

A BUDAPESTI MŰSZAKI FŐISKOLA
KANDÓ KÁLMÁN VILLAMOSMÉRNÖKI FŐISKOLAI KAR JEGYZETE

Digitális technika II.

**Ámonné Jávorszky Márta—
Dr. Kármán Péter—Mohos Pál—Zsom Gyula**

Digitális technika II.

7. KIADÁS

**A BUDAPESTI MŰSZAKI FŐISKOLA
KANDÓ KÁLMÁN VILLAMOSMÉRNÖKI FŐISKOLAI KAR
MEGBÍZÁSÁBÓL KIADJA A MŰSZAKI KÖNYVKIADÓ,
BUDAPEST**

Lektorok:

DR. KOHUT JÓZSEF
SAUFERT JÁNOS

Alkotó szerkesztő:

ZSOM GYULA

1. SORRENDI HÁLÓZATOK

1.1. SZÁMLÁLÓK, FREKVENCIAOSZTÓK

1.1.1. Funkció, a működés alapelve

Az előzőekben már alapelemként megismert JK és D flip-flopokból felépített számlálókat szinte minden digitális berendezésben, egységben találunk, alkalmazunk. A számláló (katalógusokban angolul Counter-ek) alapvető feladata az, hogy a bemenetükre adott impulzusokat, órajel (Clock jelet) adott feltételek között megszámlálják és a következő órajel impulzus megérkezéséig "emlékezzenek" a számlálás eredményére. A számláló működésében tehát természetesnek vesszük a tárolási funkciót is. Tekintve, hogy a számláló áramköröket rendszerint egyéb vezérlő bemenetekkel is ellátják, felépítéstől függetlenül nemcsak számlálásra, hanem ezzel "rokon" feladatokra: pl. frekvencia osztásra, sorrendi áramkörök vezérlésére, matematikai műveletek végzésére is használhatók. A számláló egyszerűsített vázlatát az 1.1.a ábra mutatja: a számláló végeredményben egy olyan megadott szabályok szerint összekapcsolt flip-flop sorozat, amely az egymás után érkező órajel impulzusok hatására "mindig eggyel tovább számol", vagyis az A, B, C, ... kimeneteken az adott kód (bináris, BCD, stb.) soron következő kombinációját állítja elő, két órajel közötti időtartamban pedig az utolsó kimeneti jelkombinációt tárolja. A működési sorrendet az 1.1.b ábra állapot diagramja szemlélteti: egy-egy órajel impulzus hatására a nyíl által jelölt sorrendben mindig a következő állapotba ugrik (az állapotokat bináris, decimális számokkal, vagy egyéb szimbólumokkal jelöljük). Az összes állapot megadott sorrendben történő végigjárása után, a számláló leg több típusa visszatér a kezdeti nulla helyzetbe; a kör záródik, a számlálási ciklus végén felvett

© ÁMONNÉ JÁVORSZKY MÁRTA, DR. KÁRMÁN PÉTER,
MOHOS PÁL, ZSOM GYULA

© HUNGARIAN EDITION MŰSZAKI KÖNYVKIADÓ, 2000

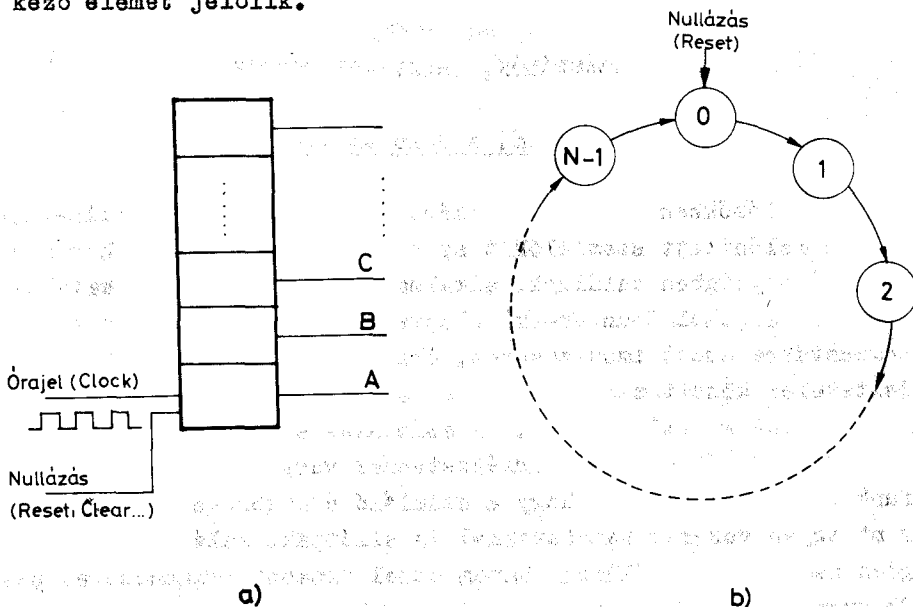
ISBN 963 16 1787 4

Kiadja a Műszaki Könyvkiadó Kft.
Felelős kiadó: Bérczi Sándor ügyvezető igazgató

Nyomta és kötötte a Borsodi Nyomda
Felelős vezető: Ducsay György ügyvezető igazgató

Műszaki vezető: Trencsényi Ágnes
A könyv formátuma: B5. Terjedelme: 32,125 (A5) ív
Ábrák száma: 337. Azonossági száma: 49 273/II
Készült az MSZ 5601:1983 és 5602:1983 szerint

állapot az $N-1$ -edik, az összes állapot száma, a zérust is be-
számítva, összesen: N , ezt nevezzük a számláló modulusának.
A feladat legtöbbször az, hogy adott hosszúságú, modulusu,
adott kódu számlálót állítsunk össze, vagyis amelynek állapot
diagramjában a körökbe irt számok az előírt kód egy-egy követ-
kező elemét jelölik.



1.1. ábra.

A számláló a sorrendi hálózatok tipikus példája; mindaz,
amit előző tanulmányainkban a sorrendi áramkörökről elmondtunk,
a számlálóra teljes egészében érvényes (a bemeneti - primer -
vezérlőjelek mellett figyelembe veszi az előző állapot sze-
kunder - tárolt jeleit). Ennek megfelelően ugyanúgy, mint min-
den sorrendi hálózat, a számláló is aszinkron, vagy szinkron
működésű lehet, természetesen a megfelelő felépítéssel. A to-
vábbiakban a számlálókat ebben a csoportosításban tárgyaljuk:
először az egyszerűbb felépítésű aszinkron, majd a kicsit bo-
nyolultabb, de "rendezettebb" működésű szinkron változatokat.

Az aszinkron számlálókra az jellemző, hogy a beérkező
számolandó órajel nem jut el mindegyik flip-flophoz egyszer-
re, hanem csak az elsőhöz. Ennek állapot változása idézi elő
a következő flip-flop billenését és így tovább, vagyis az

órajel hatása végig "hullámzik" a teljes számlálón (innen az
egyik szokásos elnevezés: Ripple-counter, "hullám-számláló").
A flip-flopok tehát egymást billentik, az órajel hatása csak
késleltetve jut el a legutolsó elemig, az állapot változás
nem egyidejű, azaz aszinkron.

A szinkron számláló flip-flopjai egyszerre ugyanazt az
órajellet kapják, a billenést az órajel szinkronizálja, egy-
idejűsíti. A szinkron számláló felépítése általában bonyo-
lultabb, mivel a tárolók óra-bemenete már foglalt, így az elő-
készítő bemenetek (J, K, ill. D) vezérlésével lehet csak az
adott kód szerinti billenési sorrendet megvalósítani, amihez
járulékos kombinációs hálózat szükséges. Mindez a következő
részletes tárgyalás alapján, konkrét példák bemutatásán ke-
resztül remélhetőleg érthető lesz.

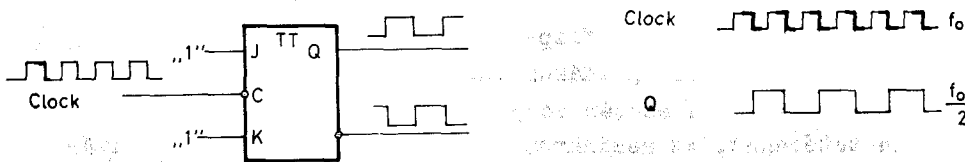
1.1.2. ASZINKRON SZÁMLÁLÓK, FREKVENCIAOSZTÓK

A különböző típusú flip-flopokból felépített különféle
változatokat konkrét példákon tárgyaljuk a könnyebb érthető-
ség kedvéért, majd ezután vonjuk le az általánosan érvényes kö-
vetkeztetéseket. Az aszinkron számláló működésének tanulmá-
nyozását kezdjük a legegyszerűbb változattal, a bináris szám-
lálókkal. Első példánk legyen a következő:

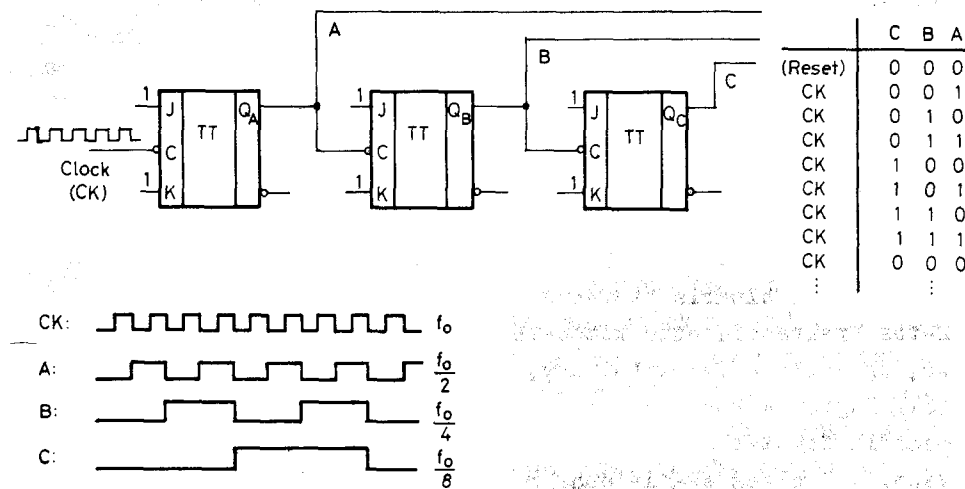
Bináris előreszámláló (UP-COUNTER) JK flip-flopokkal 3 bit-re:

