

KÖZVETLEN
FELVÉTEL73.4~~X~~6/MK

K I V O N A T

ELJÁRÁS BÁZISÁLLOMÁS ÉS ELŐFIZETŐI ÁLLOMÁS SZINKRONIZÁLÁSÁRA,
BÁZISÁLLOMÁS ÉS ELŐFIZETŐI ÁLLOMÁS

A találmány tárgya eljárás bázisállomás és előfizetői állomás szinkronizálására, valamint bázisállomás és előfizetői állomás.

A találmány szerinti bázisállomás egy 256 hosszúságú $K(i)$ jelsorozatot küld ki, melyet úgy állítunk elő, hogy egy második, $n_2=16$ hosszúságú $K_2(k)$ jelsorozatot $n_1=16$ -szor megismétlünk, és az első, $n_1=16$ hosszúságú $K_1(j)$ részsorozattal moduláljuk, ahol a második $K_2(k)$ részsorozat modulációja a következő módon történik:

$K(i) = K_2(i \bmod n_2) * K_1(i \operatorname{div} n_2)$, ahol $i = 0 \dots n_1 * n_2 - 1$,

- a részsorozatoknak legalább az egyike egy $n_x = n_1 = 16$ hosszúságú $X_n(k)$ Golay-sorozat, mely a következő képlet alapján áll elő:

$$X_0(k) = \delta(k)$$

$$X'_0(k) = \delta(k)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) + W_n X'_{n-1}(k - D_n)$$

$$X'_n(k) = X_{n-1}(k) - W_n X'_{n-1}(k - D_n)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2^{N_X} - 1$$

$$n = 1, 2, \dots, N_X$$

$$D_n = 2^{P_n},$$

ahol

$$n_x = 16 = 2^{N_X}$$

$$N_X = 4$$

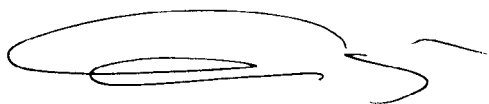
$\delta(K)$ a Kronecker-deltafüggvény,

- egy részsorozat kialakításához a P_1, P_2, P_3, P_4 permutációkat, W_1, W_2, W_3, W_4 egységmennyiségeket, valamint a következő $(P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4;)$ permutáció-egységmennyiség párosításokat használjuk:

3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1+1+1; 3201, +1-1-1+1, 3201, -1-1-1+1; 3201, +1-1+1-1, 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; 3201, -1-1-1-1; 1023, +1+1-1+1; 1023, -1+1-1+1; 1023, +1-1-1+1; 1023, -1-1-1+1; 1023, +1+1-1-1; 1023, -1+1-1-1; 1023, +1-1-1-1; 1023, -1-1-1-1;.

A bázisállomás SPE tárelemekkel rendelkezik a $K(i)$ jelsorozat tárolásához és az előfizetői állomás megfelelő eszközökkel rendelkezik a $K(i)$ jelsorozat értékeléséhez.

jellemző ábra: (5. ábra)



SZ. K.
Hírközlési
Szolgálatok
H-1033 Budapest, Árpád út 113.
Telefon: 525-1111

11.11.88

73.476/MK

KÖZZÉTÉTELI
PÉLDÁNY

ELJÁRÁS BÁZISÁLLOMÁS ÉS ELŐFIZETŐI ÁLLOMÁS SZINKRONIZÁLÁSÁRA,
BÁZISÁLLOMÁS ÉS ELŐFIZETŐI ÁLLOMÁS

A találmány eljárást ad bázisállomás és előfizetői állomás szinkronizálására, továbbá ad egy bázisállomást és egy előfizetői állomást.

A jelátviteli rendszereknél - mint például a rádiótelefonos rendszerek esetében - követelmény, hogy a kommunikáló felek egyike (első átviteli egység) felismerjen bizonyos előre meghatározott jeleket, melyeket a kommunikációban résztvevő másik fél (második átviteli egység) küld. Ez például a szinkronizálendő felek - mint például rádióadók - szinkronizálására szolgáló, ún. szinkronizációs löketekkel (szinkronizációs rádiójelblokkok), vagy ún. hozzáférési löketekkel valósítható meg.

Ahhoz, hogy ezeket a jeleket a környezeti zajok ellenére megbízhatóan foghassuk - illetve azonosíthassuk, ismert módszer, hogy a vett jelet folyamatosan, adott időtartamon egy előre meghatározott jelsorozattal összeegyeztetjük, és a korrelációs összegeket az adott időtartamra ábrázoljuk. A keresett jelnek a vett jel legnagyobb korrelációs összeggel rendelkező része felel meg. Egy digitális rádiótelefonos rendszer bázisállomásának a szinkronjelét például egy edzősornak (training sequence) nevezett jelsorozat formájában küldik ki, melyet az előfizetői állomásban - az imént leírt módszerrel - az eltárolt jelsorozattal összehasonlítva kapunk meg, illetve



értékelünk ki. Az előfizetői állomások így szinkronizálhatóak a bázisállomással.

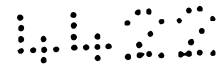
A bázisállomásban is szükség van hasonló korrelációs számításokra, például a RACH (Random Access Channel Detection) véletlen elérési csatorna-felismeréshez. Ezen kívül a csatorna impulzusválaszának, illetve a vett jellöketek jelterjedési idejének kiszámításához is korrelációs számításokat végzünk.

A korrelációs összeg az alábbi módon áll elő:

$$S_m = \sum_{i=0}^{n-1} E(i + m) * K(i)$$

ahol $E(i)$ egy, a vett jelből levezetett jelsorozat, $K(i)$ pedig az előre meghatározott jelsorozat, ahol i 0-tól $(n-1)$ -ig vesz fel értékeket. Az S_m korrelációs összeget kiszámítjuk egymás után több, időben elkülönülő, a vett jelből nyert $E(i)$ jelsorozatra, majd megállapítjuk a maximális S_m korrelációs összeget. Amennyiben k egymást követő korrelációs összeget számolunk, úgy a számításigény $k*n$ művelet lesz, ahol egy szorzás és egy összeadás együttesen ad ki egy műveletet.

A korrelációs összegek számítása ebből kifolyólag előnyös és széles körben használatos, különlegesen valós idejű felhasználások esetében, mint például beszédközlés, képtelefon; ezen kívül CDMA (Code Division Multiple Access, kódmegosztásos többszörös hozzáférés) rendszerekben, valamint nagy teljesítményű - ezért drága - processzorokban, melyek a számításhoz nagy mennyiségű áramot fogyasztanak. Például az éppen szabvánnyá váló UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) rádiótelefonos rendszer szinkronizálásában egy 256 csip (a CDMA kereteiben egy átvitt bitre csipként (chip) is szokás hivatkozni) hosszú jelsorozatot értékelnek ki. A sorozatot 2560



csipenként megismételjük. Minthogy kezdetben az előfizetői állomás a csipütemhez képest aszinkron ütemben dolgozik, a vételi jelet újra kell olvasni annak érdekében, hogy kedvezőtlen vételi körülmények között is megfelelő jelet kapjunk. Az I és Q komponensek beolvasásával ez $256 \cdot 2560 \cdot 2 \cdot 2 = 2621440$ műveletet eredményez.

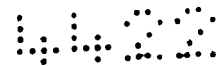
A WO 96 39749 A -ból ismert egy szinkronsorozat átvitele, ahol a sorozat egy csipje önmaga is egy sorozat.

A PN sorozatok helyett Golay-sorozatok használata "Srdjan Budisin: Golay Complementary Sequences are Superior to PN Sequences (A Golay komplement-sorozatok erősebbek a PN sorozatoknál), Proceedings of the International Conference on Systems Engineering, US, New York, IEEE, 1992, 101-104. old, XP 000319401 ISBN: 0-7803-0734-8" -ból ismert.

A találmány alapvető feladata, hogy egy eljárást adjon bázisállomás és előfizetői állomás szinkronizálására, továbbá adjon egy bázisállomást és egy előfizetői állomást, melyek megbízható, egyben kis számításigényű szinkronizálást tesznek lehetővé egy bázisállomás és egy előfizetői állomás között.

A feladatot az egymástól független igénypontokban foglalkozással oldjuk meg. A találmány előnyös továbbfejlesztéseit az alpontokban foglalmaztuk meg.

A találmány arra az elgondolásra alapul, hogy a szinkronizáláshoz képezhető jelsorozatokot használunk, melyekben egy második, n_2 hosszúságú részsorozatot n_1 -szer megismétlünk, közben azt az első, n_1 hosszúságú részsorozattal moduláljuk, valamint a részsorozatok közül legalább az egyik egy Golay-sorozat (más néven Golay Complementary Sequence, azaz Golay komplementssorozat). Így olyan jelsorozatokat alakíthatunk ki,



melyek a vett jelsorozatból vételükkor könnyen kiértékelhetők. Különösen a Golay-sorozatok használata jelent nagy előnyt, ugyanis ezekhez a korreláció kiszámítására létezik egy ismert, nagyon hatékony algoritmus.

A találmány továbbá arra a felismerésre épít, hogy két egyforma hosszú jelsorozat használatával gyors és költségkímélő módon számíthatjuk ki a korrelációs összegeket.

Így például egy UMTS rendszerben a PSC-hez (Primary Synchronization Channel, elsődleges szinkroncsatorna) egy 256 hosszúságú hierarchikus korrelációs sorozat használata, mely két 16 hosszúságú, alkotó Golay-sorozatból épül fel, egy 256 hosszú Golay-sorozat hagyományos felhasználási módjával szemben a korrelációs eredményenkénti összeadások számát 15-ről 14-re csökkenti.

Egy két részsorozatból álló $K(i)$ jelsorozat autokorrelációs függvénye azonban egy hagyományos eljárásban használt ortogonális Gold-kódhoz képest összességében gyengébb autokorrelációs tulajdonságokkal rendelkezik. Például nagyobb lokális maximumok, valamint abszolút értéküket tekintve nagyobb lokális minimumok jellemzik. Emellett az UMTS-Link-Level (UMTS kapcsolatszint) tesztek azt mutatják, hogy a PSC-ben az adó és a vevő közti frekvencia-eltolódás (frekvenciahiba) esetén a rés-szinkronizáláshoz (slot synchronization) egy ilyen $K(i)$ jelsorozat használata mellett összességében nagyobb a szinkronizációs hibaarány, mint egy ortogonális Gold-kód használatánál.

Külön erre a célra kifejlesztett szimulációs eszközök segítségével azonban meghatározhatók olyan, legalább egy Golay-sorozatot tartalmazó $K1(j)$; $K2(j)$ részsorozat párok, melyekből



$K(i)$ jelsorozatok állnak elő (illetve előállíthatóak), melyek bázisállomás és előfizetői állomás közti szinkronizálásnál az adó és a vevő között fellépő nagy frekvencia-eltolódás esetén is megbízhatóan kiértékelhetők, és így alacsonyabb szinkronizációs hibaarányt eredményeznek. Az UMTS rendszerhez 10kHz-es frekvenciahiba mellett is végeztünk szimulációt. Egy ilyen módon előállítható, illetve előállított $k(i)$ jelsorozat, illetve c_p szinkronkód használatával a korrelációs összegek számításához, tehát az MS előfizetői állomásban a $K(i)$ jelsorozat szinkronizáláshoz végzett kiértékeléséhez a számítási igény jelentősen csökkenthető anélkül, hogy ezzel párhuzamosan a szinkronizációs hibák növekedésével kellene számolnunk. Ráadásul így a vevőkben a frekvencia stabilizálására szolgáló költséges kvarcok használatát is elkerülhetjük.

Ennél a szimulációnál a következő Golay-sorozat részsorozatként történő használata különösen előnyösnek bizonyult:

Egy $n_x=16$ hosszúságú $X_n(k)$ Golay-sorozat, mely a következő képlet alapján áll elő:

$$X_0(k) = \delta(k)$$

$$X'_0(k) = \delta(k)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) + W_n X'_{n-1}(k-D_n)$$

$$X'_n(k) = X_{n-1}(k) - W_n X'_{n-1}(k-D_n)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2^{N_X}-1$$

$$n = 1, 2, \dots, N_X$$

$$D_n = 2^{P_n},$$

ahol

$$n_x=16=2^{N_X}$$

$$N_X=4$$

$\delta(k)$ a Kronecker-deltafüggvény, ahol egy részsorozat ki-



alakításához a P_1, P_2, P_3, P_4 permutációkat, W_1, W_2, W_3, W_4 egységmennyiségeket, valamint a következő $(P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4;)$ permutáció-egységmennyiség párosításokat használjuk:

3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1+1+1; 3201, +1-1-1+1, 3201, -1-1-1+1; 3201, +1-1+1-1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; 3201, -1-1-1-1; 1023, +1+1-1+1; 1023, -1+1-1+1; 1023, +1-1-1+1; 1023, -1-1-1+1; 1023, +1+1-1-1; 1023, -1+1-1-1; 1023, +1-1-1-1; 1023, -1-1-1-1.

