tetszőlegesen kicsire.

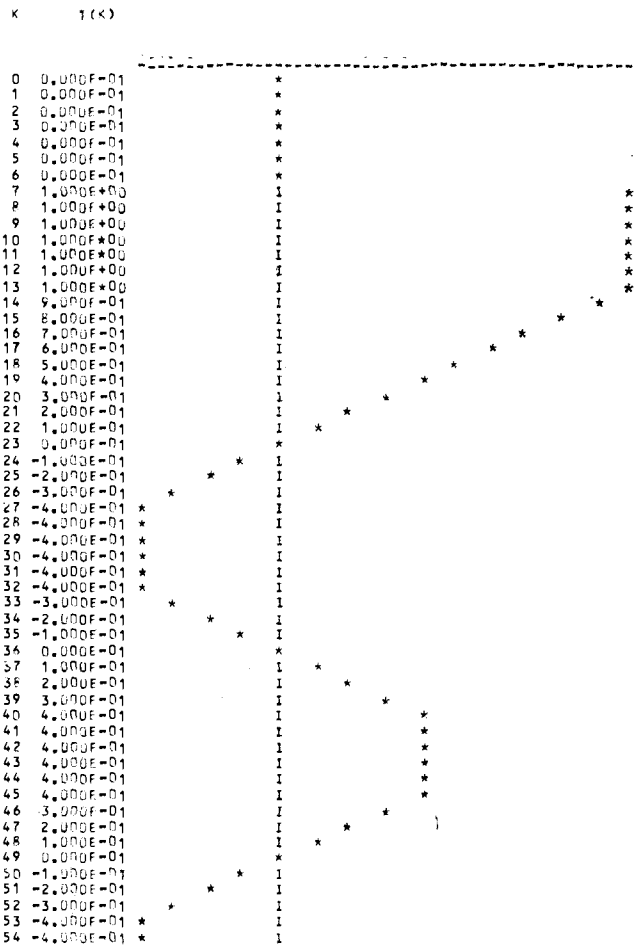
Ha $T(z)$ $m+1$ -nél rövidebb ideig kisebb, mint