Amint azt a flip-flopok ismertetéséből tudjuk, a $J = K = 1$
vezérlés esetén a flip-flop minden órajelre (annak adott,
például 1-0, átmenetére) ellentétes állapotba billen (1.2. áb-
ra). Látható, hogy egy JK flip-flop 2-tes frekvenciaosztóként,
"2-tes számlálóként" működik ilyen vezérléssel. Logikusan adó-
dik, hogy a bináris "továbbszámláláshoz", bővítéshez ezen
2-tes frekvenciaosztó kimenetéhez kell kapcsolni egy követke-
ző, ugyanilyen fokozatot úgy, hogy az első fokozat Q kimeneti
jele legyen a következő flip-flop GLOCK bemeneti jele, majd a
második fokozat kimenetére egy harmadik fokozatot és így to-
vább. A 3 bites számlálóknak 8 állapotot kell előállítania bi-
náris kódban, ehhez tehát 3 flip-flop szükséges az 1.3. ábra

szerint. Az így keletkezett számláló kimenetei a flip-flopok Q_A , Q_B és Q_C kimenetei, amelyek tehát 2-vel, 4-gyel és 8-cal osztott frekvenciát szolgáltatnak. Az idődiagramokat úgy rajzoltuk, hogy a következő flip-flop mindig akkor billen ellentétes állapotba, amikor az őt megelőző flip-flop kimenetén 1-0 átmenet keletkezik. Az idődiagramok alapján belátható, hogy a számláló A, B, C kimenetein minden órajel hatására 1-gyel növekvő bináris szám-kód áll elő, vagyis a számláló a táblázatban feltüntetett bináris sorrendben számol. A legkisebb helyiértékű kimenet az A, amely a 2-vel osztott óra- f_0 frekvenciájú jelet szolgáltatja; a táblázatból is látszik, hogy A minden órajelre ellentétesre kell, hogy változtassa értékét (0 után 1-re, 1 után 0-ra). A következő B kimenet mindig akkor változtat állapotot, amikor A értéke 1-ről 0-ra változik, C pedig akkor, amikor B változik 1-ről 0-ra. Egy teljes ciklus $2^3 = 8$ órajelből áll, ezután előről kezdődik a számlálás.

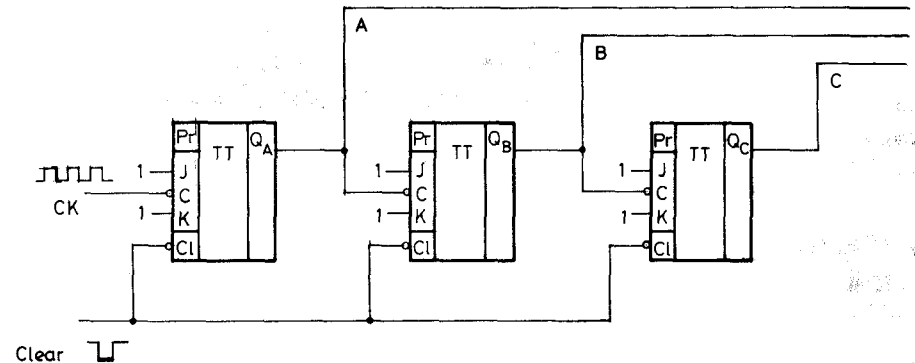


1.2. ábra.



1.3. ábra.

Az esetek többségében a számlálást nullázásnak kell megelőznie azért, hogy a ciklus 0-ról induljon. Ehhez a számlálót ki kell egészítenünk egy RESET, vagy CLEAR bemenettel, amelynek segítségével a számlálót statikusan 000-ra állíthatjuk. Tekintve, hogy a szokásos JK flip-flop típusokat Reset és Clear bemenetekkel is ellátják (amelynek elsőbbsége van a többi: J, K, Clock bemenetekkel szemben), a nullázás jelen példánkban úgy oldható meg legegyszerűbben, hogy valamennyi flip-flop CLEAR bemenetét egy közös vezetékre kötjük; ennek 0-ra vitelével lehet a teljes számlálót 0-ra állítani (1.4. ábra). Amíg a CLEAR-t működtetjük (0-val), addig a számlálóra hiába érkezik CLOCK jel, számlálás nem történik, mindegyik kimenet konstans 0 szinten van.



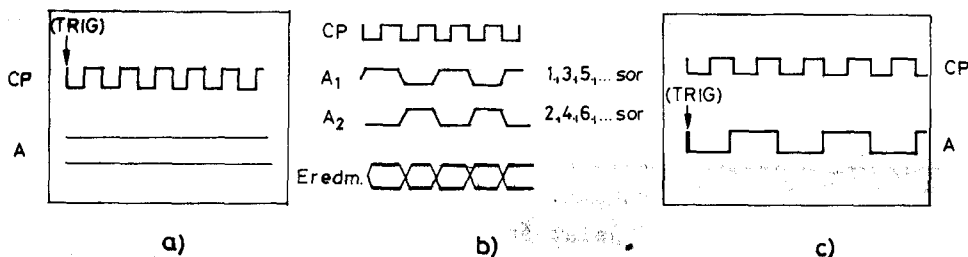
1.4. ábra.

A sorrendi hálózatok, így a számláncok bemérésekor, üzembehelyezésnél való ellenőrzésekor gyakori, hogy a működést oszcilloszkóppal vizsgáljuk. Látszik, hogy esetünkben négysugaras oszcilloszkóp lenne szükséges, de ez általában nem áll rendelkezésre, be kell érniünk a szokásos kétsugaras műszerrel. Így természetesen nem tudjuk egyszerre mind a négy jelet figyelni, csak mindig kettőt, többféle párosításban, mindaddig, míg a teljes idődiagramot fel nem vettük. Elsőnek például célszerű az első fokozat helyes működését vizsgálni, vagyis érnőre vinni a CLOCK jelet és az A kimenetet. A felmerülő alapkérdés, ami analóg áramkörök vizsgálatakor kevésbé jelentős, de digitális áramköröknél alapvetően fontos, hogy az

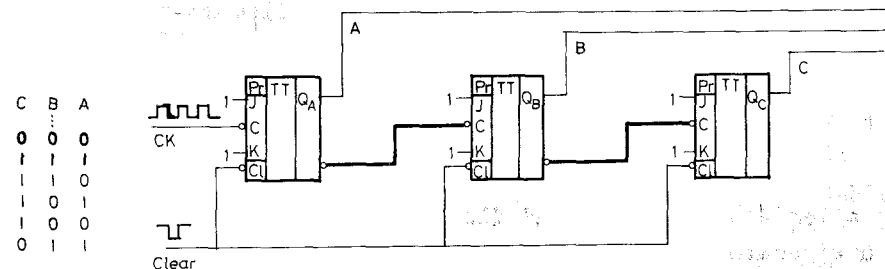
oszilloszkópot melyik jelről indítsuk (triggereljük). Első pillanatban az tűnik logikusnak, hogy - mivel a CLOCK jel az "ok", az A leadott jel pedig az "okozat" - a trigger jelet a CLOCK-ról vegyük, ahhoz, hogy biztosan "álló" ábrát kapjunk. Ha ezt tesszük, a CLOCK ábrája valóban "álló" lesz, de az A jel helyén előfordulhat, hogy két párhuzamos vonalat látunk, nem négyszögjelet (1.5a ábra)! A jelenség oka némi gondolkodás után belátható: a jelfrekvenciától és az oszcilloszkóp trigger-frekvenciájától függően lehetséges, hogy az egymás után felrajzolt sorokban a "ritkább", kisebb frekvenciájú A jel mindig ellentétes fázisban indul, és rajzolódik fel (1.5b ábrán A_1 és A_2 , majd ismét A_1 , majd A_2 és így tovább), ami gyors felfutású jel esetén a szem tehetetlensége folytán a 0 és 1 értéknél megjelenő folytonos vonalnak látszik. A kisebb frekvenciájú A jel is "áll az ernyőn", csak éppen fázisa változik soronként, mivel erre nincs kikötés, hiszen mi a CP jel lefutására indítunk, de ezzel egyidejűleg az A jelben 0-1, vagy 1-0 ugrás is lehet. A megoldás egyértelmű: annak ellenére, hogy nem tűnik logikusnak, mégiscsak a kisebb frekvenciájú "következményre", az A jelre kell indítanunk az oszcilloszkóp eltérítését; így biztos, hogy A adott kezdőfázissal rajzolódik a képernyőre, és az is könnyen belátható, hogy az ezt létrehozó CP jel (mivel szoros összefüggésben van A-val) szintén adott kezdőfázissal "állni" fog a képernyőn. Az általános és megszivlelendő szabály tehát az, hogy mindig a kisebb frekvenciájú, "ritkább", leosztott jelre kell indítanunk a vízszintes eltérítést, a "sűrűbb" jel ezután már szükségképpen helyes fázissal "áll" az ernyőn (1.5c ábra).

Bináris visszaszámláló (DOWN-COUNTER) JK flip-flopokkal 3 bit-re

Érdeemes megvizsgálnunk, hogy a bináris kódu visszafelé számláláshoz milyen módosítást kell végrehajtanunk a számlálón, ez is hozzásegíthet bennünket az aszinkron számláló működésének megértéséhez. Az előbbi esetben a feladat az volt, hogy minden olyan alkalommal, amikor valamelyik flip-flop l-ből 0-ba billent, a következő flip-flopnak kellett "tovább számolnia", azaz ellentétes állapotba billennie (ha olyan flip-flopokat használunk, amelyek az órajel bemenetükre adott l-0 átmenetre billennek). Jelenleg fordított a helyzet: a visszaszámláló esetében egy adott flip-flop 0-1 átmenetének kell a következő fokozatot ellentétes állapotba billentenie. Ez könnyen belátható abból, hogy amikor a 3 bites számláló a 000 állapotba ér, utána a bináris 7-esre, 111-re kell "ugrania" (1.6. ábra). Ebből következik, hogy a fokozatokat úgy kell "aszinkron módon" egymás után kötnünk, hogy (l-0 óra-átmenetre billenő flip-flopokat feltételezve) a Q kimenet helyett a \bar{Q} kimenetet kell a következő flip-flop órajel bemenetére vezetnünk az 1.6. ábra szerint. Az első, A flip-flop bekötése nem változik, ennek továbbra is az a feladata, hogy minden órajelre (beérkező számlálandó jelre) ellentétes állapotba billenjen. Fontos az is, hogy a teljes számlánc kimeneteinek továbbra is a Q_A , Q_B és Q_C kimenetet tekintjük, függetlenül attól, hogy a negáltjukat vezetjük a következő flip-flophoz. Ezek a kimenetek ebben az esetben is 2-vel, 4-gyel, 8-cal osztott frekvenciát szolgáltatnak, csak éppen a számlálás iránya ellentétes.