A találmány egy speciális továbbfejlesztése szerint a részsorozat kialakításához a P_1, P_2, P_3, P_4 permutációkat, W_1, W_2, W_3, W_4 egységmennyiségeket, valamint a következő $(P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4;)$ permutáció-egységmennyiség párosításokat használjuk: 3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1-1+1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; és/vagy a második részsorozat kialakításához használt P_1, P_2, P_3, P_4 permutáció a 3201. Ezáltal a találmánynak egy különlegesen olcsó kiviteli példáját valósíthatjuk meg az ASICs (Application-Specific Integrated Circuits, célspecifikus nyomtatott áramkörök) keretei között.

Az előfizetői készülékben lévő részsorozattal kapcsolatos ismeretek segítségével a technika mai állásához képest csökkentett költségekkel végezhetjük el azokat a korrelációs számításokat, melyeket egy előfizetői állomásnak egy bázisállomással történő szinkronizálása igényel.

A találmány egy továbbfejlesztésénél a már egyszer kiszámolt korrelációs részösszegeket eltároljuk, majd a további korrelációs összegek kiszámításához felhasználjuk azokat. Ezzel azt tesszük lehetővé, hogy a további korrelációs összegek számításánál a korábban kiszámított részösszegek felhasználásával nagymértékben csökkentsük a számítási költségeket.



A "vett jelsorozat" alatt egy olyan jelsorozatot is érthetünk, melyet egy vett jelből például demodulációval, szűréssel, derotációval, leosztással, vagy analóg-digitális átalakítással nyertünk.

Egy jel "kiértékelése" alatt a találmánnyal való összefüggésben természetesen egy jelsorozat időbeli állapotának kiértékelését is érthetjük.

A továbbiakban a találmányt különböző kiviteli példák kapcsán részletesebben ismertetjük, melyeknek magyarázatához az itt felsorolt ábrák nyújtanak segítséget:

1. ábra: Egy rádiótelefonos hálózat vázlata
2. ábra: Egy rádióállomás blokksémája
3. ábra: Hagyományos eljárás korrelációs összegek számítására
4. ábra: A találmánynak megfelelő jelsorozatok és részsorozatok ábrázolása
5. ábra: A találmánynak megfelelő jelsorozat kialakításának ábrázolása
- 6, 7 és 8. ábra: Egy korrelációs összeg kiszámítását végző eljárás vázlatos ábrája
- 9 és 10. ábra: A korrelációs összegek kiszámításának egy kiviteli példájának vázlatos ábrája
11. ábra: Egy hatékony hierarchikus Golay-korrelátor kapcsolási blokksémája

Az 1. ábrán egy cellás felépítésű rádiótelefonos hálózat - mint például a GSM rendszer (Global System for Mobile Communication, globális mobil távközlési rendszer) - látható, mely MSC mobil összekötő-állomások egy halmazából áll, melyek



egymással hálózatos kapcsolatban állnak, illetve egy PSTN/ISDN vezetékes hálózattal (Integrated Services Digital Network / Public Switched Telephony Network) létesítenek kapcsolatot. Ezek az MSC mobil összekötő-állomások továbbá mindig össze vannak kötve legalább egy BSC bázisállomás-vezérlővel, melyet egy adatfeldolgozó rendszer is képezhet. Egy UMTS rendszer felépítése is ehhez hasonló.

Minden BSC bázisállomás-vezérlő ugyanígy össze van kötve legalább egy BS bázisállomással. Egy ilyen BS bázisállomás egy rádióállomás, mely egy rádiós interfészen keresztül képes más rádióállomásokkal, úgynevezett MS előfizetői állomásokkal kapcsolatot létesíteni. Az MS előfizetői állomások, és az MS előfizetői állomásokhoz rendelt BS bázisállomások között rádiójel segítségével a b frekvenciasávokban elhelyezkedő f rádiócsatornákon adatokat visznek át. Egy BS bázisállomás rádiójelének hatótávolságát lényegében egy FZ rádiócella határozza meg.

Egy BSC bázisállomás-vezérlőt, valamint a BS bázisállomások egy halmazát együttesen egy BSS bázisállomás-rendszerbe foglalhatjuk. A BSS bázisállomás-rendszer egyúttal csatornakezelésre - illetve csatornakiosztásra, adatsebesség kiegyenlítésre, a rádió-átviteli sáv ellenőrzésére, átadási (hand-over) műveletekre, valamint CDMA rendszerek esetében a felhasználandó terítőkód-készlet felosztására is alkalmas, illetve továbbítja a szükséges jelzési információkat az MS előfizetői állomások felé.

Egy duplex rendszer esetében az FDD (Frequency Division Duplex, frekvenciaosztásos duplex) rendszereknél, mint a GSM rendszer, az u uplink-hez (előfizetői állomástól (adóegység) a



bázisállomás (vevőegység) felé) más frekvenciasávokat állapítottak meg, mint a downlink-hez (bázisállomástól (adóegység) az előfizetői állomás (vevőegység) felé). Egy FDMA (Frequency Division Multiple Access, frekvenciaosztásos többszörös hozzáférés) segítségével a különböző b frekvenciasávok között több f frekvenciasávot is megvalósíthatunk.

A szabadalmi leírás kapcsán az átviteli egység alatt kommunikációs egységet, adóegységet, vevőegységet, kommunikációs végberendezést, rádióállomást, előfizetői állomást, vagy bázisállomást is érthetünk. A szabadalmi leírásban használt fogalmak és példák gyakran egy GSM rádiótelefonos rendszerre vonatkoznak, azonban semmiképpen sem korlátozódnak arra; a leírás alapján egy szakember könnyedén átültetheti ezeket egyéb, adott esetben jövőbeli rádiótelefonos rendszerekre, mint például a CDMA rendszerre, különös tekintettel a szélessávú CDMA rendszerre.

Többszörös hozzáférésű eljárások segítségével hatékonyan vihetünk át különválasztott, egy, vagy több meghatározott kapcsolatnak, illetve résztvevőnek címzett adatokat egy rádiós interfészen keresztül. Ehhez használhatunk TDMA (Time Division Multiple Access) időmegosztásos többszörös hozzáférést, FDMA (Frequency Division Multiple Access) frekvencia megosztásos többszörös hozzáférést, CDMA kódmegosztásos többszörös hozzáférést, vagy ezeknek kombinációjából előállított többszörös hozzáférési eljárásokat.

Az FDMA esetében a b frekvenciasávot több f frekvenciasatornára osztják fel; ezeket a csatornákat a TDMA időmegosztásos többszörös hozzáféréssel t_s időszeletekre bontják. Egy t_s időszelvény és egy f frekvenciasatorna keretein belül átvitt



jeleket az adatokra rámodulált terítőkódok, a cc CDMA kódok segítségével lehet elkülöníteni.

Az így előálló fizikai csatornákat egy rögzített minta szerint logikai csatornákhöz rendelik hozzá. A logikai csatornák két alapvető csoportra oszthatók: a jelzési információk (pl. vezérlési információk) átvitelére szolgáló jelzési csatornákra, valamint a hasznos adat átvitelére szolgáló TCH (Traffic Channel) forgalmi csatornákra.

A jelzési csatornákat a következő módon bontjuk tovább:

- Sugárzó csatornák (Broadcast Channels)
- Általános vezérlőcsatornák (Common Control channels)
- DCCH/ACCH Célorientált, illetve hozzáférési vezérlőcsatornák (Dedicated/Access Control Channels)

A sugárzó csatornák csoportjába tartozik a BCCH (Broadcast Control Channel) sugárzási vezérlőcsatorna, melyen keresztül az MS előfizetői állomások rádiótechnikai információkat kapnak a BSS bázisállomás-rendszertől, az FCCH (Frequency Control Channel) frekvencia vezérlőcsatorna, valamint az SCH (Synchronization Channel) szinkroncsatorna. Az általános vezérlőcsatornákhöz tartozik az RACH (Random Access Control Channel) véletlen hozzáférési vezérlőcsatorna. A felsorolt logikai csatornák megvalósításán átvitt rádióblokkok, vagy jelsorozatok különböző célokra szolgáló $K(i)$ jelsorozatok, ún. korrelációs sorozatokat tartalmazhatnak, illetve ezeken a logikai csatornákon különböző célokból $K(i)$ jelsorozatokat vihetünk át.

A továbbiakban példa gyanánt bemutatunk egy eljárást egy MS előfizetői állomás, és egy BS bázisállomással szinkronizálására: Egy kezdeti bázisállomás-, vagy cellakeresés első lé-

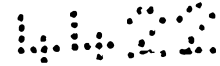


péseiben az előfizetői állomás a PSC (Primary SCH) elsődleges szinkroncsatornát használja, hogy időszelet-szinkronizálást valósítson meg a legerősebb bázisállomással. Ezt egy illesztett szűrővel (matched filter), vagy egy megfelelő áramkörrel biztosíthatjuk, melyet a bázisállomások által küldött elsődleges cp szinkronkódra illesztünk. Minden BS bázisállomás ugyanazt a 256 hosszúságú cp szinkronkódot sugározza.

Az előfizetői állomás egy vett sorozatból korreláció segítségével értékeli ki a vett $K(i)$ jelsorozatot azon elv alapján, melyet a 6-11. ábrákon, valamint a hozzájuk tartozó magyarázat kapcsán fejtünk ki. Egy illesztett szűrő a kimenetén megadja az előfizetői állomás vételi körzetében található minden bázisállomás által kiadott jelsorozathoz tartozó csúcsertekeket (peak). A legnagyobb csúcserték helyzetének megállapítása lehetővé teszi a legerősebb bázisállomás időzítésének az időszelet modulójára alapozott meghatározását. Egy nagyobb fokú megbízhatóság érdekében az illesztett szűrő kimenete az időszeletektől függetlenül is összesíthető. Az előfizetői állomás tehát egy 256 csip hosszú jelsorozaton illesztett szűrő műveletként korrelációt végez.

A cp szinkronkód egy $K(i)$ jelsorozatnak felel meg, és azon elv alapján állítjuk - illetve állíthatjuk - elő, melyet az 5. ábrán, valamint a hozzá tartozó magyarázat kapcsán fejtünk ki. A $K(i)$ jelsorozat, illetve a 256 hosszúságú cp szinkronkód két, egyenként 16 hosszúságú $K1(j)$, $K2(k)$ részsorozatból áll - illetve azokból előállítható. Ezek a részsorozatok egy $(K1(j); K2(k))$ részsorozat párt alkotnak.

Egy ilyen módon előállítható $K(i)$ jelsorozatot hierarchikus jelsorozatnak, vagy hierarchikus korrelációs sorozatnak is



nevezhetünk. Továbbá egy részsorozatot rövid korrelációs sorozatnak, illetve alkotósorozatnak is nevezhetünk.

A részsorozatok közül legalább az egyik Golay-sorozat, mely Golay Complementary Sequence néven is ismert, melynek hosszúsága n_x , és itt $X = X_{NK}(k)$ -val jelöljük. X a következő képlet alapján áll elő:

$$X_0(k) = \delta(k)$$

$$X'_0(k) = \delta(k)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) + W_n X'_{n-1}(k-D_n)$$

$$X'_n(k) = X_{n-1}(k) - W_n X'_{n-1}(k-D_n)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2^{N_X}-1$$

$$n = 1, 2, \dots, N_X$$

$$D_n = 2^{P_n},$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2^{N_X}-1$$

$$n = 1, 2, \dots, N_X$$

$$D_n = 2^{P_n},$$

illetve

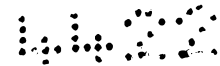
$$n_x = 2^{N_X}$$

$\delta(k)$ a Kronecker-deltafüggvény,

P_n , $n = 1, 2, \dots, N_X$: a $\{0, 1, 2, \dots, N_X-1\}$ számok tet-szés szerinti permutációi,

W_n : súlyok a részsorozatokhoz, $(+1, -1, +i, -i)$ értékekkel.

A Golay-sorozatok generálására Golay-tól és Sivaswamy-tól is ismert egy eljárás az "Efficient Pulse Compression for Golay Complementary Sequences (Golay féle komplementis sorozatok hatékony impulzustömörítése)" című írásból, Electronic Letters, 27. kötet, 3. szám, 219. oldal.

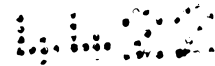


W_n tehát a $+1, -1, +i, -i$ értékeket, illetve speciálisan a bináris Golay-sorozatok előállításánál a $+1$, vagy -1 értékeket veheti fel.

A szabadalmi leírás kereteiben W_n -re egységmennyiségként is hivatkozunk. A Golay-sorozathoz használt D_n mennyiségek halmazát, mely a P_n permutációból számolható, késleltetési mátrixnak is nevezzük; a kiválasztott W_n súlyok halmazára súlymátrixként is hivatkozunk.

Az egységmennyiségeket, illetve a súlymátrix súlyait választhatjuk például $W = [1, -1, 1, 1]$ -nek, ami azt jelenti, hogy $W_1 = 1$; $W_2 = -1$; $W_3 = 1$; $W_4 = 1$, valamint $D = [8, 4, 1, 2]$ -nek a késleltetési mátrixot, ami pedig azt jelenti, hogy $D_1 = 8 = 2^3 = 2^{P_1}$; $D_2 = 4 = 2^2 = 2^{P_2}$; $D_3 = 1 = 2^0 = 2^{P_3}$; $D_4 = 2 = 2^1 = 2^{P_4}$. A $P = [3; 2; 0; 1]$ permutációval (illetve permutáció-mátrixszal) az $X_4 = (1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1)$ részsorozat áll elő. Ezt a sorozatot felhasználhatjuk egy részsorozatként, például mint $K_1(j)$.