AU= 0,100 EF 0,050 PF 1,000 MAGNITUDE= 1,000 N* 6



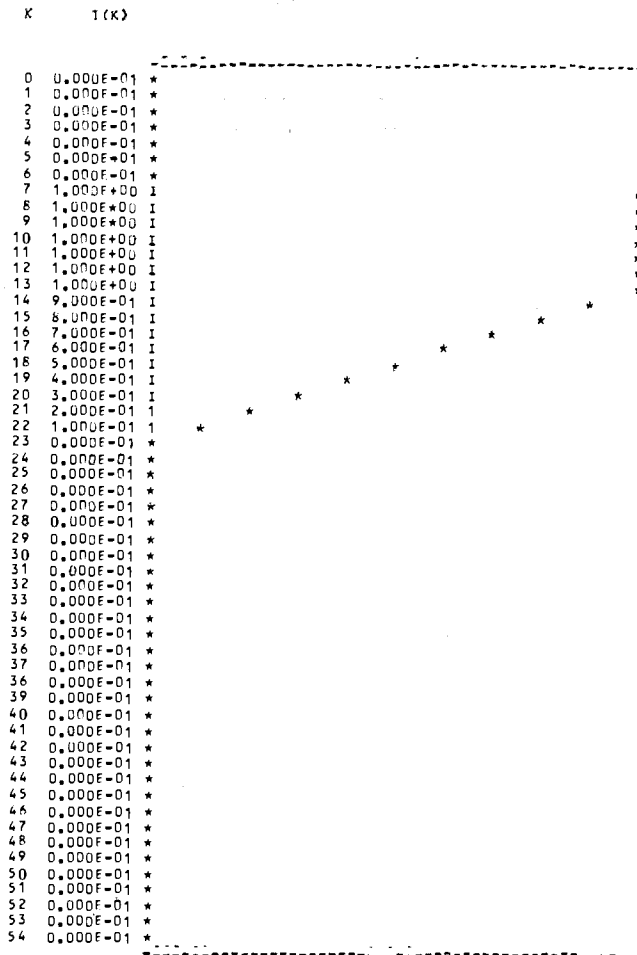
H665-6a

AU= 0,100 EF 0,250 PF 1,000 MAGNITUDE= 1,000 N* 6

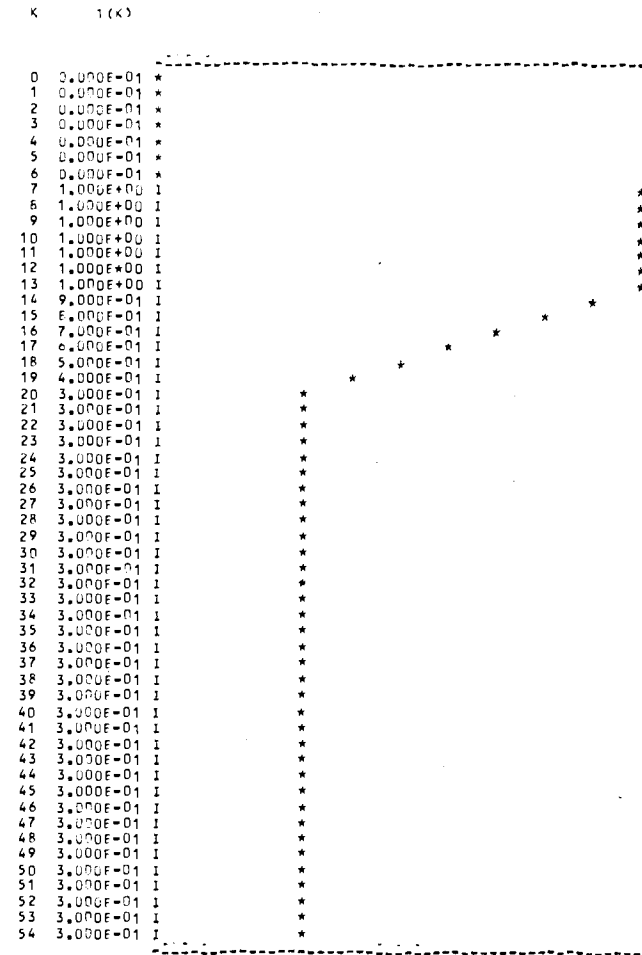


H865-6b

6. ábra. Számítógéppel szimulált kimenőjel $A_0=0,1$ esetén; a) $\varepsilon/p=0,05$, b) $\varepsilon/p=0,25$, c) $\varepsilon/p=0,65$, d) $\varepsilon/p=0,95$



H865-6c



H865-6d

ε/p , akkor $T(z)$ periodikusan leng. Ekkor a nem-lineáris elem kimenőjele:

$$t_b(z) = \begin{cases} -A_0, & \text{ha } T(z) > \varepsilon/p, \\ 0, & \text{ha } \varepsilon/p > T(z) \geq -\varepsilon/p, \\ A_0, & \text{ha } T(z) < -\varepsilon/p. \end{cases} \quad (8)$$

A (8) összefüggés alapján t_a időfüggvénye három különböző szakaszra bontható:

$$t_a(z) = \begin{cases} t_a^2(z) - 1 + A_0 \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}, & \text{ha } t_b(z) = A_0, \\ t_a^1(z) - 1 & \text{ha } t_b(z) = 0, \\ t_a^3(z) - 1 - A_0 \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}, & \text{ha } t_b(z) = -A_0, \end{cases} \quad (9)$$

ahol $(t_a^1 - 1)$ és $(t_a^2 - 1)$ az előző szakasz által meghatározott kezdeti állapotot jelöli. Az egyensúlyi állapotból következik, hogy $|t_a^1| = |t_a^2|$. Ezt mutatja a 4b ábra.

Ha $\Delta T = 1$ és a beállási folyamat már lezajlott, akkor T m ütemnyi késleltetéssel követi $(t_a + 1)$ -et. Ezt mutatja a 4c ábra.

A 4c és a 4a ábra egybevetéséből kitűnik, hogy mindkét jel periódusideje:

$$T_p = (4m + 2)T_0. \quad (10)$$

Az 5. ábrán a rezgés amplitúdójának meghatározásához még egyszer felrajzoltuk a T jelet úgy, hogy az ε/p küszöb A_0 egész számú többszöröse (az ábrán egyszerese) legyen. Mivel a t_a beavatkozó jel egy ütemidő alatt A_0 (vagy nulla) értékkel változik meg, ezért a T jel csúcserőve $A_0 m$ lehet. Figyelembe véve, hogy az \overline{ab} szakasz megegyezik a \overline{cd} szakasszal (5., valamint 4a és 4b ábra) és a háromszögek egybevágósága alapján:

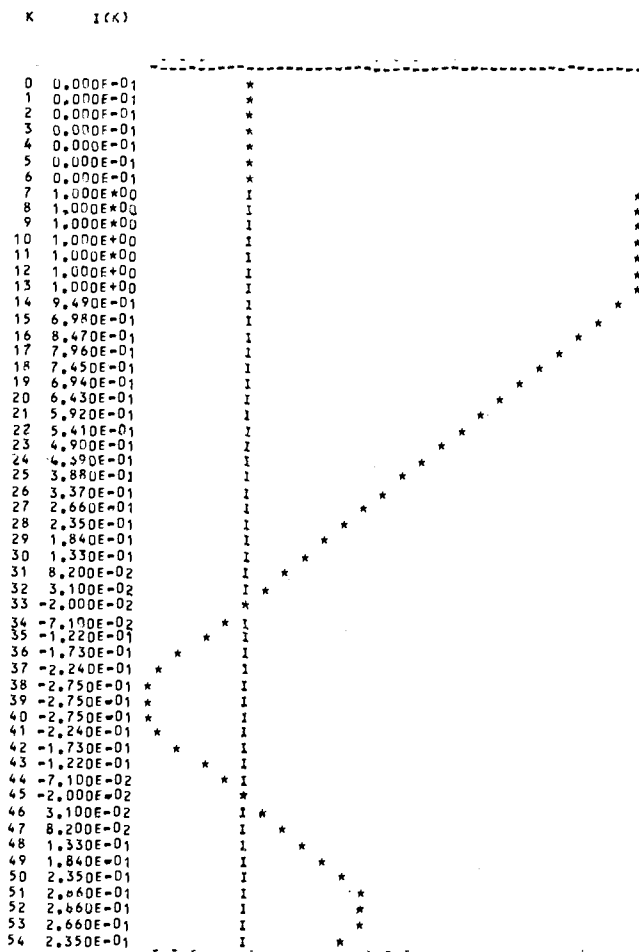
$$A = A_0 m - \varepsilon/p. \quad (11)$$

A szabályozás a fenti ideális körülmények között biztosan mentes lesz a határciklustól, ha $A = 0$ és:

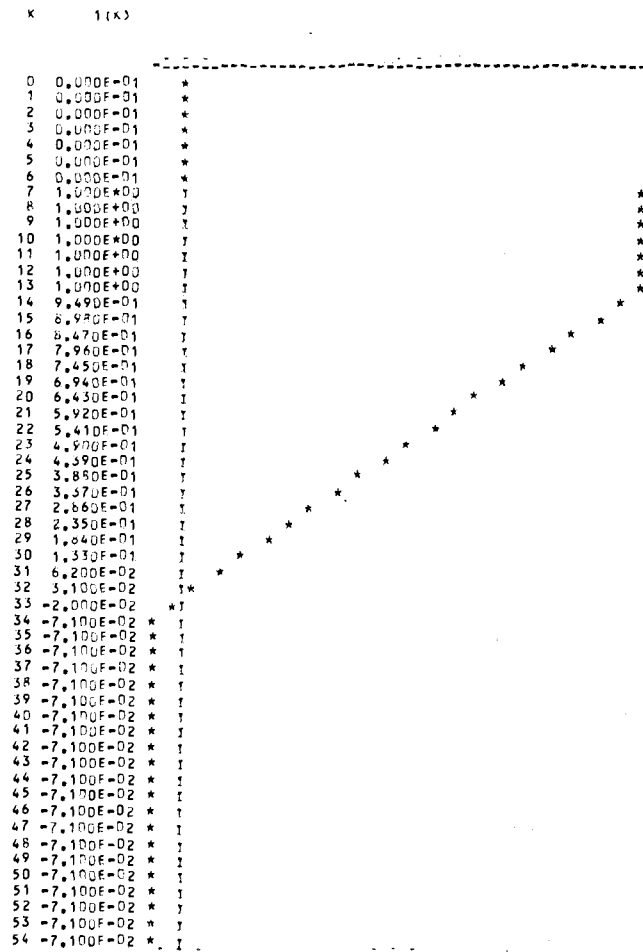
$$\varepsilon/p = A_0 m. \quad (12)$$

Az 5. ábra alapján látható, hogy az ε/p küszöbérték A_0 -nál kisebb értékkel növelhető anélkül, hogy a rendszer működése megváltozna. A (8) és (12) összefüggések figyelembevételével írható, hogy az