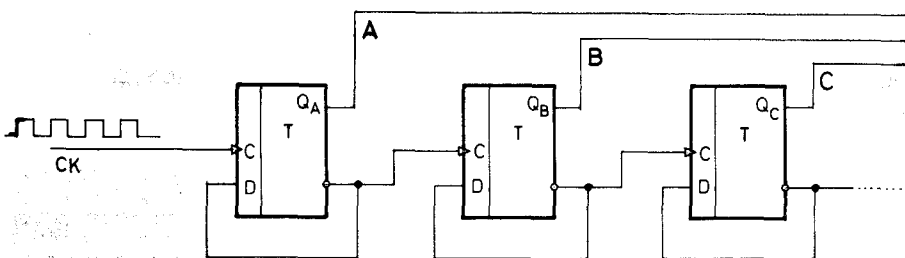
1.5. ábra.



1.6. ábra.

Bináris előreszámláló élvezérlésű D flip-flopokkal

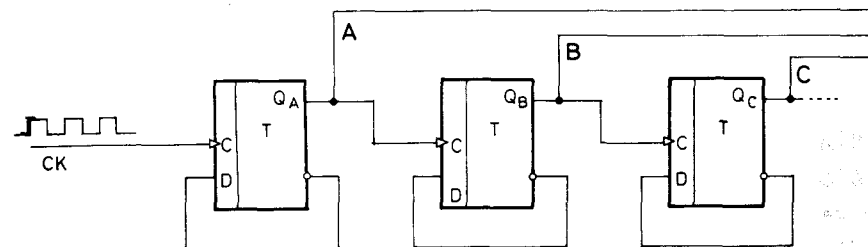
Tekintve, hogy a leggyakrabban használt D flip-flopok pozitív élvezérlésűek (billenés az órajel 0-1 átmenetére történik a D-re előkészített állapotba, mint például a TTL 7474-nél), érdemes megvizsgálnunk, hogy milyen módon építhetők fel számlálók ezekből a típusokból. Önmagukban a D flip-flopok - ahogyan ezt már említettük - nem alkalmasak számlálási funkciók betöltésére, frekvencia-osztásra (órajelenként ellentétes állapotba billenésre). Ehhez külső összekötéssel a \bar{Q} kivezetést a D-hez "vissza kell csatolnunk", amivel mindig a jelenlegi állapot negáltját készítjük elő. Első feltétel tehát minden flip-flop \bar{Q} - D összekötése. A következő, amit meg kell gondolnunk, hogy - az előzőkhöz hasonló aszinkron felépítésben - melyik kimenetet kell a következő óra-bemenetre vinnünk. Az előzőek alapján belátható, hogy ezt mindig a számlálás iránya és a billentést előidéző órajel fázisa dönti el. Jelen példánkban - mivel a billenés az órajel 0-1 átmenete hatására történik, viszont a következő flip-flopnak mindig akkor kell billennie, amikor az előző flip-flop 1-ből 0-ba vált át - előreszámláláshoz a \bar{Q} jelet kell a következő fokozat számára továbbvinnünk (1.7. ábra). Természetes, hogy a számláló kimenetei ebben az esetben is a flip-flopok Q kimeneteivel azonosak.



1.7. ábra.

Bináris visszashámláló élvezérlésű D flip-flopokkal

Az előzőekhez hasonlóan, a számlálási irány megfordítása az ellentétes "polaritású" flip-flop kimenetek (jelen esetben a Q kimenetek) következő órabemenethez történő kapcsolásával valósítható meg (1.8. ábra).

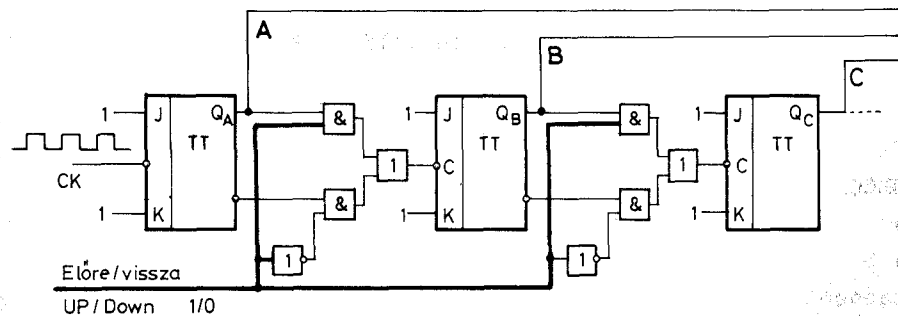


1.8. ábra.

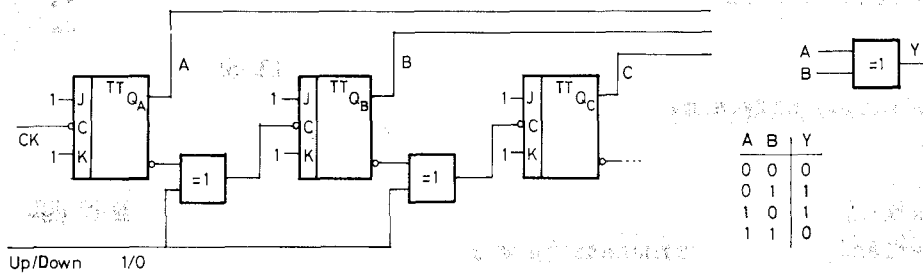
Vezérelhető előre-vissza számláló (UP-DOWN COUNTER) pl. JK flip-flopokkal

Feltételezzük továbbra is, hogy 1-0 átmenetre billenő JK flip-flopokkal dolgozunk. A bináris aszinkron előreszámláláshoz a Q kimeneteket kell a következő fokozat CLOCK bemenetére vinnünk, visszashámláláshoz pedig a \bar{Q} kimeneteket. Ha a számlálási irány változtatását vezérelhetően kívánjuk megoldani, akkor gondoskodnunk kell egy olyan kiegészítő hálózatról, amely a vezérlő (UP-DOWN) bemenet állapotától függően vagy a Q, vagy a \bar{Q} kimenetre kapcsolja a következő flip-flop CLOCK bemenetét a számláló összes fokozatában. Tegyük fel, hogy az UP-DOWN vezérlő bemenet 1-es állapotában előre-, 0-ás állapotában visszashámlálás az előírás, akkor minden flip-flop CLOCK bemenete elé olyan "választó" áramkört kell tennünk, amely 1-es vezérléskor az előző flip-flop Q, 0-ás vezérléskor a \bar{Q} kimenetre kapcsolja az óra-bemenetet. Ilyen "választó" kapcsolót szokásos módon úgy készíthetünk, hogy a vezérlő jellel, ill. negáltjával egy-egy ÉS kaput engedélyezünk, majd ezek kimenetét egy VAGY kapura vezetjük, például az 1.9. ábra szerint (az első flip-flop közvetlenül kaphatja az órajelet, hiszen tudjuk, hogy ennek mindkét irányban történő számlálás esetén, órajelenként ellentétes állapotba kell billennie!). Látható, hogy a megvalósításhoz meglehetősen sok áramkör szükséges. Egyszerűbb, ha a két bemenetű kizáró-VAGY kapu azon tulajdonságát használjuk ki, hogy - az 1.10b ábra igazságtáblázatának megfelelően - amennyiben egyik bemenete, pl. A = 0 vezérlésű, akkor a kimeneti jele megegyezik a másik, B bemenet-re adott jellel, ha A = 1-es vezérlésű, akkor a kimeneten B negáltja jelenik meg. Elegendő a flip-flop kimenetek és a kö-

vetkező óra bemenet közé egy-egy kizáró-VAGY kaput tennünk, és ezek egyik bemenetét az UP/DOWN jellel vezérelnünk. Ha a vezérlő jel 1-es, akkor a kapu negál, ami egyenértékű azzal, mintha a Q kimeneteket kötöttük volna össze az óra-bemenetekkel, ha a vezérlő jel 0, akkor \bar{Q} kimenetek jele kerül a következő óra bemenetekre. Ezzel a megoldással megtakaríthatunk egy meglehetősen bonyolult kapu hálózatot (1.10a ábra). Feltétlenül észre kell vennünk az ilyen módon felépített aszinkron előre-vissza számláló hátrányos tulajdonságát: amikor az UP/DOWN vezérlő jel állapotát megváltoztatjuk abból a célból, hogy a számlálás irányát megváltoztassuk, akkor ennek hatására egyes óra-bemeneteken 1-0 tranzienst léphet fel, ami a számláló állapotának megváltozásához vezet, holott bemeneti órajel nem is érkezett. Ezt a hibás működést csak bonyolult kapuzással, de inkább szinkron számláló felhasználásával lehet kiküszöbölni (a szinkron számláló óra-bemenete közös, és állapotváltozás csak a beérkező számlálandó órajel hatására következhet be).



1.9. ábra.