Egy két részsorozatból álló $K(i)$ jelsorozat autokorrelációs függvénye egy hagyományos eljárásban használt ortogonális Gold-kódhoz képest összességében gyengébb autokorrelációs tulajdonságokkal rendelkezik. Például nagyobb lokális maximumok, valamint abszolút értékben nagyobb lokális minimumok jellemzik. Emellett az UMTS-Link-Level (UMTS kapcsolatszint) tesztek azt mutatják, hogy a PSC-ben az adó és a vevő közti frekvencia-eltolódás (frekvenciahiba) esetén a részsinkronizáláshoz (slot sinchronization) egy ilyen $K(i)$ jelsorozat használata mellett összességében nagyobb a részsinkronizációs hibaarány, mint egy ortogonális Gold-kód használatánál.

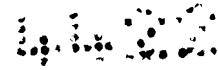


Külön erre a célra kifejlesztett szimulációs eszközök segítségével azonban meghatározhatók olyan, legalább egy Golay-sorozatot tartalmazó $K_1(j)$; $K_2(j)$ részsorozat párok, melyekből $K(i)$ jelsorozatok állnak elő (illetve előállíthatóak), melyek bázisállomás és előfizetői állomás közti szinkronizálásnál az adó és a vevő között fellépő nagy frekvencia-eltolódás esetén is megbízhatóan kiértékelhetők, és így alacsonyabb szinkronizációs hibaarányt eredményeznek. Emellett az UMTS rendszerhez végzett szimulációnál egy 10kHz-es frekvenciahibát is megvizsgáltunk. Egy ilyen módon előállítható, illetve előállított $k(i)$ jelsorozat, illetve cp szinkronkód használatával a korrelációs összegek számításához, tehát az MS előfizetői állomásban a $K(i)$ jelsorozat szinkronizálási célból történő kiértékeléséhez a számítási igény jelentősen csökkenthető anélkül, hogy ezzel párhuzamosan a szinkronizációs hibák növekedésével kellene számolnunk. Ráadásul így a vevőkben a frekvencia stabilizálására szolgáló költséges kvarcok használatát is elkerülhetjük.

A szimulációk során az autokorrelációs függvénynek a frekvenciahiba függvényében való számítása különösen alkalmasnak bizonyult egy permutáció-egységmennyiség páros által előállított $K(i)$ jelsorozat szinkronizációs tulajdonságainak meghatározására.

Az autokorrelációs függvénynek egy adó-, illetve vevőegység között fellépő frekvencia-eltolódás figyelembevételével történő számítására a következő képlet is használható:

$$a(\kappa) = \text{ABS} \left(\sum_{i=0}^{n-1-\kappa} K(i) \cdot [K(i+\kappa) \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot f_d \cdot i \cdot t_a)] \right)^*$$



κ eltolódás
 n a sorozat hossza
 i index
 f_d frekvencia-eltolódás
 t_a olvasási időköz
 $[]^*$ konjugált komplex

Az $a(\kappa)$ értékei $\kappa = 0..n-1$ -re számolhatók. Amennyiben több olyan jelsorozat páros adódik, melyek az előálló $K(i)$ jelsorozat autokorrelációs függvényében a legnagyobb lokális maximumot adó főmaximum egyformán kedvező alakulását eredményezik, úgy a továbbiakban azt a részsorozat párt választhatjuk, melynek lokális minimumának abszolút értéke a legkisebb. Így tehát a legnagyobb lokális maximumot adó főmaximumnak a lehető legnagyobb, a lokális minimum abszolút értékének pedig minél kisebbnek kell lennie. A megfelelő, például UMTS rendszerhez végzett Link-Level szimulációkkal előállíthatók olyan részsorozat párok, melyek 0 kHz-es, 5 kHz-es, valamint 10 kHz-es frekvenciahiba mellett a szinkronizációs hibák tekintetében meglepő módon ugyanolyan kedvezően viselkednek, mint egy hagyományos ortogonális Gold-kód, amelyik nem hierarchikus szerkezetű, és ismeretesen jó szinkronizációs tulajdonságokkal rendelkezik.

A $(K1(j); K2(k))$ részsorozat párok kiválasztásánál az autokorrelációs függvény mellett a következő szempontokat is felhasználhatjuk:

- Elvétett felismerési arány (Missed Detection Rate): A részsorozat párok kiválasztását a teljes körű szimuláció során megállapított elvétett felismerési arányaik összehasonlításá-



val végezzük.

- Felismerési valószínűség adott frekvenciahiba, valamint adott AWGN (Additive White Gaussian Noise, Összegződo fehér Gauss-eloszlású zaj) és SNR (Signal to Noise Ratio, jel-zaj arány) mellett.

A felhasznált szimulációkkal számos 16 hosszúságú, az 1-4. igénypontok bármelyikében megadott permutáció-egységmennyiség párok halmaza által meghatározott Golay-sorozat előállítható, melyekből olyan $K(i)$ jelsorozatokot alakíthatunk ki, melyeket szinkronizálási célra felhasználva az adó és a vevő közötti frekvenciaegyezés, illetve nagy mértékű frekvencia-eltolódás esetén egyaránt kicsi szinkronizációs hibaarányt érhetünk el. Ebből adódik a permutáció-egységmennyiség párok közül azoknak a kiválasztása, melyekből részsorozatok, majd végül $K(i)$ jelsorozatok kaphatunk, illetve állíthatunk elő.

A találmány egy kiviteli példájánál a részsorozatok közül legalább az egyik az autokorrelációs függvény lokális maximumát tekintve frekvenciahibákra is optimalizált Golay-sorozat, kiemelten a 16 hosszúságú.

A korábbiakban leírt szimulációk során előnyösnek bizonyult egy olyan $K(i)$ jelsorozat használata, mely egy olyan részsorozatra alapul, melynek az előállításához felhasznált P_1, P_2, P_3, P_4 permutációkból, valamint a W_1, W_2, W_3, W_4 komplex egységmennyiségekből a következő $(P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4;)$ permutáció-egységmennyiség párokat állítottuk elő:

0213,+j+j+j-1; 0213,-j+j+j-1; 0213,+1-j+j-1; 0213,-1-j+j-1;

0213,+1+j-j-1; 0213,-1+j-j-1; 0213,+j-j-j-1; 0213,-j-j-j-1;

0213,+j+j+j+1; 0213,-j+j+j+1; 0213,+1-j+j+1; 0213,-1-j+j+1;



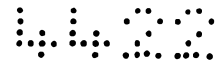
0213,+1+j-j+1; 0213,-1+j-j+1; 0213,+j-j-j+1; 0213,-j-j-j+1;
 3120,+1-j+j-1; 3120,-1-j+j-1; 3120,+1+j-j-1; 3120,-1+j-j-1;
 3120,+1+j+j+j; 3120,-1+j+j+j; 3120,+1-j-j+j; 3120,-1-j-j+j;
 3120,+1+j+j-j; 3120,-1+j+j-j; 3120,+1-j-j-j; 3120,-1-j-j-j;
 3120,+1-j+j+1; 3120,-1-j+j+1; 3120,+1+j-j+1; 3120,-1+j-j+1;.

A korábbiakban leírt szimulációk során különösen előnyös-
 nek bizonyult egy olyan $K(i)$ jelsorozat használata, mely egy
 olyan részsorozatra alapul, melynek az előállításához felhasz-
 nált P_1, P_2, P_3, P_4 permutációkból, valamint a W_1, W_2, W_3, W_4 bi-
 náris egységmenyiségekből a következő $(P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3$
 $W_4;)$ permutáció-egységmenyiség párokat állítottuk elő:

3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1+1+1; 3201, +1-1-1+1; 3201, -1-1-
 1+1; 3201, +1-1+1-1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; 3201, -1-
 1-1-1; 1023, +1+1-1+1; 1023,-1+1-1+1; 1023, +1-1-1+1; 1023, -1-
 1-1+1; 1023, +1+1-1-1; 1023, -1+1-1-1; 1023, +1-1-1-1; 1023, -
 1-1-1-1;.

A korábbiakban leírt szimulációk során különösen előnyös-
 nek bizonyult egy olyan $K(i)$ jelsorozat használata, mely egy
 olyan részsorozatra alapul, melynek az előállításához felhasz-
 nált P_1, P_2, P_3, P_4 permutációkból, valamint a W_1, W_2, W_3, W_4 bi-
 náris egységmenyiségekből a következő $(P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3$
 $W_4;)$ permutáció-egységmenyiség párokat állítottuk elő:

3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1-1+1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-
 1; , és a második részsorozat előállításához felhasznált $(P_1,$
 $P_2, P_3, P_4)$ permutáció a 3201.



A Golay-sorozatok a permutáció-egységmenntiségek megadásán kívül - mint azt korábban kifejtettük - a késleltetési mátrix és a súlymátrix megadásával is meghatározhatjuk. A korábbiak során először különösen előnyösként említett, valós súlyokkal bíró, a $(P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4)$ paraméterekkel megadott sorozatot tehát a $D = [8,4,1,2]$ késleltetési mátrixszal, valamint a $W = [1,-1,1,1]$ súlymátrixszal határozhatjuk meg.

A továbbiakban a Golay-sorozatot explicit formában, az egyes elemek felsorolásával is ábrázolhatjuk - így a fent említett 16 hosszúságú Golay-sorozat a következő formában áll elő:

$$K1 = \langle +1, +1, +1, -1, -1, +1, -1, -1, +1, +1, +1, -1, +1, -1, +1, +1 \rangle$$

A szakirodalomban egy gyakran használt, +1-ról 0-ra, illetve -1-ről 1-re történő leképezéssel (mapping) egy további, az eddigiekkel egyenértékű ábrázolás adódik:

$$\langle 0, 0, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 0, 1, 0, 1, 0, 0 \rangle$$

Amennyiben tehát az UMTS PSC-jéhez részsorozatokként (alkotósorozatokként) 16 hosszúságú Golay-sorozatokot használunk, ahol súlyként a $W_n = 1, -1, i, -i$ súlyokat, késleltetésként pedig a $D_n = \{1, 2, 4, 8\}$ egy tetszőleges permutációját vesszük, úgy mindkét alkotósorozathoz egyenként több mint 2^{12} különböző lehetőség, összesen tehát 2^{24} lehetőség adódik. A találmány kapcsán az 1-4. igénypontokban körülbelül $10 - 10^2$ permutáció-egységmenntiség párost soroltunk fel. A kiválasztott permutáció-egységmenntiség párok tehát a 16 jegyű Golay-sorozatok előállításához használható összes lehetséges permutáció-egységmenntiség párok halmazának egy egészen kis részhalmazát



alkotják.

A 2. ábra egy rádióállomást ábrázol, mely lehet egy MS előfizetői állomás, mely egy kezelőegységet, vagy MMI interfészegységet, egy STE vezérlőegységet, egy VE feldolgozóegységet, egy SVE tápegységet, valamint egy EE vevőegységet, illetve adott esetben egy SE adóegységet tartalmaz.

Az STE vezérlőegység lényegében egy programvezérelt MC mikrovezérlőből áll, mely írási és olvasási hozzáféréssel rendelkezik az SPE tárelemekhez. Az MC mikrovezérlő irányítja és ellenőrzi a rádióállomás minden főbb egységét és funkcióját.

A VE feldolgozóegység egy DSP digitális jelprocesszor is lehet, mely ugyancsak írási és olvasási hozzáféréssel rendelkezik az SPE tárelemekhez. Az összeadási- és szorzási eljárásokat is a VE feldolgozó egységen keresztül valósíthatjuk meg.

A felejtő, vagy nem felejtő SPE tárelemekben találhatóak azok a programadatok, melyekre a rádióállomás, illetve a kommunikációs folyamat - különösen a jelzési eljárások - vezérléséhez van szükség, valamint itt tároljuk a jelfeldolgozás során előálló információkat. Ezen kívül ugyanitt tárolhatunk korrelációs célokra használt $K(i)$ jelsorozatokat, valamint itt tárolhatjuk a korrelációs összegek számításainak részeredményeit is. A találmánnyal kapcsolatos $K(i)$ jelsorozatokat tehát az előfizetői állomásban, és/vagy a bázisállomásban tárolhatjuk. Az is lehetséges, hogy a korábbiakban felsorolt permutáció-egységmennyiség párokat, vagy a belőlük levezetett részsorozatokat, illetve $(K1(j); K2(k))$ részsorozat párokat az előfizetői állomásban, és/vagy a bázisállomásban tároljuk. Továbbá az is lehetséges, hogy az előfizetői állomásban, és/vagy a bázisállomásban állítsunk elő egy $(K1(j); K2(k))$ részsorozat pár-



ból, és/vagy egy permutáció-egységmennyiség párból egy $K(i)$ jelsorozatot.

Egy bázisállomásban, vagy egy rendszer minden bázisállomásában kiemelten olyan $K(i)$ jelsorozatot tárolhatunk, melyet rögzített, vagy változó időközönként szinkronizálás céljából elküldünk. Az MS előfizetői állomásban tároljuk, majd az előfizetői állomás és egy bázisállomás szinkronizálásánál a kis költségű korrelációs számításokhoz használjuk fel azt a $(K1(j); K2(k))$ részsorozat párt, melyből előáll, illetve előállítható a bázisállomásban tárolt $K(i)$ jelsorozat.