$$A_0 m \leq \varepsilon/p < A_0(m + 1), \quad (13)$$



H865-7a



H865-7b

7. ábra. Számítógéppel szimulált kimenőjel $A_0 = 0,051$ esetén; a) $\varepsilon/p = 0,05$, b) $\varepsilon/p = 0,25$, c) $\varepsilon/p = 0,35$, d) $\varepsilon/p = 0,65$

feltétel teljesülése esetén biztosan nem keletkezik határciklus. Ez nem jelenti azt, hogy a benntartás abszolút pontos lesz! Mint a fejezet elején láttuk, a zajok és a realizálási hibák hatására a benntartási hiba nem lehet kisebb, mint $\pm \varepsilon/p$. Ahhoz, hogy ez az érték kicsi legyen, a (13) összefüggés szerint lehetőleg kis A_0 értéket kell választani (m -et a megvalósítás módja alapvetően meghatározza).

Összefoglalás

Mint láttuk, a gyors beálláshoz lehetőleg nagy A_0 értéket kell választani. A (13) összefüggés szerint azonban ekkor az ε/p értéket is nagyra kell választani, amivel csak pontatlan benntartás valósítható meg. Ezért a gyors beállítás és a pontos benntartás csak úgy érhető el, hogy a beállási folyamat idejére nagyobb A_0 értéket választunk, beállítás után pedig (esetleg több fokozatban) kisebb A_0 értékre kapcsolunk át. Ezzel együtt a (13) összefüggés által meghatározott módon az ε/p -t is át kell kapcsolni!

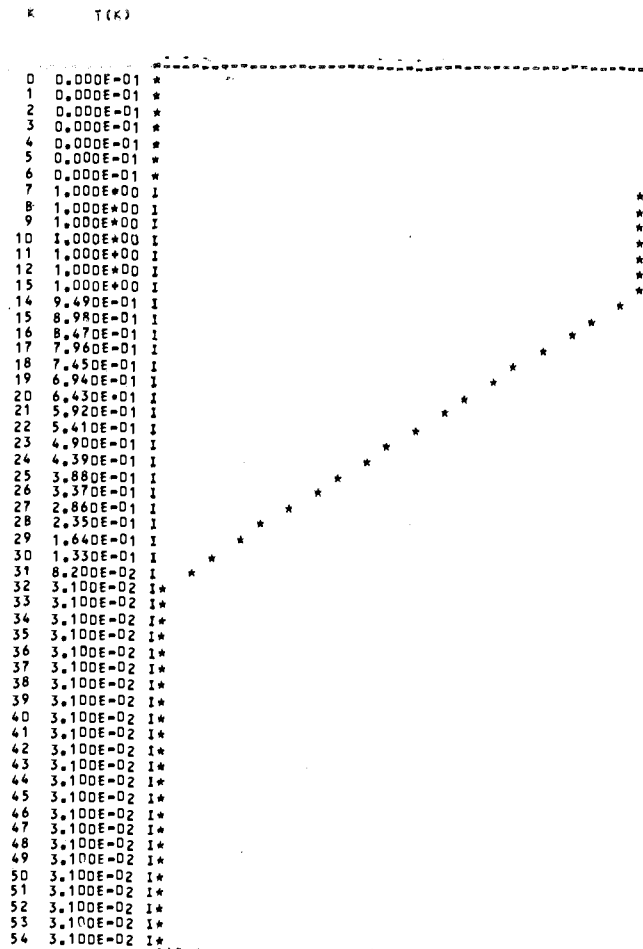
A (11) összefüggés felhasználható az ismeretlen késleltetés (m paraméter) mérésével való meghatározására.

T ugyanis fázisban modulálja a visszaállított szinkron jelet. T frekvenciája csak a késleltetéstől függ. $\varepsilon/p = 0$ választással mindenképpen rezgés keletkezik, a moduláló T jel frekvenciája a modulált szinkron jel spektrumából meghatározható, majd a (10) összefüggéssel számítható a késleltetési idő.