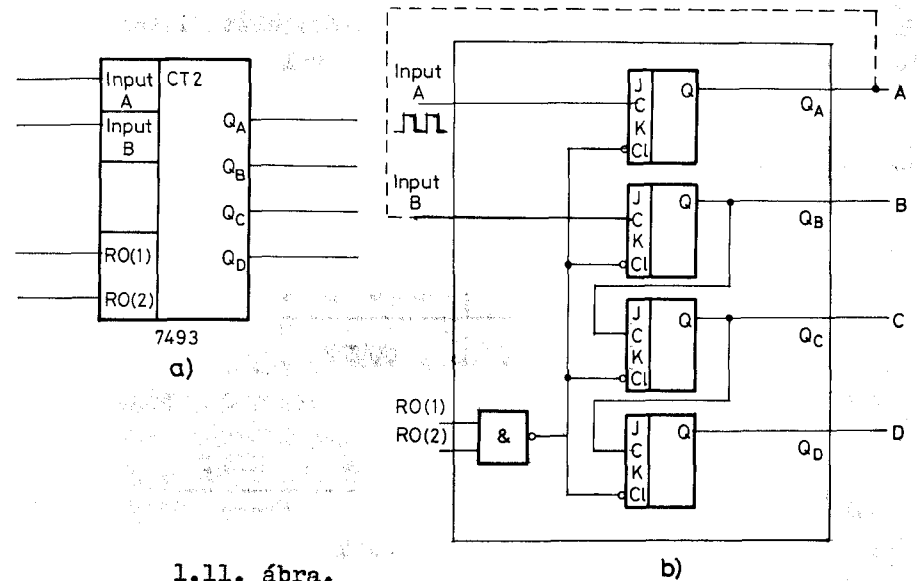
1.10. ábra.

Aszinkron MSI számlálók:

Aszinkron számlálókat egyszerűségük és olcsóságuk miatt gyakran alkalmazunk digitális áramkörökben, berendezésekben. Természetesen ezeket a számlálókat nem kell egyenként, különálló flip-flopokból összeállítanunk; a legkülönbözőbb célokra igen sokféle "kész", MSI áramkör áll rendelkezésünkre. Részletes tájékoztatást, leírást a katalógusokban találunk. Példaként néhány, nagyon gyakran előforduló, jellemző típust mutatunk be.

TTL aszinkron bináris előreszámláló: 7493

A számláló 4 bites, vázlatát a bemenetek és kimenetek katalógusban használt jelöléseivel az 1.11a ábra mutatja. Az



1.11. ábra.

áramkör "belsejében" 4 db JK flip-flop van ($J=K=1$ vezérléssel) az 1.11b ábra szerinti elrendezésben. A B, C, D flip-flopok bináris számlálóként vannak összehuzalozva (a Q kimenet a következő $C = \text{CLOCK}$ bemenethez csatlakozik). Az A flip-flop külön, a többitől függetlenül működtethető, nincs kapcsolatban a többivel (kivéve a közös RESET-et). A számlálás az órajel 1-0 átmenete hatására történik. Ahhoz, hogy 4 bites (16 állapotú) számlálót hozzunk létre, külső huzalozással kell a Q_A kimenetet az INPUT B bemenettel összekötnünk.

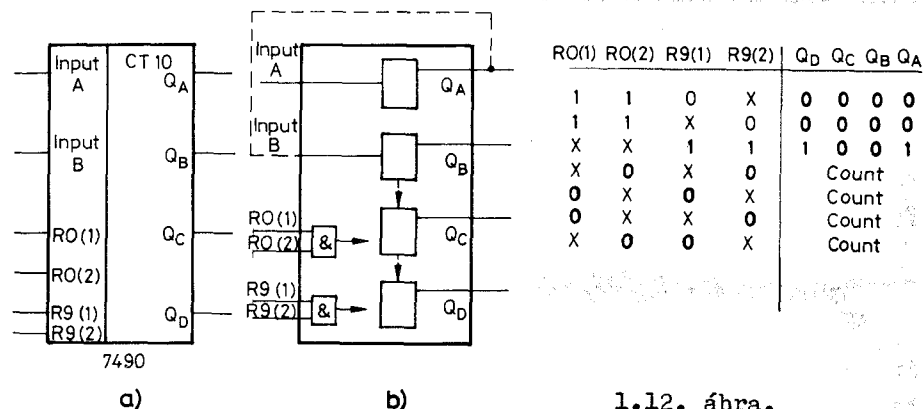
(1.11b ábrán szaggatott vonallal), a számlálандó órajelet pedig az INPUT A bemenetre kell vezetnünk. Ezen összekötés nélkül az A flip-flop külön 2-es osztóként, a többi három az INPUT B bemenettől a Q_D kimenetig külön 8-as osztóként, számlálóként használható. A nullázó RO(1) és RO(2) RESET bemenetek ÉS kapcsolatban vannak: a számláló az órajeltől függetlenül nullázódik, ha mindkét RESET bemenet 1-en van (1. az igazságtáblázatot!). A RESET feltételből az is következik, hogy a számláláshoz (COUNT) valamelyik RESET bemenetet 0-ra kell vinnünk. (Gyakran előforduló hiba, hogy ha nincs szükségünk nullázásra "nem használjuk", azaz üresen hagyjuk ezeket a bemeneteket. Az üresen hagyott bemenet - TTL-ről lévén szó - 1-es vezérlésűnek számít, emiatt a számláló állandóan RESET állapotban lesz, nem számolja az órajelet, látszólag nem működik!). Ez a TTL számláló normál változatban 130 mW-os táp-teljesítményt vesz fel és a legnagyobb órajelet frekvencia 32 MHz, vagyis a viszonylag nagy frekvenciahatár ára a meglehetősen nagy disszipáció (a kettő között mindig kompromisszumot kell kötnünk, lásd az L, LS, S ... változatokat!).

RO/1/	RO/2/	Q _D Q _C Q _B Q _A
0	0	COUNT
0	1	COUNT
1	0	COUNT
1	1	0 0 0 0 RESET

TTL aszinkron dekádszámláló: 7490

Olyan berendezésekben, ahol a számlálás eredményét ki jelezhetővé kívánjuk tenni, célszerű a számlálást BCD kódban végezni (a kijelzés így számjegyenként azonos típusu dekódolóval megoldható). Ezért elterjedt és nagyon gyakori a dekádszámláló - köztük talán leggyakrabban a 7490-es - felhasználása. Egy BCD számjegyre is 4 bit szükséges, 4 bittel viszont 16 lehetséges állapot valósítható meg. A 16 állapotból 6 állapot kiiktatásával, kitiltásával, jutunk a BCD rendszerhez, amely ily módon bizonyos értelmű "pazarlást" jelent (viszont az

előbb említett számjegyenkénti megjelenítésben előnyös). A 7490-es tömbvázlata hasonló az előző, bináris változathoz (1.12a ábra a katalógusban szereplő jelölésekkel). Az A flip-flop itt is a többitől független 2-es frekvencia osztóként működtethető (kivéve a közös RESET-eket). A B ... D csoport - itt nem részletezett kapcsolásban - 5-ös osztóként; 0-1-2-3-4-0- ... sorrendű 5 állapotú számlálóként működik (3 állapotot kitiltanak). BCD számláláshoz az első, Q_A kimenetet külső huzalozással a második: INPUT B bemenethez kell



1.12. ábra.

csatlakoztatni. Így a 2-es osztó és az 5-ös osztó együttesen 10-es osztót, BCD számlálót alkot. Érdemes megjegyezni, hogy a BCD kódú számlálásból következően a kimeneteken - az A kivételével - nem szimmetrikus négyszögjelek állnak elő (1. a BCD kód-táblázatot!). Amennyiben frekvencia osztó alkalmazásban fontos a szimmetrikus, 50 %-os kitöltési tényezőjű 10-zel osztott jel előállítás, a 7490-et "fordított sorrendű" kapcsolásban kell használnunk: a Q_D kimenetet kell összekötnünk az INPUT A bemenettel, a leosztandó frekvenciájú jelet pedig az INPUT B bemenetre kell vezetnünk. A kimeneti szimmetrikus jelet a (2-es osztó) A kimeneten kapjuk. A 7490-esnek kétféle RESET bemenete van: RESET 0: RO(1) és RO(2), valamint RESET 9; R9(1) és R9(2), ezekkel vagy nullázni, vagy BCD 9-re lehet állítani a számlálót. Működését az igazságtábla szemlélteti: nullázás vagy 9-re állítás a megfelelő 2-2 ÉS bemenet egyidejű 1-re vitelével történhet. Fontos, hogy számlálás csak ak-

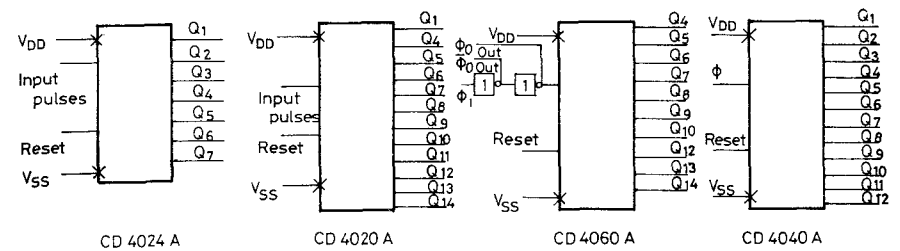
kor lehetséges, ha mind a RESET 0, mind a RESET 9 2-2 bemenete közül legalább az egyiket 0-ra visszük! A számlálás ennél a típusnál is az órajel 1-0 átmenete hatására történik. A bővítés, több dekádra kiterjesztés az előző tok MSB (D) kimenetének a következő fokozat bemenetére (INPUT A) kötésével lehetséges.

Érdeemes megjegyezni, hogy ebben a típuscsaládban létezik, és újabb fejlesztésekhez inkább ajánlható a 7493-as és 7490-es "második generációs" megfelelője a 74293-as és 74290-es. Ezek villamos jellemzők szempontjából teljesen egyeznek az "ős" típusokkal, csak a láb-elrendezés változott: kompatibilis lett a többi TTL típusal (10-es láb: föld és 5-ös láb: +táp bekötés helyett 7-es láb: föld, 14-es láb: +táp elrendezéssel). A TTL-ben létező és használatos típus még az aszinkron változatok közül a 74177 és 74197-es bináris-, valamint a 74176 és 74196-os dekádszámláló (paralel beírási lehetőséggel).

CMOS, komplementer-MOS aszinkron MSI számlálók:

Jellemzőjük, hogy kisebb számlálási sebességgel, kisebb órajel határfrekvenciával (2-5 MHz), viszont a bipoláris változatokhoz képest lényegesen kisebb tápteljesítménnyel (n.10 mikrowatt!) működtethetők. A tápfeszültségre sem olyan szigorú az előírás: általában 3 V ... 15V-os forrással (tehát stabilizálatlan tápegységgel, vagy teleppel) üzemeltethetők. A katalógusok legtöbbször 10 V esetre közlik a villamos paramétereket.