A jelsorozatok, illetve részsorozatok tárolása az adatok tetszés szerint kódolt formájában - illetve különböző táreszközök segítségével is megvalósítható, mint például felejtő, vagy nem felejtő tárelemek, megfelelően konfigurált összeadó- vagy szorzóbemenetek, vagy egyéb, ezekkel egyenértékű hardver-elemek.

A HF magas frekvenciájú egység adott esetben egy modulátorral és egy V erősítővel rendelkező SE adóegységből, valamint egy demodulátorral és ugyancsak egy erősítővel rendelkező EE vevőegységből áll. Az analóg-digitális átalakítás során az analóg hangjeleket, valamint az EE vevőegységből származó analóg jeleket digitális jelekké alakítjuk, majd a DSP digitális jelprocesszorral feldolgozzuk. A feldolgozást követően adott esetben a digitális jeleket egy digitális-analóg átalakítással analóg hangjelekké, vagy egyéb kimeneti jelekké, illetve az SE adóegység analóg bemeneti jeleivé alakítjuk. Ehhez esettől függően egy modulációt, illetve demodulációt hajtunk végre.

Egy VCO feszültségvezérelt oszcillátor frekvenciáját a SYN szintetizálón keresztül bevezetjük az SE adóegységbe és az



EE vevőegységbe. A VCO feszültségvezérelt oszcillátor segítségével egy rendszer órajel is előállítható a feldolgozóegységek, illetve a rádióadó ütemezéséhez.

Egy rádiótelefonos rendszerben az adó-vevő interfészen keresztül jelek küldésére és vételére egy ANT antennaegységet adunk. Egyes ismert rádiótelefonos rendszerekben, mint például a GSM, a jeleket időben fluktuáltatva, ún. löketekben (burst) küldik és fogadják.

A rádióállomás alatt egy BS bázisállomást is érthetünk. Ebben az esetben az MMI vezérlőegység hangszóróegységét, illetve mikrofonegységét egy rádiótelefonos rendszerrel való összeköttetés helyettesíti, melyet például egy BSC bázisállomás-vezérlővel, vagy egy MSC mobil összekötő-állomással való-sítunk meg. Ahhoz, hogy egyszerre több MS előfizetői állomással is adatokat tudjon cserélni, a BS bázisállomás megfelelő számú adó-, illetve vevőegységgel rendelkezik.

A 3. ábrán egy $E(1)$ vett jelsorozat látható, mely egy vett jelből levezetett w hosszúságú jelsorozat is lehet. Az első S_0 korrelációs összeg kiszámításához a megadott képlet alapján az $E(1)$ vett jelsorozat egy első szakaszának elemeit páronként összeszorozzuk az n hosszúságú $K(i)$ jelsorozat megfelelő elemeivel, majd az előálló részeredményeket az S_0 korrelációs összegben összegezzük. Egy következő S_1 korrelációs összeg kiszámításához a $K(i)$ jelsorozatot az ábrán látható módon egy elemmel jobbra toljuk, majd a $K(i)$ elemeit az $E(1)$ jelsorozat megfelelő elemeivel páronként összeszorozzuk, és az előálló részeredmények összegzésével előállítjuk az S_1 korrelációs összeget.

A jelsorozat elemeinek a vett jelsorozat megfelelő eleme-



ivel való összeszorzását, illetve az azt követő összegzést vektoriális értelmezésben egy skaláris szorzat előállításának is tekinthetjük, amennyiben a jelsorozat elemeit, illetve a vett jelsorozat elemeit egy derékszögű koordinátarendszer vektoraiként írjuk fel:

$$S_0 = \begin{pmatrix} K(0) \\ M \\ K(i) \\ M \\ K(n-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(0) \\ M \\ E(i) \\ M \\ E(n-1) \end{pmatrix} =$$

$$= K(0) * E(0) + K + K(i) * E(i) + K + K(n-1) * E(n-1)$$

$$S_1 = \begin{pmatrix} K(0) \\ M \\ K(i) \\ M \\ K(n-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(1) \\ M \\ E(i+1) \\ M \\ E(n) \end{pmatrix} =$$

$$= K(0) * E(1) + K + K(i) * E(i+1) + K + K(n-1) * E(n)$$

Az így előállított S korrelációs összegnek megkereshetjük a maximumát, ezután az S korrelációs összeg maximumát összevethetjük egy előre meghatározott duzzasztóértékkel, majd így megállapíthatjuk, hogy az $E(1)$ vett jel tartalmazza-e az előre meghatározott $K(i)$ jelsorozatot, és amennyiben tartalmazza, akkor az $E(1)$ vett jelben hol található meg, így egymással szinkronba hozhatunk két rádióállomást, illetve felismerhetünk olyan adatokat, melyekre egy $K(i)$ jelsorozat formájában egyedi terjesztőkódot moduláltak.

A 4. ábrán ugyancsak az $E(1)$ vett jelsorozat, valamint



korrelációs sorozatként egy $K_1(j)$, $K_2(k)$ részsorozatokra épülő $K(i)$ jelsorozat látható.

Az 5. ábrán egy $K(i)$ jelsorozat előállítása látható, mely az n_2 hosszúságú $K_2(k)$ részsorozatra, valamint az n_1 hosszúságú $K_1(j)$ részsorozatra épül. Ehhez a $K_2(k)$ részsorozatot n_1 -szer megismételjük, illetve közben a $K_1(j)$ részsorozattal moduláljuk. A $K(i)$ jelsorozat előállítását a következő matematikai képlettel fejezhetjük ki:

$$K(i) = K_2(i \bmod n_2) * K_1(i \operatorname{div} n_2), \text{ ahol } i = 0 \dots n_1 * n_2 - 1$$

Itt a mod egy osztás egész számú maradékát, a div pedig egy osztás egész számú eredményét jelenti.

Ezt egy f_2 sorozattal, és egy f_1 sorozattal ábrázoljuk, ahol az f_2 sorozat a megismételt, egymás után leképzett $K_2(k)$ részsorozatokból áll, az f_1 sorozat pedig egy kinyújtott $K_1(j)$ részsorozaton keresztül az f_2 sorozatra képződik.

Az f_2 sorozat elemeinek, valamint az f_1 sorozat f_2 sorozatra vetítésével kapott elemeinek a szorzatából áll elő az új, n hosszúságú $K(i)$ jelsorozat. A $K(i)$ jelsorozatnak ez az előállítási módját az illusztráció alsó részén egy 4 hosszúságú bináris részsorozat pár példájával ismételten szemléltetjük.

A találmány természetesen nem korlátozódik a 4 hosszúságú, illetve a 16 hosszúságú részsorozatokra. A találmány ugyancsak nem korlátozható a felhasznált matematikai leírásra.

A 16 hosszúságú, illetve 256 hosszúságú részsorozatok következő példaszerű ábrázolása tartalmilag megfelel az ismertett matematikai ábrázolásnak, a találmány ebből az okból tartalmazza a következőket:

Amennyiben például K_1 -ként a korábban különösen kedvező-



ként említett Golay-sorozatot használjuk, melyet a (3201, +1-1+1+1) permutáció-egységmenyiség pár, vagy a <+1,+1,+1,-1,-1,+1,-1,-1,+1,+1,+1,-1,+1,-1,+1,+1> explicit alak határoz meg, K2-ként pedig egy 16 elemből álló "a" sorozatot használunk, úgy a megismételt, egymás után leképzett K2 részsorozatot, illetve az "a" sorozatot, melyet a K1 részsorozat egyes elemeinek értékével modulálunk, a következő formában ábrázolhatjuk:

$$K = \langle a, a, a, -a, -a, a, -a, -a, a, a, a, -a, a, -a, a, a \rangle$$

Az így előállított K(i) jelsorozatokot használhatjuk arra, hogy ezeknek a K(i) jelsorozatoknak az E(1) vett jelsorozatokkal vett korrelációját egyszerűsített módon számoljuk ki. Az így előállított, 256 hosszúságú jelsorozatot például elsődleges cp szinkronkódként szinkronizálási célokra használhatjuk.

Az S korrelációs összegnek egy ilyen módon leegyszerűsített, ezáltal gyorsabbá és olcsóbbá tett számítását a 6-8. ábrákon mutatjuk be, melyeket a továbbiakban sorra veszünk.

Először is előállítunk egy korrelációs részösszeget a TS(z) korrelációs részösszezsorozat elemei közül. Itt például a korrelációs részösszezsorozat TS(0) első elemét a második K2(k) részsorozatnak az E(1) vett jelsorozat megfelelő szakaszával vett korrelációja alkotja.

$$TS(0) = \begin{pmatrix} K2(0) \\ M \\ K2(k) \\ M \\ K2(n2 - 1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(0) \\ M \\ E(k) \\ M \\ E(n2 - 1) \end{pmatrix} =$$

$$= K2(0) * E(0) + K + K2(k) * E(k) + K + K2(n2 - 1) * E(n2 - 1)$$



A korrelációs részösszegsorozat $TS(1)$ második elemének előállításához a második $K2(k)$ részsorozatot az ábrán látható módon egy elemmel eltoljuk, majd ismét vesszük az $E(1)$ vett jelsorozat megfelelő elemével számított korrelációját, és így tovább.

$$TS(1) = \begin{pmatrix} K2(0) \\ M \\ K2(k) \\ M \\ K2(n2 - 1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(1) \\ M \\ E(k + 1) \\ M \\ E(n2) \end{pmatrix} =$$

$$= K2(0) * E(1) + K + K2(k) * E(k + 1) + K + K2(n2 - 1) * E(n2)$$

A korrelációs részösszegsorozat $TS(n1*n2-1)$ n -edik elemét a második $K2(k)$ részsorozat $n-1$ eltolása után az $E(1)$ vett jelsorozattal hasonló módon számítjuk ki.

$$TS(n - 1) = \begin{pmatrix} K2(0) \\ M \\ K2(k) \\ M \\ K2(n2 - 1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(n - 1) \\ M \\ E(k + n - 1) \\ M \\ E(n2 + n - 2) \end{pmatrix} =$$

$$= K2(0) * E(n - 1) + K + K2(k) * E(k + n - 1) + K + K2(n2 - 1) * E(n2 + n - 2)$$

Az így előálló $TS(z)$ korrelációs részösszegsorozat a 7. ábra felső részén látható. Ennek a korrelációs részösszegsorozatnak ezután minden $n2$ -edik elemét kiválasztjuk, majd az első $K1(j)$ részsorozat megfelelő elemeivel páronként összeszorozzuk.

Amennyiben a $TS(z)$ korrelációs részösszegsorozat kiválasztott elemeit, illetve az első $K1(j)$ részsorozatot vektor-



ként kezeljük, úgy az első S_0 korrelációs összeg a két vektor skaláris szorzataként áll elő.

$$S_0 = \begin{pmatrix} K_1(0) \\ M \\ K_1(j) \\ M \\ K_1(n_1 - 1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} TS(0) \\ M \\ TS(j * n_2 - 1) \\ M \\ TS((n_1 - 1) * n_2 - 1) \end{pmatrix} = K_1(0) * TS(0) + K + K_1(j) * TS(j * n_2 - 1) + K$$

A 7. ábra alsó része az elsőként kiválasztott elemtől 1-el, illetve 2-vel jobbra elhelyezkedő, n_2 -edik elemek kiválasztásával az S_1 , illetve S_2 korrelációs összegek kiszámítása látható:

$$S_1 = \begin{pmatrix} K_1(0) \\ M \\ K_1(j) \\ M \\ K_1(n_1 - 1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} TS(1) \\ M \\ TS(j * n_2) \\ M \\ TS((n_1 - 1) * n_2) \end{pmatrix} = K_1(0) * TS(0) + K + K_1(j) * TS(j * n_2) + K$$

A már egyszer kiszámolt TS korrelációs részösszegek eltárolásával a további korrelációs összegek számításánál azok már rendelkezésre állnak, így megtakaríthatjuk az ismételt kiszámoláshoz szükséges számítási lépéseket.

Kiviteli példánként eldönthetjük, hogy kiszámoljuk-e az $E(1)$ vett jelsorozat egészére a teljes $TS(z)$ korrelációs részösszegsorozatot, hogy abból számítsuk ki az egyes korrelációs összegeket, vagy csak akkor számoljuk ki a megfelelő korrelációs részösszegeket, amikor azt egy új korrelációs összeg kiszámítása megkívánja.

A 8. ábra egy S korrelációs összegek kiszámítására szolgáló, két lépésből álló eljárást ábrázol, ezúttal az 5. ábrán



látható 4 hosszúságú bináris részsorozat párt használjuk példagyánánt.

Egy első lépésben kiszámoljuk a $+-++$ második $K2(k)$ jelsorozatnak az $E(1)$ vett jelsorozat megfelelő részeivel előálló $TS(z)$ korrelációs részösszegsorozatát, majd egy második lépésben az imént előállított $TS(z)$ korrelációs részösszegsorozat minden negyedik elemét kiválasztva az első $+++-$ $K1(j)$ jelsorozat megfelelő elemeivel összeszorozzuk, és az $S0$ korrelációs összegben összegezzük.