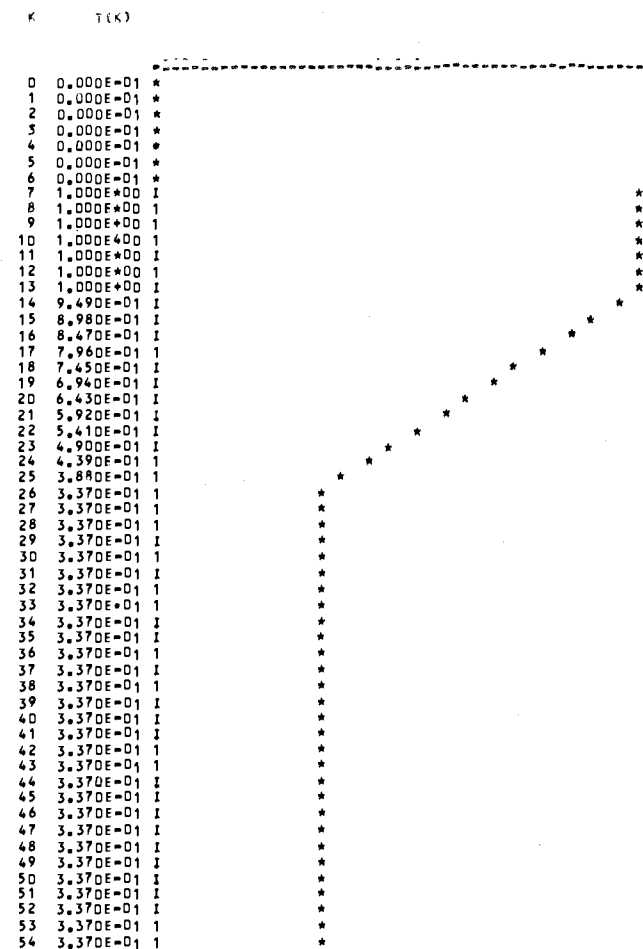
A 6. és 7. ábra a 2b ábra szerinti modell számítógéppel szimulált kimeneti jeleit mutatja $l(z)$ bemenőjel és különböző A_0 és ε/p paraméterek esetén. A késleltetés minden esetben hat időegységnyi. A 6. ábrán A_0 értéke nagyobb, mint a 7. ábra esetén. Látható, hogy a 6. ábrán a beállítás gyorsabb, de a benntartás pontatlanabb. A (13) összefüggéssel számolva, a 6. ábra szerinti A_0 esetén $0,6 \leq \varepsilon/p < 0,7$, a 7. ábra szerinti A_0 esetén $0,36 \leq \varepsilon/p < 0,42$. A 6b és a 7b ábrán ε/p egyaránt 0,25. Látható, hogy azonos, de rosszul választott ε/p érték esetén a nagyobb A_0 -lal rendelkező rendszerben az oszcilláló T jel amplitúdója nagyobb.

Alkalmazás

Speciális bitszelet mikroprocesszorral 4800 bps-os adatátvitel modemet realizáltunk a CCITT V. 27 ter



H865-7c



H865-7d

ajánlás szerint. A modemben [8] szerinti digitális szűrőkkel vivősávi elemjel-időzítés visszaállító rendszert alkalmaztunk. A beállási idő rövidebb, mint 5 ms, a benttartási pontosság jobb, mint $\pm 11 \mu s$.

I R O D A L O M

[1] R. W. Lucky—J. Salz—E. J. Weldon: Adatátvitel. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973.

[2] L. E. Franks: Carrier and Bit Synchronization in Data Communication — A Tutorial Review. IEEE Transactions on Communications, Vol. Com-28, No. 8 Aug 1980. pp. 1107—1121.

[3] K. H. Müller—M. Müller: Timing Recovery in Digital Synchronous Data Receivers. IEEE Transactions on Communications, Vol. Com—24, No. 5, May 1976 pp. 516—531.

[4] K. D. Kammeyer—H. Schenk: Digitale Modems zur schnellen Datenübertragung über Fernsprechanäle. Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme, No. 39.

[5] J. E. Mazo: Optimum Timing Phase for a Infinite Equalizer. BSTJ Vol. 54, No. 1, January 1975. pp. 189—201.

[6] G. Ungerboeck: Adaptive Maximum-Likelihood Receiver for Carrier-Modulated Data-Transmission Systems. IEEE Transactions on Communications, Vol. Com—22, No. 5, May 1974. pp. 624—197.

[7] G. Ungerboeck: Fractional Tap-Spacing Equalizer and Consequences for Clock Recovery in Data Modems. IEEE Transactions on Communications, Vol. Com—24, No. 8, 1976. pp. 856—864.

[8] D. N. Godard: Passband Timing Recovery in an All-Digital Modem Receiver. IEEE Transactions on Communications, Vol. Com—26, No. 5, May 1978. pp. 517—523.