A CD 4000-es sorozat számlálói a legismertebbek, leggyakoribbak ebben a kategóriában, ezek közül is főként az egyetlen tokban meglehetősen sok fokozatot tartalmazó bináris "ripple" számlálók. A CD 4024A 7 fokozatu, a CD 4020A típus 14 fokozatu, a CD 4040A típus 12 fokozatu bináris számláló (vannak esetek, amikor nem vezetnek ki minden Q kimenetet). A CD 4060A áramkör egyetlen tokban egy 14 fokozatu bináris számlálót és egy oszcillátort is tartalmaz. Az említett típusok tömbvázlatát az 1.13. ábrán láthatjuk (a katalógus szerinti feliratokkal). Ugyanezek a típusok javított változatban is kaphatók ma már "B" jelzéssel (pl. RCA: CD 4024B, SGS-ATES: HCC 4024B, MOTOROLA: MC 14024B, ... stb.).



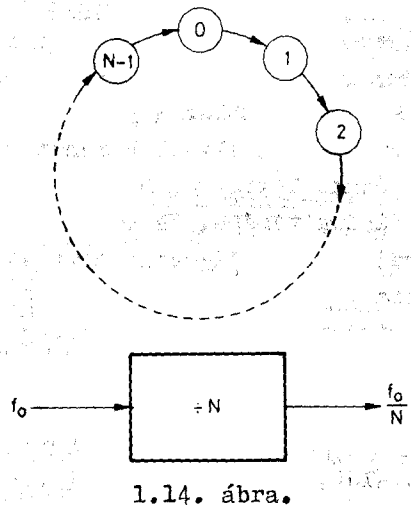
1.13. ábra.

Aszinkron MODULO-N számlálók (N-es frekvencia osztók)

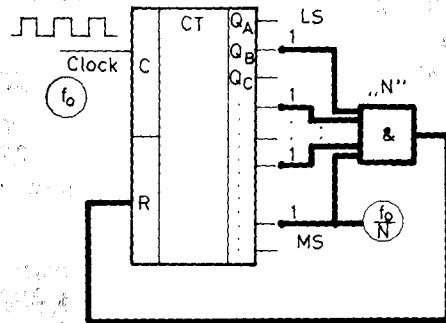
Digitális berendezésekben igen gyakori feladat, hogy egy adott (f_0) frekvenciájú jelből egy adott N-nel leosztott frekvenciájú jelet kell előállítanunk (f_0/N). Ehhez legegyszerűbb, ha egy N állapotú számlálót építünk fel, amelynek bemenetére a leosztandó frekvenciájú jelet adjuk. Tekintve, hogy a számláló N állapotunként ér egy-egy ciklus végére, és kezd egy újabb ciklust, vagyis N szamu órajelenként "ismétli önmagát", ez a ciklus-ismétlődési frekvencia (amelyet a számláló MSB kimenetéről vehetünk le) lesz a kívánt N-nel osztott frekvencia. Hasonlóan gyakori feladat, hogy valamely, számlálót tartalmazó digitális áramkörben a számlálási ciklust adott értékre kell csökkenteni (maga a BCD számláló is jó példa erre: egy 4 db flip-flopot tartalmazó számlálót, amely 16 állapotot vehet fel, 10 állapotúra "rövidítünk"). A "modulo-N" elnevezés egyébként arra utal, hogy a lehetséges állapotok száma N, természetesen a zérust is beleértve. Ebből következik, hogy egy adott kódban történő számlálás esetén, a kimeneteken megjelenő legnagyobb szám N-1, ezután nulla következik, és kezdődik előlről a ciklus (1.14. ábra). Az N számot, a modulust tehát sohasem érjük el; a számlálás az N intervallum-határon belül lévő legnagyobb számig tart.

Az aszinkron megoldás alapvető jellemzője az egyszerűség, hátrány viszont, hogy felléphetnek az aszinkron működésből, a flip-flopok nem egyidejű billenéséből eredő hibák. A legtöbbször alkalmazott, legegyszerűbb megvalósítási elvet, amely felfelé számlálóhoz (előreszámlálóhoz) megfelelő, az 1.15. ábra

mutatja: egy ÉS-kapuvál "figyeljük", hogy a számláló mikor éri el a kiválasztott N számot. Abban a pillanatban, amikor a számláló kimenetén az N-nek megfelelő kombináció áll elő, az ÉS-kapu "jelzést ad" és nullázza (reset-eli) a számlálót. Más szóval az ÉS-kapuvál "kikapuzzuk" az N számot és ezzel állítjuk kezdeti, zérus állapotba a teljes számlálót. Az N szám kikapuzása alatt azt értjük, hogy az ÉS-kapu bemeneteit azokhoz a Q kimenetekhez vezetjük, amelyekben az adott N szám elérésekor 1-es szint jelenik meg, így az ÉS-kapu kimenetén is akkor jelenik meg 1-es, ami a RESET bemenetet aktiválja. A kapu természetesen lehet NEM-ÉS (NAND) is, ha a RESET 0 szintre működik, vagy ha még egy invertert iktatunk közbe.



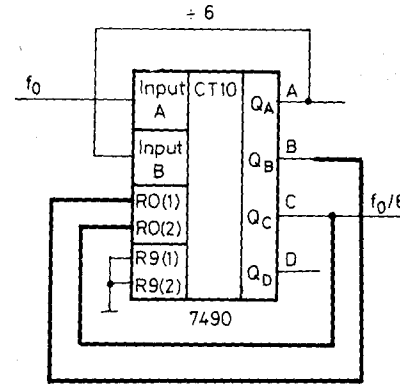
1.14. ábra.



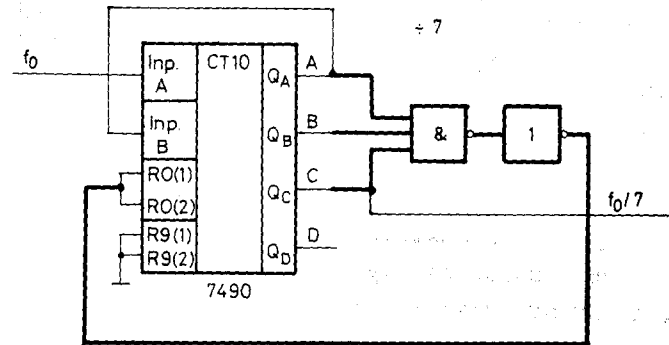
1.15. ábra.

Példaként készítsünk 6-os frekvencia osztót! Az előbbieket szerint ebben az esetben olyan felfelé számlálót kell választanunk, amelynek legalább 6, vagy ennél több lehetséges állapota van, például alkalmas akár a 7493-as bináris számláló, akár a 7490-es dekádszámláló típus. Bármelyiket is választjuk, a teendőnk az, hogy a bináris (BCD) 6-os számot kikapuzzuk és a RESET-re vezessük. Tekintve, hogy a 6-os számnak az A, B, C, D kimeneten 0 1 1 0 kombináció felel meg, olyan ÉS kapura van szükségünk, amely akkor ad 1-et a kimenetén, amikor B és C logikai 1-en van. Ez a kétbemenetű ÉS-kapu lehet maga a számlálóba beépített kétbemenetű RO kapu is, hiszen RESET akkor

következik be, amint látni fogjuk, mint a B, ill. C kimenetet az RO(1), amint látni fogjuk, bemenetre visszavezetni, amit a 7490-es esetre az 1.16. ábra mutat. Abban az esetben, ha kettőnél több bemenetű ÉS-kapura van szükség - pl. 7-es osztó esetében - természetesen külső, külön beépített áramkört, legtöbbször NAND kaput és invertert alkalmazunk (1.17. ábra). (A kapcsolási rajz 7493-ra is hasonló, csak az R9 bemenetek nélkül.)



1.16. ábra.



1.17. ábra.

Tisztázandó kérdés az ilyen módon felépített N-es osztókkal kapcsolatban, hogy az N szám kapuzásakor miért csak azokra a kimenetekre csatlakozunk, amelyek az adott számnál logikai 1 szinten vannak, a 0 szinten lévő kimenetek negáltját miért nem vezetjük az ÉS-kapuba - amint azt általában kapuzási feladatoknál szokásos (azaz pl. a 6-os számot miért nem az

ABCD kapcsolattal választjuk ki?). A válasz: tekintve, hogy felfelé számlálót használunk, felesleges lenne a nulla kimenetek negáltjának bevonása a kapuzásba, mivel a zérusról történő, bináris sorrendű felfelé számolásnál a kiválasztott 1-es kombináció először a kiválasztott N számnál lép fel. Ha megnézzük a bináris (BCD) felfelé számláló "kódtáblázatát", vagyis a CLOCK jelenként egymás után felvett állapotok táblázatát, láthatjuk, hogy pl. a B és C kimenet legelőször a 6-os számnál lesz egyszerre 1-es állapota, nincs tehát szükség a nullákra; a B és C kimeneten együttesen bekövetkező 1-es egyértelműen kijelöli a 6-os számot. Tekintve, hogy ezzel a RESET feltétel teljesül, a számláló ismét 0000-ra ugrik, újabb 6-os szám eléréséig nem következik be ez az állapot. Általában bármely N-es osztó esetében bináris, BCD stb. felfelé számláló alkalmazásakor az előbbieket értelmében tehát elegendő az N számban lévő 1-esek "összegyűjtése".