A vastagon kihúzott vonalak egy további $S1$ korrelációs összeg kiszámításához szükséges, újonnan elvégzendő számítási lépéseket tüntetik fel, amennyiben a többi TS korrelációs részösszeget már korábban kiszámítottuk és eltároltuk.

Ez a kiviteli példa a tárköltséget tekintve úgy valószínű meg a leghatékonyabban, ha először minden $n2$ -edik korrelációs részösszeget számítunk ki. Ehhez a beolvasott értékek között eltároljuk.

A 9-10. ábrák az S korrelációs összegnek egy leegyszerűsített kiszámítási módjára adnak példát a korábban említett 4 hosszúságú bináris részsorozat pár segítségével.

Először is vesszük az $E(1)$ bemeneti jelsorozat minden 4. Elemét, majd kiszámítjuk a kiválasztott elemek $TS(z)$ korrelációs részösszegsorozatát a $K1(j)$ sorozattal. Az így előálló $TS(z)$ korrelációs részösszegsorozatnak mindig 4 egymást követő elemét kiválasztva a $K2(k)$ részsorozat megfelelő elemeivel páronként összeszorozzuk, majd az előálló részeredményeket az S korrelációs összegben összegezzük. A vastagon kihúzott vonalak ismét egy további $S1$ korrelációs összeg kiszámításához szükséges, újonnan elvégzendő számítási lépéseket tüntetik fel,



amennyiben a többi TS korrelációs részösszeget már korábban kiszámítottuk és eltároltuk.

A 10. ábra ismét egy első S_0 korrelációs összeg kiszámítását ábrázolja, ahol először is kiválasztjuk az $E(1)$ bemeneti jelsorozat minden 4. elemét, ezeket az elemeket a $+++$ - első $K_1(j)$ részsorozat megfelelő elemeivel összeszorozzuk, majd a részösszegek összeadásával kiszámítjuk a $TS(0)$ korrelációs részösszeget. Egy második lépésben összeszorozzuk a $TS(z)$ korrelációs részösszegeksorozat első négy egymást követő elemét a második $K_2(k)$ részsorozat megfelelő elemeivel, majd az előálló részeredményeket az S_0 korrelációs összegben összegezzük.

Ennél a kiviteli példánál a korrelációs részösszegek közbülső tárolására kevesebb tárhelyre van szükség, mint amikor az összegeket sorrendben egymás után számoljuk ki.

A találmány egy előnyös továbbfejlesztése kihasználja a $K(i)$ jelsorozat autokorrelációs függvényének a sorozat szabályos előállítási elvéből következő szabályos (majdnem periodikus) szerkezetét. Ez azt jelenti, hogy egy jel keresésénél nem csak egy főmaximum áll elő, hanem szabályos közönként lokális minimumok is fellepnek. A vett jelsorozatban egy jelsorozat kikeresésének felgyorsítására kihasználhatjuk a maximumok elhelyezkedésének szabályosságát. Amint egy lokális maximumra akadunk, a periodicitás alapján előre kikövetkeztethető a többi maximum elhelyezkedése, tehát csak azokban a pozíciókban számoljuk ki a korrelációs összeget. Ezen a módon gyorsan megtalálható a főmaximum. A feltételezett lokális maximum azonban egy véletlenül (zajhatás miatt) megnőtt érték is lehet. Ebben az esetben a várt főmaximum lehetséges helyén nem találunk igazi maximumot. Ilyenkor tehát ebből az okból kifolyólag el-



vetjük a feltételezést, és a számítást hagyományos módon folytatjuk.

A lokális maximumoknak a jelsorozat előállítási módjából adódó rendszeressége a korrelációs eredményben fellépő zavaró lokális maximumok megszüntetésére és korrigálására is használható. A maximum megtalálása után a maximumból kiszámíthatjuk a lokális maximumot, majd ezt az értéket levonhatjuk a megfelelő korrelációs eredményből. Ezen a módon egy tökéletes autokorrelációs függvénnyel rendelkező (hipotetikus) sorozat korrelációs eredményét kapjuk. Így a lokális maximumok rendszerességének köszönhetően egy erősen leegyszerűsített számítás adódik.

A találmány kiviteli példáiban a skaláris szorzatok, korrelációs összegek, és/vagy korrelációs részösszegek kiszámításához hatékony Golay-korrelátorokat alkalmazunk.

A 11. ábra egy hatékony, jelsorozatokhoz való hierarchikus korrelátort ábrázol, ahol K_1 , illetve K_2 alkotósorozatokként az n_x , illetve n_y hosszúságú X és Y részsorozatok (Golay-sorozatok) használjuk. A korrelátor két, egymás után kapcsolt illesztett szűrőből áll (lásd: 11/a ábra), melyek hatékony Golay-korrelátorokként vannak kialakítva. A 11/b ábra az X részsorozathoz tartozó illesztett szűrőt, míg a 11/c ábra az Y részsorozathoz tartozó illesztett szűrőt ábrázolja.

A 11/b ábrán a következő jelöléseket használjuk:

$$n = 1, 2, \dots, N_X$$

n_y az Y részsorozat hossza

n_x az X részsorozat hossza

N_X ahol $n_x = 2^{N_X}$

$$DX_n \quad DX_n = 2^{p \times n}$$



PX_n A $\{0, 1, 2, \dots, NX-1\}$ számok permutációi az X részsorozathoz

WX_n az X részsorozathoz a $+1, -1, +i$, illetve $-i$ értékek közül választott súlyok.

A 11/c ábrán a következő jelöléseket használjuk:

$n = 1, 2, \dots, NY$

ny az Y részsorozat hossza

NY ahol $ny=2^{NY}$

DY_n $DY_n = 2^{PY_n}$

PY_n A $\{0, 1, 2, \dots, NY-1\}$ számok permutációi az Y részsorozathoz

WY_n $+1, -1, +i$, illetve $-i$ -ből az X részsorozathoz választott súlyok.

Ehhez a kiviteli példához továbbá a következő definíciókat és jelöléseket használjuk:

$a_n(k)$ és $b_n(k)$ két 2^N hosszúságú komplex sorozat,

$\delta(k)$ a Kronecker-deltafüggvény,

k egy időtartamot jelentő egész szám,

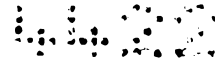
n az iterációs szám,

D_n a késleltetés,

P_n , ahol $n = 1, 2, \dots, N$, a $\{0, 1, 2, \dots, N-1\}$ számok egy tetszés szerinti permutációja, valamint

W_n súlyként a $+1, -1, +i$, $-i$ értékeket veheti fel, és egységmenyiségként is hivatkozunk rá.

Egy 2^N hosszúságú Golay-sorozat korrelációját hatékonyan a következő módon végezhetjük el:



Az $R_a^{(0)}(k)$ és az $R_b^{(0)}(k)$ sorozatokat $R_a^{(0)}(k) = R_b^{(0)}(k) = r(k)$ -ként definiáljuk, ahol $r(k)$ a vett jelet, vagy egy másik korrelációs részsámítás eredményét jelenti.

A következő lépést N -szer megismételjük; n 1-től N -ig fut:

Számít

$$R_a^{(n)}(k) = W_n^* * R_b^{(n-1)}(k) + R_a^{(n-1)}(k-D_n)$$

és

$$R_b^{(n)}(k) = W_n^* * R_b^{(n-1)}(k) - R_a^{(n-1)}(k-D_n),$$

ahol W_n^* a W_n konjugált komplexét jelöli. Amennyiben a W súlyok valósak, úgy W_n^* megegyezik W_n -el. $R_a^{(N)}(k)$ itt a kiszámítandó korrelációs összeg.

A vevőben egy 256 (2^8) csip hosszúságú PSC kódhoz való hatékony Golay-korrelátor rendszerint $2 \cdot 8 - 1 = 15$ komplex összeadóval rendelkezik. A hierarchikus korreláció és a hatékony Golay-korrelátor együttes használatával egy 256 hosszúságú ($2^4 \cdot 2^4$) hierarchikus kódhoz - melyet két alkotó X , illetve Y részsorozat határoz meg - csupán $2 \cdot 4 - 1 + 2 \cdot 4 - 1 = 14$ komplex összeadóra van szükség (négyértékű alkotósorozatok használata esetén is). Ezzel a számítási költséget, ami a CDMA rádiótelefonos rendszerekben az elsődleges szinkronizálásnál nagyon magas, 7 százalékkal csökkentjük.

Az itt következő, tagolt pontokban a találmányhoz kivitelezési példákat adunk meg, melyeknek megvalósítása a szabadalom ismeretében szakember által kivitelezhető:

- Egy $2^{N_X+N_Y}$ hosszúságú kódsorozat előállításához két, $n_x=2^{N_X}$ és $n_y=2^{N_Y}$ hosszúságú alkotó Golay-sorozatot használunk, és a fent ismertetett módon hierarchikusan építjük fel.
- Az alkotó Golay-sorozatokhoz súlyokként +1 -et és -1 -et

használunk, így bináris sorozatokat állítunk elő.

- Az alkotó Golay-sorozatokhoz $+1$, -1 , $+i$, és $-i$ -t használunk súlyokként, így négy értékű sorozatokat állítunk elő.
- Valós Golay-sorozatokat használunk.
- Komplex Golay-sorozatokat használunk.
- Két egyenlő hosszúságú alkotó Golay-sorozatot használunk.
- Két komplementis Golay-sorozatot használunk.
- Csak egy hatékony Golay-korrelátort használunk, adott esetben választhatóan az egyik, vagy mindkét komplementis Golay-sorozat kiszámításához programozható késleltetéssel ellátva.
- Egy fent ismertetett sorozatot használunk, azonban további értékeket illesztünk bele; a számításnál ezeket az értékeket a szokásos módon összegezni kell. A számítás fennmaradó része azonban a fent leírt módon hatékonyan elvégezhető. Ez tetszés szerinti hosszúságú sorozatok előállítását teszi lehetővé.
- Két alkotó részsorozatot használunk.
- Több alkotó részsorozatot használunk.
- A részsorozatoknak csak néhányához használunk Golay-sorozatokat.
- Ezeket a sorozatokat az UMTS-ben szinkroncsatornákhoz használjuk.
- Frekvenciahibákra optimalizált alkotó Golay-sorozatokat használunk.
- A korrelációk számításához két egymás után kapcsolt szűrőt használunk, ahol az egyik az X részsorozathoz (Golay-sorozathoz) tartozó illesztett szűrő, a másik pedig az Y részsorozathoz (Golay-sorozathoz) tartozó illesztett szűrő az $ny \cdot DX_n$ terített késleltetésekkel.



- A korrelációk számításához két egymás után kapcsolt szűrőt használunk, ahol az egyik az X részsorozathoz (Golay-sorozathoz) tartozó illesztett szűrő, a másik pedig az Y részsorozathoz (Golay-sorozathoz) tartozó illesztett szűrő az $ny \cdot DX_n$ terített késleltetésekkel, és a szűrők kimeneti jeleit a hatékony Golay korrelációs algoritmusnak megfelelően számítjuk.

- A korrelációs részösszegek számítására a hatékony Golay korrelációs algoritmust, az összesített korreláció előállítására pedig a hierarchikus korrelációkhoz való algoritmust használjuk.

A találmány nem korlátozódik a rádiótelefonos rendszerekre; egyéb átviteli eljárásokhoz, mint például akusztikus eljárásokhoz (ultrahang), szonografikához, illetve optikai eljárásokhoz, mint például Lidar (light detection and ranging) alapú infravörös mérésekhez is felhasználható. Egy további felhasználási terület lehet a visszavert jelek spektrális összetételének változásainak vizsgálata.



73.476/MK

SZABADALMI IGÉNYPONTOK

1. Eljárás BS bázisállomás és MS előfizetői állomás szinkronizálására, **azzal jellemezve**, hogy

- a BS bázisállomás egy 256 hosszúságú $K(i)$ jelsorozatot küld ki, melyet úgy állítunk elő, hogy egy második, $n_2=16$ hosszúságú $K_2(k)$ jelsorozatot $n_1=16$ -szor megismétlünk, és az első, $n_1=16$ hosszúságú $K_1(j)$ részsorozattal moduláljuk, ahol a második $K_2(k)$ részsorozat modulációja a következő módon történik:

$$K(i) = K_2(i \bmod n_2) * K_1(i \operatorname{div} n_2), \text{ ahol } i = 0 \dots n_1 * n_2 - 1,$$

- a részsorozatoknak legalább az egyike egy $n_x=n_1=16$ hosszúságú $X_n(k)$ Golay-sorozat, mely a következő képlet alapján áll elő:

$$X_0(k) = \delta(k)$$

$$X'_0(k) = \delta(k)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) + W_n X'_{n-1}(k - D_n)$$

$$X'_n(k) = X_{n-1}(k) - W_n X'_{n-1}(k - D_n)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2^{N_X} - 1$$

$$n = 1, 2, \dots, N_X$$

$$D_n = 2^{P_n},$$

ahol

$$n_x=16=2^{N_X}$$

$$N_X=4$$

$\delta(K)$ a Kronecker-deltafüggvény,

- egy részsorozat kialakításához a P_1, P_2, P_3, P_4 permutációkat, W_1, W_2, W_3, W_4 egységmennyiségeket, valamint a következő



($P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4;$) permutáció-egységmenyiség párosításokat használjuk:

3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1+1+1; 3201, +1-1-1+1, 3201, -1-1-1+1; 3201, +1-1+1-1, 3201, -1-1+1-1;, 3201, +1-1-1-1; 3201, -1-1-1-1; 1023, +1+1-1+1; 1023, -1+1-1+1; 1023, +1-1-1+1; 1023, -1-1-1+1; 1023, +1+1-1-1; 1023, -1+1-1-1; 1023, +1-1-1-1; 1023, -1-1-1-1;.