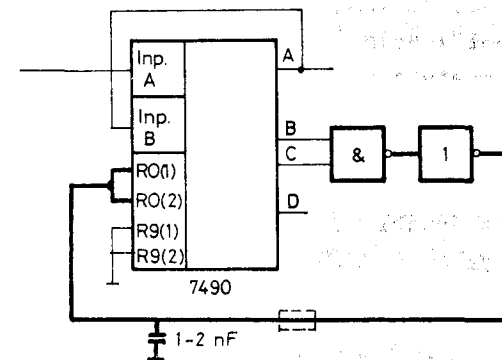
	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0

RESET

Felmerülhet a kérdés; ha az N számot kapuzzuk ki, akkor végülis az így "visszacsatolt" számlálónak nem lesz-e N+1 állapota, hiszen a zérus is egy állapot, és N-ig számolunk el? A válasz, amely az aszinkron modulo-N számlálók működésének megértése szempontjából kulcsfontosságú: abban a pillanatban, ahogy a számláló eléri a kiválasztott N számot, a kimeneteket figyelő ÉS-kapu azonnal "jelez" és nullázva a számlálót, azaz a kimeneteken az N szám csak egy alig észlelhető rövid ideig áll elő, helyette azonnal a 0000 állapot "ugrik be". Az utolsó, teljes clock időtartamig előálló szám az N-1, és az ezután érkező órajelre már a 0000 állapotot észleljük, majd előlről kezdődik a számolási ciklus, vagyis valóban N az összes állapotok száma! Könnyű tehát megjegyezni a szabályt:

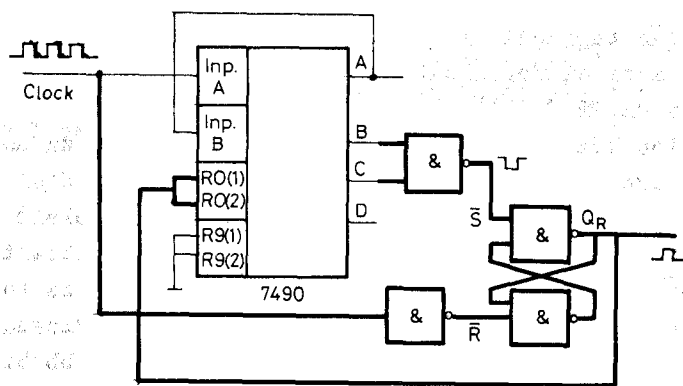
addtt, N arányu frekvencia osztáshoz éppen az N számot kell az ÉS-kapuvál kikapuznunk, vagyis az N számban lévő 1-es kimenetek jeleit összegyűjtenünk.

Az aszinkron nullázásnak, ciklus rövidítésnek előbbi módon való megoldása bizonyos hibalehetőséget is rejt magában. Lehetséges, hogy egy elvileg jól megtervezett áramkör - különösen, ha nagyobb számról, hosszabb osztásról van szó - nem működik az előre meghatározott osztásviszonnyal, hanem legtöbbször kisebbel. Ennek az a magyarázata, hogy legtöbbször még az integrált áramkörök flip-flopjai sem teljesen egyformák, vagy pedig külső terhelésük nem egyforma. Emiatt a RESET hatására a 0-ba billenés nem megy azonos idő alatt végbe a számlánc minden tagjánál. A 6-os osztó (l. a 1.16. ábrát) példájánál maradvia előfordulhat, hogy a 6-os szám megjelenésekor a létrejött RESET feltétel következtében ($RO1 = RO2 = 1$) a B és C flip-flop közül az egyik gyorsabban billen vissza nulla állapotba. Ebben a pillanatban azonban a RESET feltétel már nem teljesül, mivel a kimeneten már nem a 6-nak megfelelő kombináció van. A lassabb flip-flop viszont még nem billent vissza 0 állapotba, de a RESET megszűnése miatt már nem is fog. Más szóval, ha a flip-flopok RESET hatására történő visszabillenési ideje nem egyforma, egyes flip-flopok hamarabb billenek vissza, emiatt a RESET-jel "elmulik", a lassabbak már nem kapnak elegendően hosszú jelet a visszabillenéshez. Ezért a számláló nem zérusra ugrik vissza, hanem valamely közbenső állapotra, a ciklus N-nél rövidebb lesz. Mindez előre nehezen meghatározható, ha a hiba bekövetkezett, oka mérésel nehezen de-



1.18. ábra.

ríthető fel. "Átmeneti megoldás"-ként egyes áramkörökben a RESET vezérlő ÉS-kapu (NAND kapu + inverter) kimenetére, vagyis a számláló RESET bemenetére egy "késleltető", "tartó" kondenzátort helyeznek el, amely a RESET-jelet hosszabbra "nyújtja", ami már biztosítja valamennyi flip-flop visszabillenését (1.18. ábra). Ennél jobb megoldás, ha a RESET jelet tároljuk, így a számláló minden flip-flopja elegendően hosszú nullázó jelet kap. A tárolás legegyszerűbben bistabil flip-floppal valósítható meg, ez a leginkább használatos. A RESET-jelet természetesen úgy kell tárolni, hogy a számlálást ne akadályozza. Az 1.19. ábra 6-os osztó áramkörében az RS flip-flopot

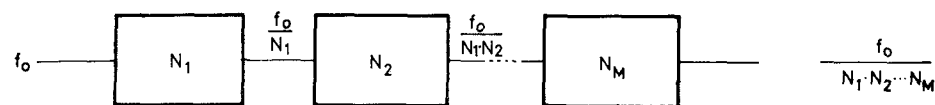


1.19. ábra.

NAND kapukkal valósítottuk meg. Amikor a RESET feltétel teljesül, azaz amikor a számláló éppen eléri a 6-os (0110) számot, akkor a kapuzó NAND áramkör az \bar{S} bemenetre 0 szintet ad, miáltal a flip-flop 1-be billen, $Q_R = 1$ lesz. Az \bar{S} jel ugyan nagyon rövid időn belül "elmulik", de a tárolásnak köszönhetően a számláló RO bemenetére tartósan 1 szint kerül, így a nullázódás üzembiztosan végbemegy. Arról azonban gondoskodni kell, hogy a számlálandó órajel következő 1-0 átmenete már érvényesülhessen. Ehhez a tárolót időben vissza kell billenteni, amit legegyszerűbben az órajel negáltjával tehetünk meg. Az utolsó 1-0 átmenetkor ugyanis a CLOCK-jel 0 szintű lett, ekkor következett be a RESET. Amikor 1-be megy, vissza kell billenteni a RESET flip-flopot, hogy a következő átmenetet már számolja a számláló. A flip-flop visszabillentéséhez az \bar{R} bemenetre 0

szint kell, ezért ide vezetjük az inverternek használt NAND kapun keresztül a CLOCK jelet. A 6-os osztó kimenetének a RESET flip-flop kimenetét használhatjuk, mert ezen jelenik meg minden 6-os ciklus végén egy "fél órajel" időre logikai 1-es.

Adott frekvencia osztást természetesen úgy is elérhetünk, hogy akár eltérő modulusu számlálókat kötünk egymás után, aszinkron kaszkád elrendezésben az 1.20. ábra vázlata szerint. Tekintve, hogy mindegyik fokozat az előző kimenetén megjelenő jel frekvenciáját osztja a saját modulusával, az eredő modulus, frekvenciaosztás a komponensek szorzatával lesz egyenlő (1. az ábrát!). Az N_1, N_2, \dots osztást előállító egységek az eddigiekben tárgyalt aszinkron modulo-N számlálók lehetnek.



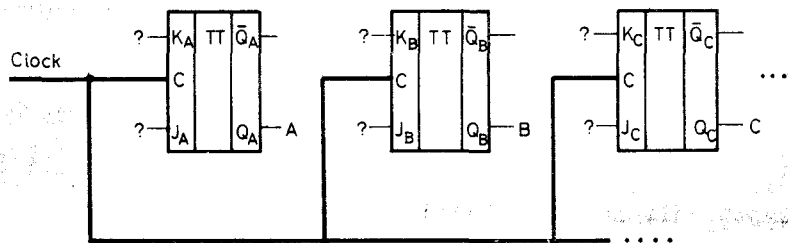
1.20. ábra.

Összefoglalva: az aszinkron számlálók előnye az egyszerűség, ennek köszönhetően az alacsony ár. Hátrány viszont, hogy a flip-flopok nem egyidejűleg billenek, hanem az órajel hatása "végighullámszik" a számlálón. Emiatt valamely szám kikapuzásakor, modulo-N számlánc készítésekor ("visszacsatolás-sal") olyan átmeneti állapotok léphetnek fel, amelyek helytelen működéshez vezetnek. Ugyanosa hátrány, hogy nehézkes programozható modulusu számlálót építeni aszinkron rendszerrel.

1.1.3. Szinkron számlálók, frekvenciaosztók

A szinkron számlálóknál - amint erre a nevük is utal - az állapot változások egyidejűleg mennek végbe, azaz a flip-flopok egyszerre, az órajellel szinkronizálva billenek, így mentesek mindazon hibától, problémától, amelyet az aszinkron számláló flip-flopjainak nem egyidejű működése okoz. Ezzel szemben felépítésük bonyolultabb, működésük nehezebben követhető, tervezésük is nehezebb. Ennek alapvetően az a magyarázata, hogy a szinkron működés létrehozásához valamennyi flip-

flop CLOCK bemenetét a számlálót vezérlő közös CLOCK bemenet-
hez kell kötnünk. Az 1.21. ábra vázlata érvényes nemcsak a
szinkron számlálókra, hanem minden szinkron sorrendi hálózat-
ra; a kapcsolás felrajzolását a közös órajel vezeték berajzo-
lásával kezdhetjük. Ebből következik, hogy az órabemenetek eb-
ben az esetben nem csatlakozhatnak olyan egyszerű módon az
előző flip-flop kimenetéhez, mint az aszinkron változatban. A
szinkron számlálók esetében minden egyes flip-flop előkészítő
(J-K vagy D) bemeneteit kell arra felhasználnunk, hogy oda meg-
felelő vezérlést adva, biztosítsuk az illető flip-flop követ-
kező órajel hatására előírt állapotba való billenését. Ez azt
jelent, hogy minden flip-flop előkészítő bemenetét egy-egy
kombinációs hálózatnak kell vezérléssel ellátnia (az 1.21.
ábrán JK flip-flopokat feltételezve, a kérdőjelek helyein kell
ezeket a kombinációs hálózatokat létrehozunk). A kombinációs
hálózatok bemeneti jeleit a számláló pillanatnyi állapotát
tükröző A, B, C ... számláló-kimenet jelei adják. Innen "tud-
ja" minden J, K vezérlő hálózat, hogy a számláló jelenleg me-
lyik állapotban van, és ennek alapján készíti elő a következő
állapot eléréséhez szükséges jelet. Magától értetődik, hogy
a számláló egy adott állapotban a kombinációs hálózatoknak
(amelyeknek bemeneti jelei az A, B, C ... számláló-kimeneti
jelek, kimenetei pedig pl. J_A, K_A, J_B, K_B , stb.) a következő
állapotot kell előkészíteniük annak érdekében, hogy a követ-
kező CLOCK-jelre a számláló az előírt következő állapotot ve-
gye fel.