2. Az 1. igénypont szerinti eljárás, **azzal jellemezve**, hogy a $K(i)$ jelsorozat a következő előállítási szabállyal, egy 16 elemből álló "a" sorozat modulált ismétlésével áll elő:

$K = \langle a, a, a, -a, -a, a, -a, -a, a, a, a, -a, a, -a, a, a \rangle$

3. Az 1. igénypont szerinti eljárás, **azzal jellemezve**, hogy a $K1(j)$ részsorozat egy Golay-sorozat, melyet a $D = [8,4,1,2]$ késleltetési mátrixszal, valamint a $W = [1,-1,1,1]$ súlymátrixszal határozzuk meg.

4. Az 1. igénypont szerinti eljárás, **azzal jellemezve**, hogy az első részsorozat kialakításához használt P_1, P_2, P_3, P_4 permutációkat, valamint W_1, W_2, W_3, W_4 egységmenyiségeket a következő ($P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4;$) permutáció-egységmenyiség párokból vesszük:

3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1-1+1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1;, és/vagy a második részsorozat kialakításához használt P_1, P_2, P_3, P_4 permutáció a 3201.

5. Az 1-4. igénypontok bármelyike szerinti eljárás, **azzal jellemezve**, hogy a $K(i)$ jelsorozatot az MS előfizetői állomás-



sal egy $E(1)$ vett jelsorozat részeként vesszük, és szinkronizáláshoz továbbalakítjuk.

6. Az 1-5. igénypontok bármelyike szerinti eljárás, **azzal jellemezve**, hogy a $K(i)$ jelsorozatot az MS előfizetői állomással kiértékeljük, miáltal az előfizetői állomásban információkat nyerünk az első és második $K1(j)$, $K2(j)$ jelsorozatokról.

7. Az 1-6. igénypontok bármelyike szerinti eljárás, **azzal jellemezve**, hogy

- az MS előfizetői állomásban meghatározzuk a $K(i)$ jelsorozat S korrelációs összegeit az $E(1)$ vett jelsorozat megfelelő részeivel,
- kiszámoljuk a $K2(k)$ részsorozat egy $TS(z)$ korrelációs részösszegsorozatát az $E(1)$ vett jelsorozat megfelelő részeivel, majd egy S korrelációs összeg kiszámításához a $TS(z)$ korrelációs részösszegsorozat $n1$ kiválasztott elemét egy skaláris szorzat értelmében összeszorozzuk a $K1(j)$ részsorozattal.

8. A 7. igénypont szerinti eljárás, **azzal jellemezve**, hogy egy S korrelációs összeg számítására a $TS(z)$ korrelációs részösszegsorozat $n1$ elemének rendre az $n2$ -vel megszorozott sorszámú elemeit választjuk ki.

9. Az 1-6. igénypontok bármelyike szerinti eljárás, **azzal jellemezve**, hogy

- az MS előfizetői állomásban meghatározzuk a $K(i)$ jelsorozat S korrelációs összegeit az $E(1)$ vett jelsorozat megfelelő részeivel,



- kiszámoljuk a $K_1(k)$ részsorozat egy $TS(z)$ korrelációs részösszezsorozatát az $E(1)$ vett jelsorozat megfelelő elemeivel, majd egy S korrelációs összeg kiszámításához a $TS(z)$ korrelációs részösszezsorozat n_2 kiválasztott elemét egy skaláris szorzat értelmében összeszorozzuk a $K_1(j)$ részsorozattal.

10. A 7. igénypont szerinti eljárás, **azzal jellemezve**, hogy egy TS korrelációs részösszeg számítására a $TS(z)$ korrelációs részösszezsorozat n_1 elemének rendre az n_2 -vel megszorozott sorszámú elemeit választjuk ki.

11. A 7-10. igénypontok bármelyike szerinti eljárás, **azzal jellemezve**, hogy a kiszámított TS korrelációs részösszegeket eltároljuk, majd felhasználjuk egy további S korrelációs összeg kiszámításához.

12. Az 1-11. igénypontok bármelyike szerinti eljárás, **azzal jellemezve**, hogy az MS előfizetői állomásban a jelsorozat kiértékeléséhez - kiemelten legalább egy korrelációs összeg kiszámításához - legalább részben egy hatékony EGC Golay-korrelátort (Efficient Golay Correlator) használunk.

13. Eljárás BS bázisállomás és MS előfizetői állomás szinkronizálására, **azzal jellemezve**, hogy

- a bázisállomás egy 256 hosszúságú K szinkronsorozatot küld, mely egy 16 elemű, "a" sorozatból a következőképpen állítható elő:

$K = \langle a, a, a, -a, -a, a, -a, -a, a, a, a, -a, a, -a, a, a \rangle$, és

- egy előfizetői állomás veszi ezt a K szinkronsorozatot,

és szinkronizáláshoz feldolgozza.

14. BS bázisállomás, **azzal jellemezve**, hogy

- SPE tárelemekkel (táreszközökkel) rendelkezik egy $K(i)$ jelsorozat tárolásához, illetve előállításához, melyet egy második, $n_2=16$ hosszúságú $K_2(k)$ részsorozat $n_1=16$ -szoros ismétlésével, közben az első, $n_1=16$ hosszúságú $K_1(j)$ jelsorozattal modulálva állítunk elő, ahol a $K_2(k)$ részsorozat modulációját a következő eljárás alapján végezzük:

$K(i) = K_2(i \bmod n_2) * K_1(i \div n_2)$, ahol $i = 0 \dots n_1 * n_2 - 1$,

- a részsorozatok legalább egyike egy $X_n(k)$ Golay-sorozat, mely a következő képlet alapján áll elő:

$$X_0(k) = \delta(k)$$

$$X'_0(k) = \delta(k)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) + W_n X'_{n-1}(k - D_n)$$

$$X'_n(k) = X_{n-1}(k) - W_n X'_{n-1}(k - D_n)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2^{NX} - 1$$

$$n = 1, 2, \dots, NX$$

$$D_n = 2^{P_n},$$

ahol

$$n_x = 16 = 2^{NX}$$

$$NX = 4$$

$\delta(k)$ a Kronecker-deltafüggvény,

- egy részsorozat kialakításához a P_1, P_2, P_3, P_4 permutációkat, W_1, W_2, W_3, W_4 egységmennyiségeket, valamint a következő $(P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4;)$ permutáció-egységmennyiség párosításokat használjuk:

3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1+1+1; 3201, +1-1-1+1, 3201, -1-1-1+1; 3201, +1-1+1-1, 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; 3201, -

1-1-1-1; 1023, +1+1-1+1; 1023, -1+1-1+1; 1023, +1-1-1+1; 1023,
-1-1-1+1; 1023, +1+1-1-1; 1023, -1+1-1-1; 1023, +1-1-1-1;
1023, -1-1-1-1; ,

- megfelelő eszközökkel rendelkezik a $K(i)$ jelsorozat sugárzásához egy MS előfizetői állomással történő szinkronizáláshoz.

15. MS előfizetői állomás, **azzal jellemezve**, hogy

- megfelelő eszközökkel rendelkezik egy $K(i)$ jelsorozat kiértékeléséhez, melyet egy második, $n_2=16$ hosszúságú $K_2(k)$ részsorozat $n_1=16$ -szoros ismétlésével, közben az első, $n_1=16$ hosszúságú $K_1(j)$ jelsorozattal modulálva állítunk elő, ahol a $K_2(k)$ részsorozat modulációját a következő eljárás alapján végezzük:

$K(i) = K_2(i \bmod n_2) * K_1(i \text{ div } n_2)$, ahol $i = 0 \dots n_1*n_2-1$,

- a részsorozatok legalább egyike egy $X_n(k)$ Golay-sorozat, mely a következő képlet alapján áll elő:

$$X_0(k) = \delta(k)$$

$$X'_0(k) = \delta(k)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) + W_n X'_{n-1}(k-D_n)$$

$$X'_n(k) = X_{n-1}(k) - W_n X'_{n-1}(k-D_n)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2^{N_X}-1$$

$$n = 1, 2, \dots, N_X$$

$$D_n = 2^{P_n},$$

ahol

$$N_X=16=2^{N_X}$$

$$N_X=4$$

$\delta(k)$ a Kronecker-deltafüggvény,

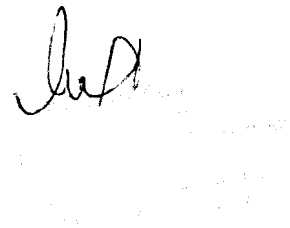
- egy részsorozat kialakításához a P_1, P_2, P_3, P_4 permutáció-

kat, W_1, W_2, W_3, W_4 egységmennyiségeket, valamint a következő
($P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4;$) permutáció-egységmennyiség párosítá-
sokat használjuk:

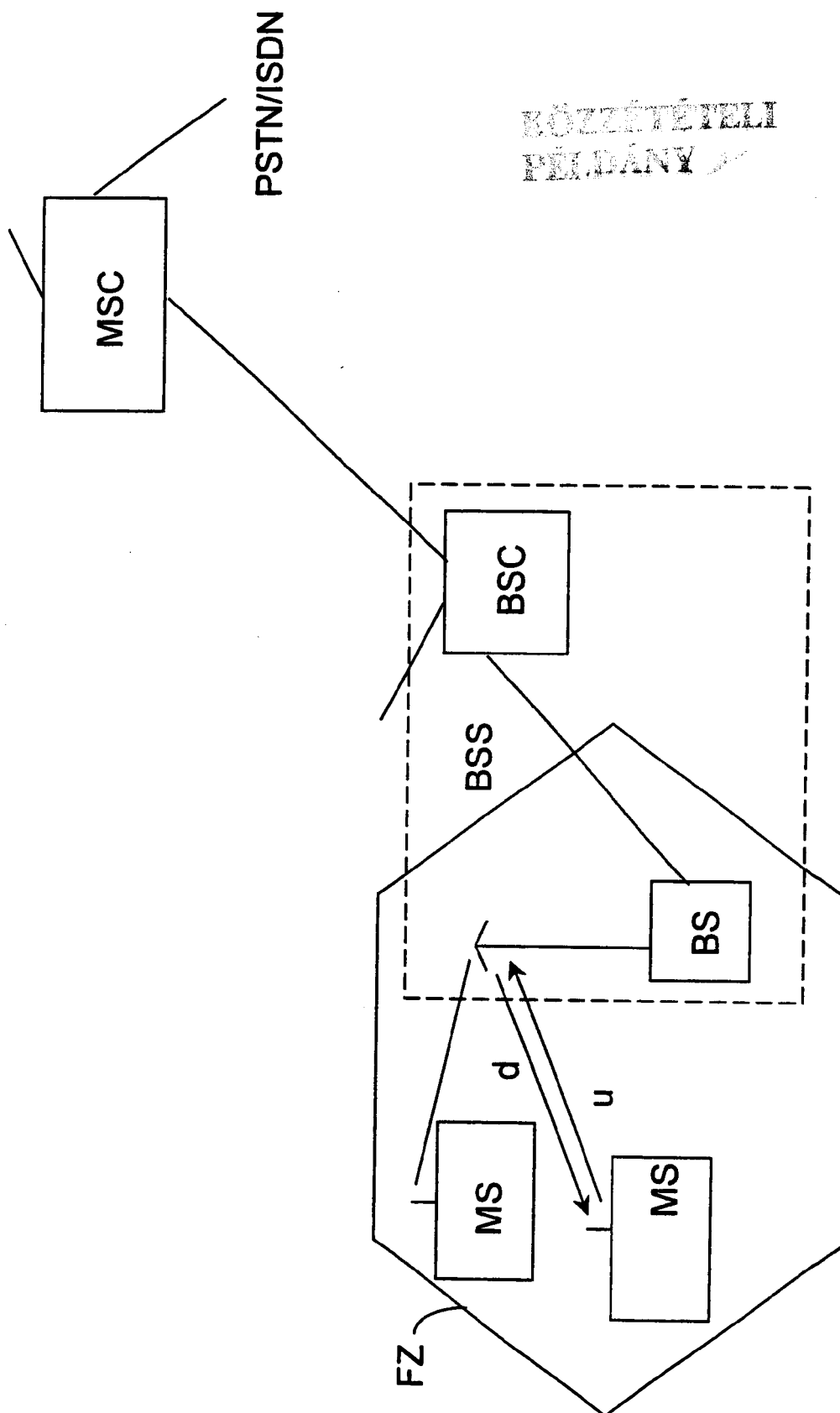
3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1+1+1; 3201, +1-1-1+1, 3201, -1-1-
1+1; 3201, +1-1+1-1, 3201, -1-1+1-1;, 3201, +1-1-1-1; 3201, -
1-1-1-1; 1023, +1+1-1+1; 1023, -1+1-1+1; 1023, +1-1-1+1; 1023,
-1-1-1+1; 1023, +1+1-1-1; 1023, -1+1-1-1; 1023, +1-1-1-1;
1023, -1-1-1-1;, és így információkat nyerünk az első, illetve
második $K1(j), K2(k)$ részsorozatokról.

11.09.2, 13.09.20


A meghatalmazott:



1. Ábra



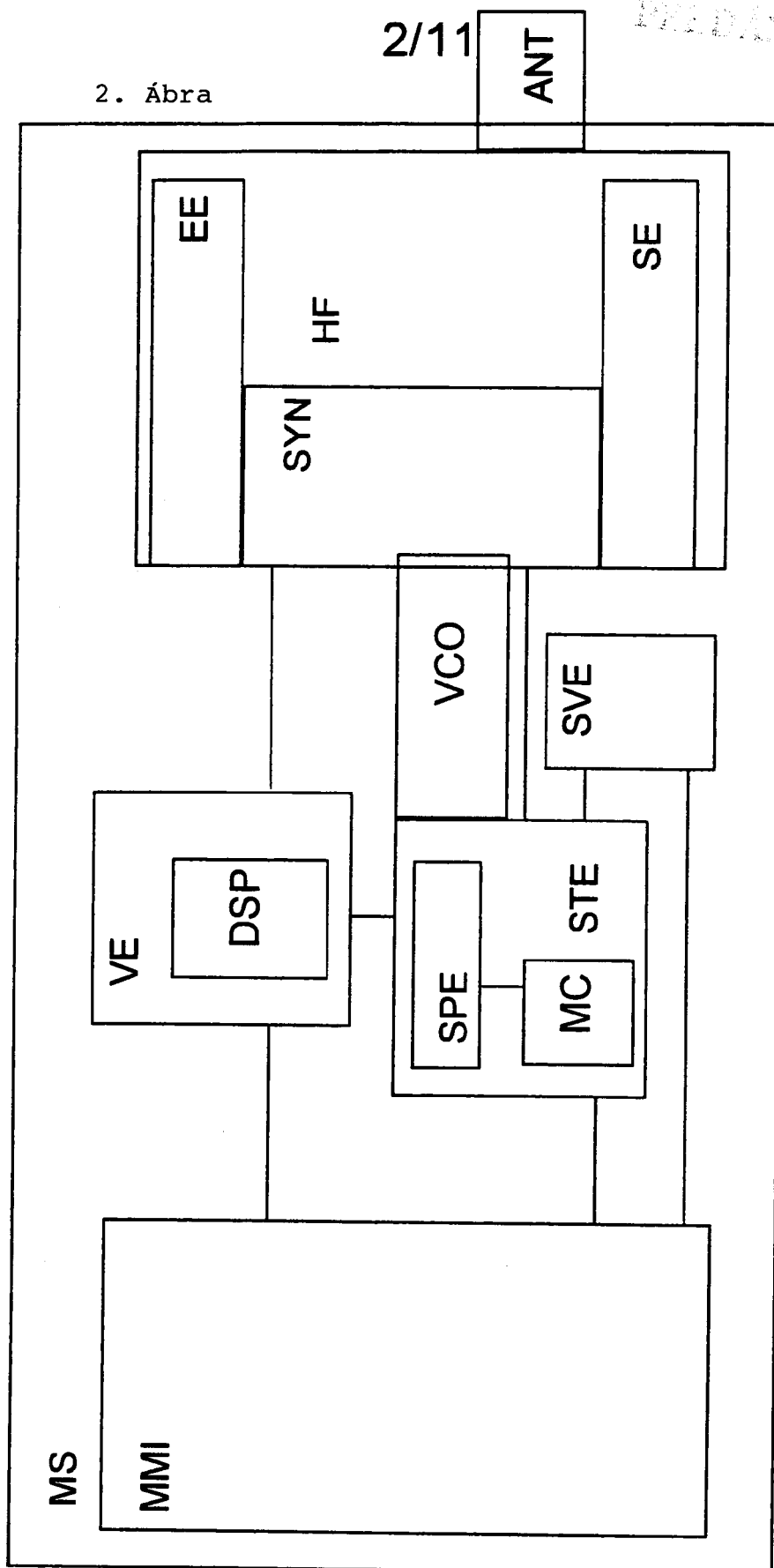
KÖZZÉTÉTELI
 PÉLDÁNY

4423

SECRET
PRIDAY

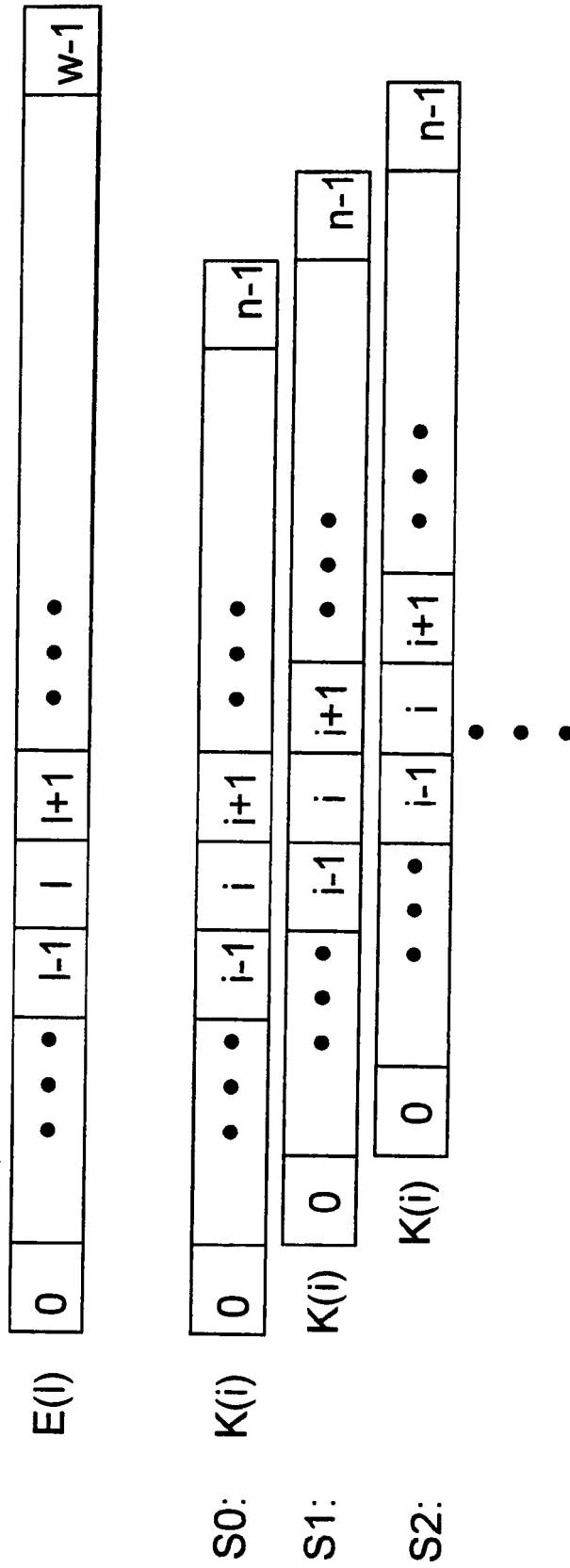
2/11

2. Ábra



3/11

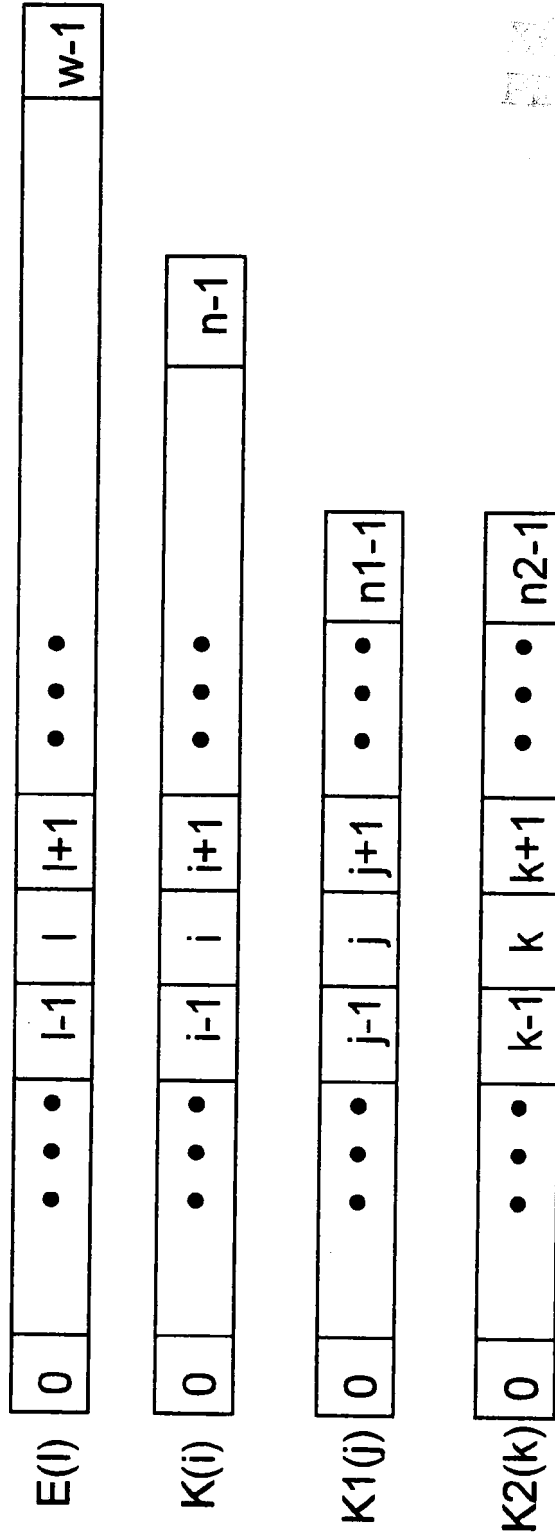
3. Ábra



KÖZLELTÉSI
FELÜLET

4/11

4. Ábra

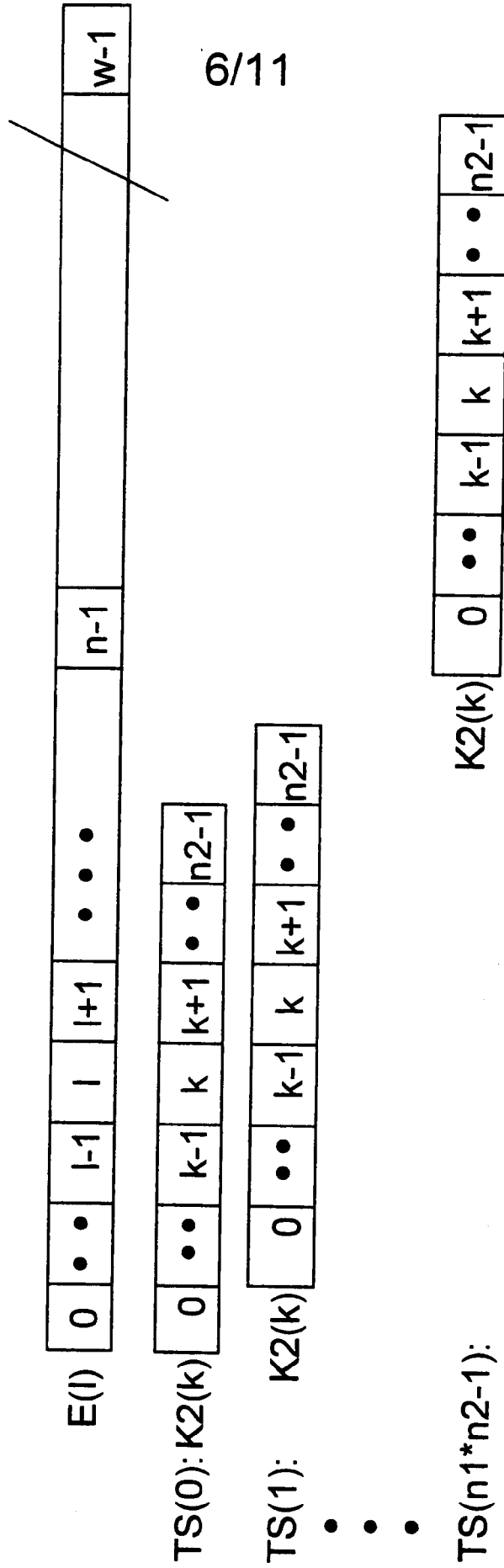


NOT REPRODUCIBLE