1.21. ábra.

Egy szinkron számláló összeállításakor tehát az a feladat,
hogy létrehozunk valamennyi flip-flop JK (vagy D) vezérlő be-
menetét tápláló kombinációs hálózatokat, annyit amennyi ilyen
vezérlő bemenet van. A szinkron sorrendi hálózatok tervezése

ily módon kombinációs hálózatok tervezésévé egyszerűsödik -
ennek módszereit már ismerjük (pl. KARNAUGH-tábla).

A következőkben a szinkron számlálók, ill. általánosság-
ban a szinkron hálózatok realizálásának egy lehetséges, egy-
szerű, eddigi ismereteinkre támaszkodó módszerét említjük meg
példaképpen, az ún. NEXT STATE táblával ("következő állapo-
tok" táblájával) való tervezési módszert. Ezt a tervezést a
mai technikában legtöbbször nem kell végrehajtanunk, hiszen
szinte minden feladatra "kész", integrált áramkört kaphatunk.
Mégis e tervezés megismerése célszerű, egyrészt a szinkron há-
lózatok működésének, "rejtjelmeinek" jobb megértése érdekében,
másrészt olyan speciális feladatok megoldásához, amelyekhez
nem áll rendelkezésre kész áramkör, ezért kénytelenek vagyunk
flip-flopokból felépíteni, lehetőleg nem valamilyen "recept
könyv" alapján, hanem tudatos, szisztematikus tervezéssel.

A NEXT STATE táblákkal való tervezés lehetséges lépései

Ahhoz, hogy szinkron hálózatot hozzunk létre, az előb-
biek szerint az a feladatunk, hogy az egyes flip-flopok ve-
zérlő bemenete "előtt lévő" kombinációs hálózatot megtervez-
zük. Számlálókhoz legtöbbször JK flip-flopot alkalmazunk (ne
felejtsük el, ez a fajta flip-flop képes arra, hogy minden
órajelre ellentétesen változtassa állapotát, ami a számlálás-
hoz általában szükséges), ezért példánkban is a JK flip-flo-
pot tekintjük alap építőelemnek. A tervezendő kombinációs há-
lózatoknak eszerint a számlálót alkotó JK flip-flopok J és K
bemenetét kell vezérelnie, a hálózatok kimeneti jele $J_A, J_B,$
 J_C, K_A, K_B, K_C ... stb. Minden egyes kombinációs hálózat be-
meneti jele viszont a számláló A, B, C, $\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}$... stb. ki-
menete, vagyis a flip-flopok Q vagy \bar{Q} kimenetei. Ezekből "ér-
tesülnek arról", hogy a számláló jelenleg milyen állapotban
van, és előállítják a következő állapot eléréséhez szükséges
J, K jeleket. Amikor a következő CLOCK-jel megérkezik, a J,
K bemenetekre előkészített jelnek megfelelően billennek majd
a flip-flopok (egyszerre, szinkronban).

A kombinációs hálózatok megtervezéséhez mindenképp
előtt kell tudnunk, hogy a flip-flopok adott állapotból egy má-
sik adott állapotba való billenéséhez milyen jelet kell elő-

készíteni a J, K bemenetekre. Célszerű az összes lehetséges esetet táblázatba foglalni.

A JK flip-flopok vezérlési táblázata

Ezt a flip-flop már ismert igazság táblázata alapján rajzolhatjuk fel. Most azonban nem J és K a "független változó" és Q_{n+1} az órajel bekövetkezése utáni "eredmény", hanem fordítva: független változóként a Q_n "eredeti állapotot" és Q_{n+1} -et, a billenés utáni "kivánt" állapotot tekintjük. Ezekhez rendeljük az adott állapotok eléréséhez szükséges J, K vezérléseket, mint függvényt (1.22. ábra). A Q_n (eredeti állapot) és Q_{n+1} (billenés utáni új állapot) "független változó" oszlopokat bináris sorrendben kitöltjük. Ezután soronként, az egyes esetekre meghatározzuk, hogy milyen jelet kell adnunk a J, ill. a K bemenetre, ahhoz, hogy az adott kiindulási állapotból az előírt állapotba jussunk (természetesen az órajel bekövetkezése után). A táblázat kitöltésekor törekednünk kell arra, hogy ha az adott esetben nincs előírás J-re vagy K-ra, közömbös valamelyik bemenet állapota, akkor ezt don't care esetként jelöljük, kezeljük, amikor csak lehet (ezzel a hálózatok is egyszerűbbek lesznek).

Q_n	Q_{n+1}	J	K	
0	0	0	ϕ	(A flip-flop 0-ban marad, ha J biztosan 0, de K közömbös)
0	1	1	ϕ	(0-ból 1-be billen, ha J=1, de K közömbös)
1	0	ϕ	1	(1-ből 0-ba billen, ha K=1, de J közömbös)
1	1	ϕ	0	(1-ben marad, ha K biztosan 0, de J közömbös)

1.22. ábra.

Az első sor tartalma: a flip-flop eredetileg 0-ban volt ($Q_n = 0$) és maradjon is 0-ban ($Q_{n+1} = 0$). Ehhez feltétlenül $J = 0$ vezérlés tartozik, hiszen a J bemenet az 1-be billenő vezérlő bemenet. A K bemenet állapota viszont közömbös, hiszen a K bemenet a flip-flopot 0-ba viszi; ha $K = 0$, akkor (mivel J is 0) a flip-flop igazságtáblázata szerint nem történik billenés, marad továbbra is 0-ban, ha $K = 1$ a flip-flop 0-ba billenne, de mivel már ugyis 0-ban van, szintén fennmarad a 0 állapot. A don't care állapotokat (ebben a sorban tehát K helyén) egymásra irt "0" és "1"-gyel jelöljük (megkülön-

böztetésül egy teljes hálózat, számláló X don't care állapotától). A $Q = 0$ -ban maradás feltétele tehát: $J = 0$ és $K = \phi$.

A második sor előírása: a flip-flop 0-ban volt, és billenjen 1-be az órajel megérkezésekor. Ehhez a J bemenetnek biztosan 1-esnek kell lennie, hiszen ez az 1-be vezérlő bemenet. A K állapota közömbös, mert $J = 1$ és $K = 0$ vezérlésnél is 1-be billen a flip-flop, de $J = K = 1$ esetben is, hiszen tudjuk, ilyen vezérlésnél a flip-flop ellentétes állapotba billen vagyis, ha 0-ban volt, 1-be billen és most éppen ezt kívánjuk elérni. A 0-ból 1-be billenés vezérlési feltétele tehát $J = 1$ és $K = \phi$.

A harmadik sor azt írja elő, hogy az eredetileg 1-ben lévő flip-flop 0-ba billenjen. Ehhez biztosan $K = 1$ szükséges, hiszen K a "visszabillentő" bemenet. A J bemenet állapota viszont ebben az esetben közömbös, don't care. Ha $J = 0$, akkor $K = 1$ és $J = 0$ miatt billen 0-ba a flip-flop, ha pedig $J = 1$, akkor azért mert a $J = K = 1$ vezérlés következtében ellentétes állapotba billen, jelen esetben 1-ből 0-ba. Az 1-ből 0-ba vezérlés feltétele tehát $K = 1$ és $J = \phi$.

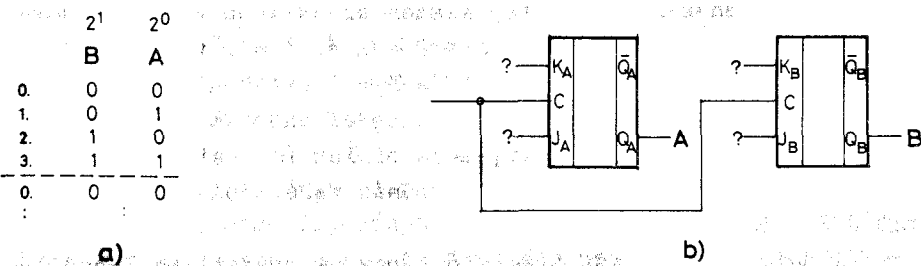
Az utolsó sorban az előírás: a flip-flop maradjon 1-ben. Ehhez feltétlenül $K = 0$ vezérlés szükséges, mert a K máskülönben 0-ba visszabillenteti a flip-flopot. A J-re nézve nincs előírás, hiszen ez a bemenet amúgyis 1-be billenést készít elő, de a flip-flop már jelenleg is 1-ben van. Az 1-ben maradás feltétele tehát: $K = 0$ és $J = \phi$.

A vezérlési táblázatból látható, hogy a JK flip-flopok J, K vezérlő bemenetei az esetek 50 %-ában don't care állapotúak. Tekintve, hogy a don't care term-ek egyszerűsítésre jól felhasználhatók, várható, hogy különböző számlálók összeállításakor is sok egyszerűsítési lehetőség adódik.

Az állapottábla

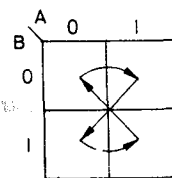
Ahhoz, hogy egy meghatározott kód szerinti számlálót (vagy általában sorrendi hálózatot) NEXT STATE táblákkal megtervezhessünk, célszerű formában ki kell jelölnünk a felveendő állapotok sorrendjét. A feladat kitűzésekor legtöbbször azt a kódtáblázatot ("igazságtáblázatot") rajzoljuk fel először, amely soronként az órajel után bekövetkező állapotokat tartalmazza. Válasszuk az egyik lehető legegyszerűbb példát: egy

2 bites (4 állapotú) szinkron bináris előre számláló összeállítását, JK flip-flopokból! A számláló kimenetei: A (2^0 helyiérték) és B (2^1 helyiérték), az előírt kódtáblázat - nevezhetjük "állapottáblázatnak" - az 1.23a ábra szerinti.