PROPERTY

6. Ábra

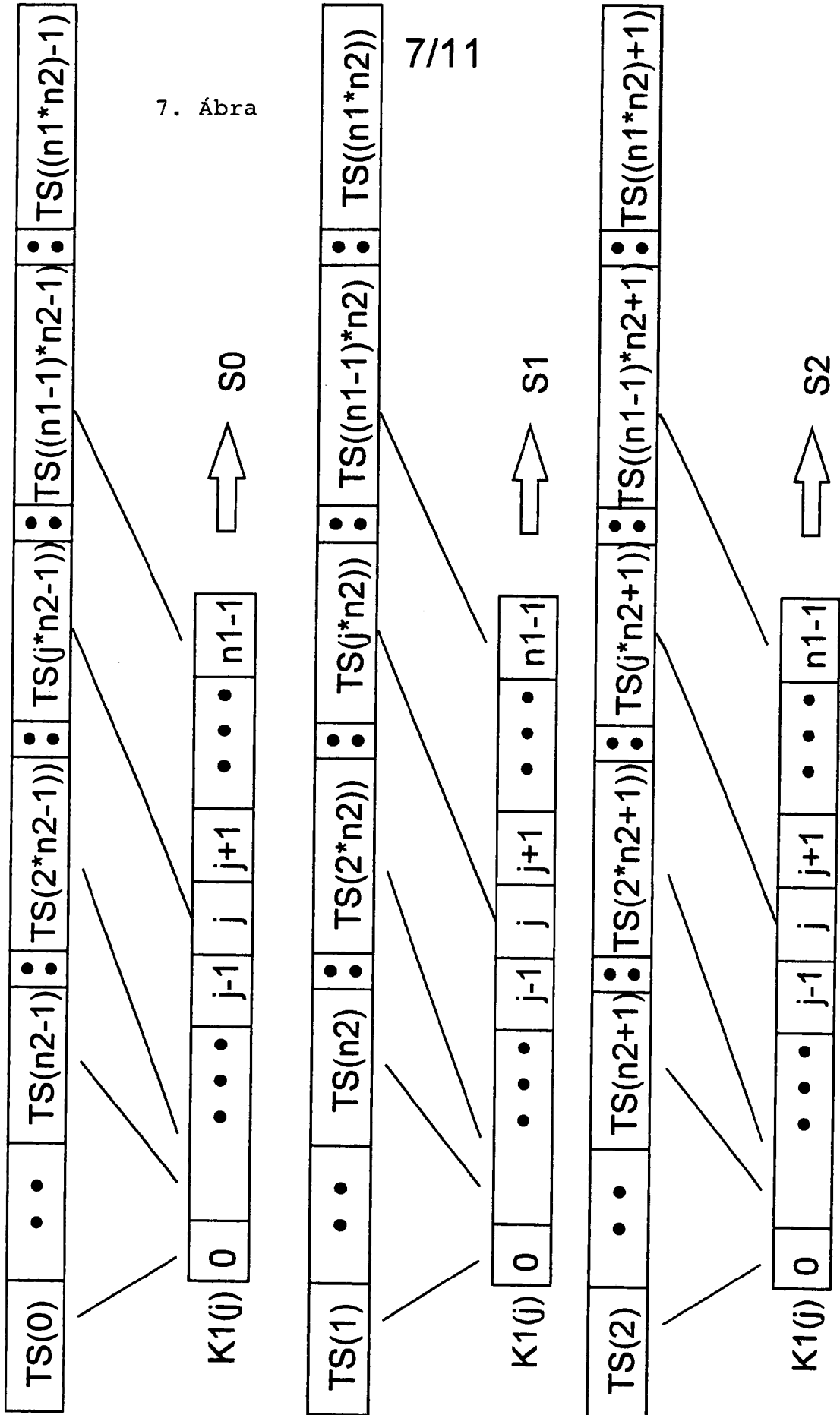
6/11

UNIVERSITÄT
BUDAPEST



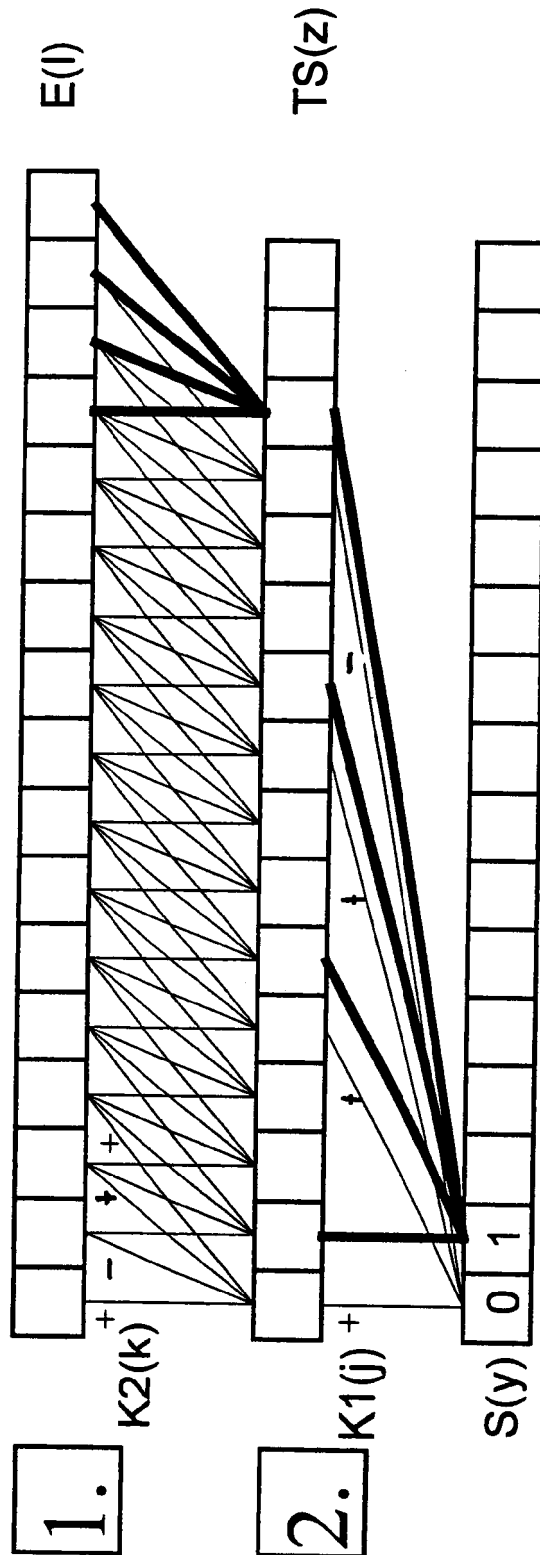
7. Ábra

7/11



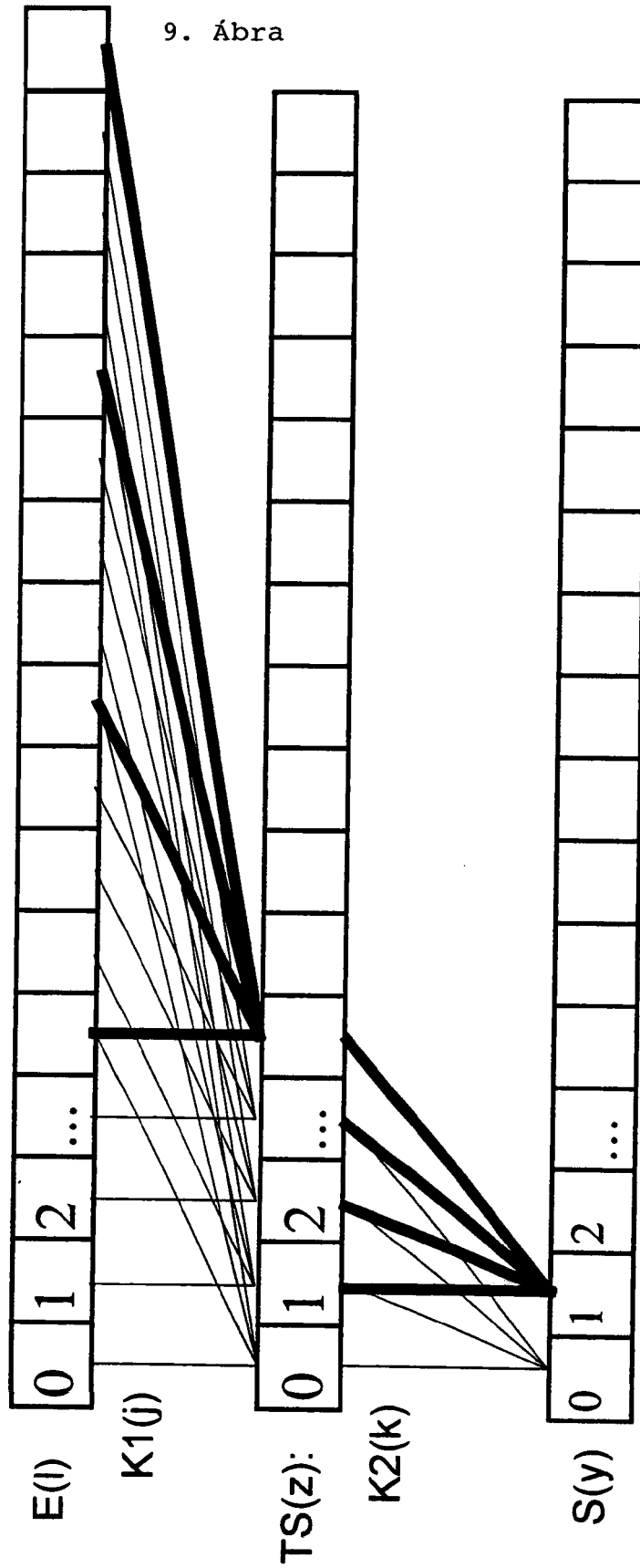
8/11

8. Ábra



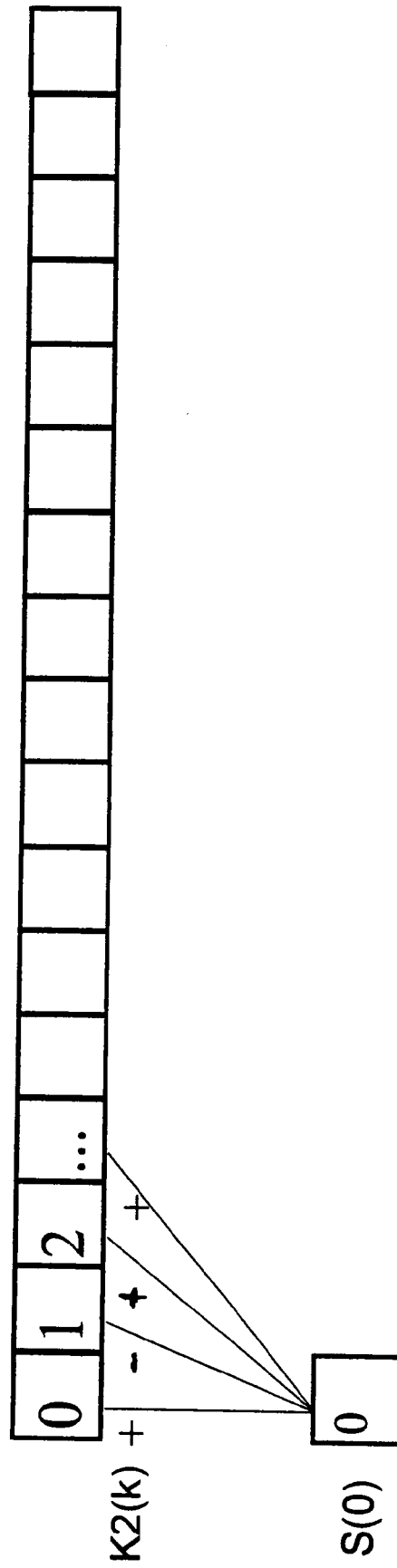
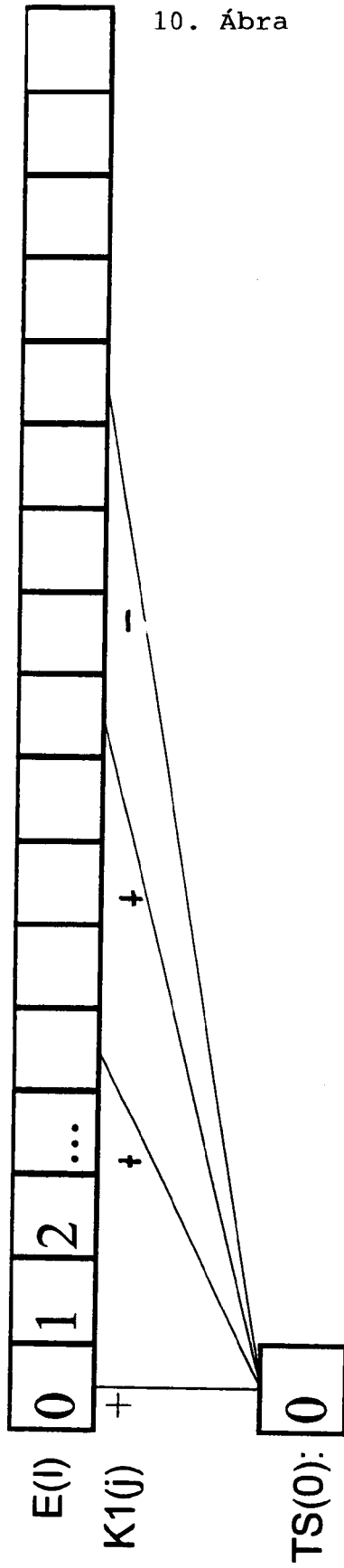
9/11

9. Ábra



10/11

10. Ábra



11/11

11. Ábra