1.23. ábra.

A számláló kapcsolási rajzának felrajzolásához is hozzákezdhetünk: biztos, hogy 2 db flip-flopra van szükség közös óra-bemenettel, ez lesz egyben a számláló bemenete is (1. az 1.23b ábrát). A feladat az előzők alapján az, hogy megtervezzük a J_A , K_A , J_B , K_B bemenetekhez csatlakozó kapu-hálózatot. Célszerű ezért a sorrendi hálózat állapottáblázatát a NEXT STATE táblákhoz jobban illeszkedő, szemléletesebb formába ábrázolni: ez a forma az állapotokat feltüntető KARNAUGH-tábla, az állapottábla. Ebben minden felvett állapotnak egy és csak egy rekesz felel meg. A rekeszek (term-ek) kijelölése a szokásos módon történik; a széleken "változóként" a kimenetek jeleit tüntetjük fel (jelen esetben A, B), valamint az esetleges vezérlő bemenetek jelét (pl. UP/DOWN 1. később). Az állapotokat jelképező rekeszeket nyilakkal kötjük össze; ezek jelzik az állapot-változások (tranziensek) irányát, ezek mutatják meg, hogy egymás után a hálózat milyen sorrendben, milyen állapotokat vesz fel (léteznek olyan műszerek, logikai állapot analízátorok, amelyek képernyőjén pontosan ez jelenik meg). A példának választott 2 bites bináris előreszámláló állapottáblája a következő lehet (1.24. ábra):



1.24. ábra.

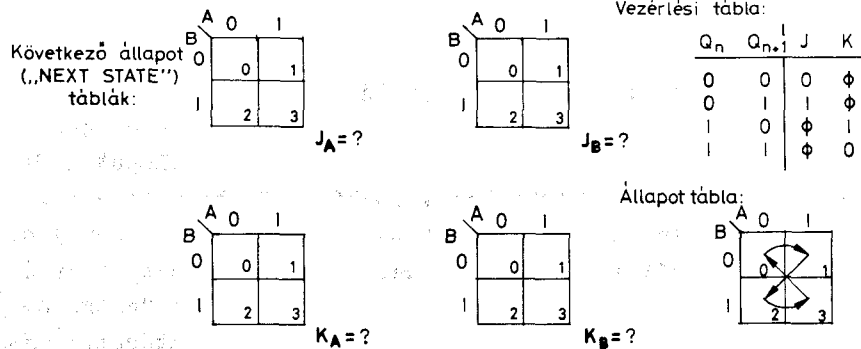
Belátható, hogy az állapot tábla (KARNAUGH-tábla) az állapottáblázattal megegyező információt tartalmaz, és annak célszerűen "ábrázolt" formája. Példánkban maradván: a számláló 00 állapotból való indulását feltételezve (az állapottáblában a 00 koordinátájú rekesz) a következő állapot a 01 (B = 0, A = 1). Ezt a táblában a 00-ból a 01-be mutató nyíl jelzi. A 01 után 10 következik (ezt mutatja az első sor jobb oldali rekeszéből a második sor bal oldali rekeszébe mutató nyíl), majd ezután következik az 11 állapot (alsó "visszintes" nyíl), végül a számlálónak 00-ba kell visszatérnie (második sor jobb oldali rekeszéből a kiindulási pontba, az első sor bal oldali rekeszébe). A "nyíl-folyam" folytonos, ami azt jelzi, hogy egy ciklus befejezése (00-ba való visszatérés) után újra kezdődik előlről a számolás.

Az állapottábla tehát a működés sorrendjét írja elő, közvetlenül "utasítást ad" arra, hogy melyik kimenetnek milyen módon kell változnia, azaz a flip-flopoknak milyen helyzetbe kell billenniük, ezért a tervezés alapjául szolgál. Ennek, és a hálózatot alkotó flip-flopok vezérlési táblázatának ismeretében meghatározható minden egyes flip-flop vezérlőbemenet logikai függvénye, és ebből megvalósítható minden egyes vezérlőhálózat.

A NEXT STATE ("következő állapot") táblák felrajzolása

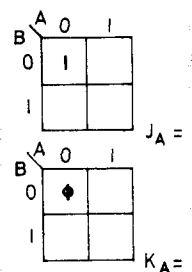
A felrajzolásakor figyelembe veendő legfontosabb alapelv, az hogy a számlálót alkotó flip-flopok vezérlő (legtöbbször és jelenleg J,K) bemeneteire a megfelelő előkészítő jeleket még a billenés előtt rá kell adnunk, vagyis a számláló egy jelenlegi állapotában a következő állapotot kell megfelelő vezérléssel előkészítenünk (innen a NEXT STATE elnevezés). Rajzoljuk meg a példaként választott 2 bites számláló NEXT STATE tábláit! Most összesen 4 táblát kell készítenünk; kettőt az A flip-flop vezérléséhez (J_A és K_A), kettőt a B flip-flophoz (J_B és K_B), az 1.25. ábra szerint.

Az ábrán a NEXT STATE táblák mellett emlékeztetőül feltüntettük a JK flip-flop vezérlési táblázatát és a tervezendő számláló állapottábláját, amelyek ismerete a tervezéshez feltétlenül szükséges.

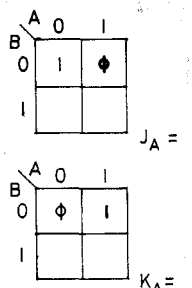


1.25. ábra.

Kezdjük a tervezést az A flip-flop (2^0 , azaz "egyes" helyiértékű flip-flop) J_A - K_A táblájában! Tegyük fel, hogy a számláló most éppen zérus: 00 állapotban van. Az ennek megfelelő rekesz valamennyi táblán a 0-val számozott (A = 0 és B = 0) négyzet. Most az A flip-flopra tervezünk, és erre az állapottábla a következő előírást tartalmazza: "az A flip-flop billenjen (majd a bekövetkező órajel hatására) 0-ból 1-be", hiszen az állapottáblában a nyíl a 0-ás rekeszből az 1-esbe mutat, ez pedig azt jelenti, hogy az A = 0 oszlopból át kell mennünk az A = 1 oszlopba (az A "koordináta" 0-ról 1-re változzon). Az előírt változást azonban most, a jelenlegi 00 állapotban kell előkészítenünk, vagyis az A flip-flop következő 0-ból 1-be billenését előkészítő jeleket a 0-ás rekeszbe kell írunk! Arról, hogy mit kell ide írunk, a vezérlési táblázat második sora ad felvilágosítást: $Q_n = 0, Q_{n+1} = 1$, ehhez $J = 1, K = \phi$ (don't care) tartozik. A J_A táblájának 0-ás rekeszében tehát 1-et, a K_A táblájának 0-ás rekeszében pedig ϕ (don't care) jelet kell írunk (1.26. ábra).



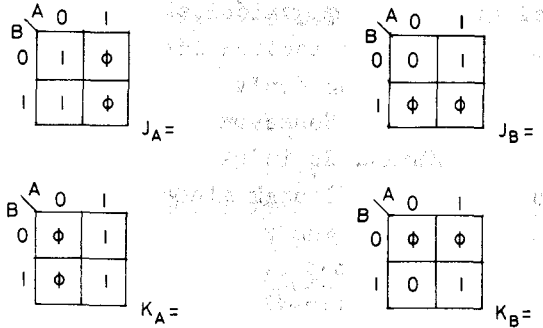
1.26. ábra.



1.27. ábra.

Feltételezzük, hogy az órajel megérkezése után, megtörténik az előírt billenés, a számláló "átkerült" az állapot tábla 1-gyel számozott rekeszében (vagyis a számláló bináris 1-be jutott: B = 0 és A = 1). Következő teendők, hogy megnézzük az 1-es rekeszből hová kell juttatnunk a számlálót. Az állapottáblából látszik, hogy a nyíl a 2. rekesz felé mutat, ami az A "változó" szempontjából azt jelenti, hogy a jelenlegi 1-ből 0-ra kell változnia (az A = 1 oszlopból vissza kell térnünk az A = 0 oszlopba). Fontos annak megértése, hogy jelenleg az A flip-flop bemeneteire tervezünk, ezért csak az A változásait, az állapottábla A koordinátáját kell figyelni! A jelenlegi állapotnak megfelelő helyre a következő, az A flip-flop 1-ből 0-ba billenését előkészítő jeleket kell írunk. A feltétel a vezérlési tábla 3. sorából olvasható ki: $Q_n = 1, Q_{n+1} = 0$, ehhez $J = \phi$ és $K = 1$ tartozik, ezt kell a jelenlegi állapot rekeszében írunk (1.27. ábra).

A következő órajel hatására a számláló a jelenlegi vezérlés által meghatározott helyzetbe jut (az állapottáblában a 2-es rekeszbe). Ezután a nyíl szerint a 3-as állapotot kell felvennie, ami A-ra nézve 0-ból 1-be való billenést jelent, ezt kell a 2-es rekeszben előkészíteni, ide tehát a J_A táblájában 1-et, a K_A táblájában ϕ -t kell írunk. Ezzel az előkészítéssel a számláló a következő órajelre feltehetőleg a 3-as helyzetbe jut, innen végülis 0-ba, a kezdeti állapotba kell visszakerülnie (A = 1 után A = 0). Ezt készítjük elő a J_A táblájának 3-as rekeszében írt ϕ -el, ill. a K_A táblájának 3-as rekeszében írt 1-essel. Ezekkel végülis a két tábla az 1.28. ábrán látható formát ölti. Az ábrán kitöltve látható a

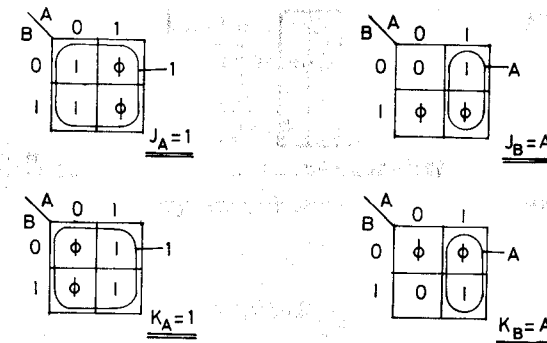


1.28. ábra.

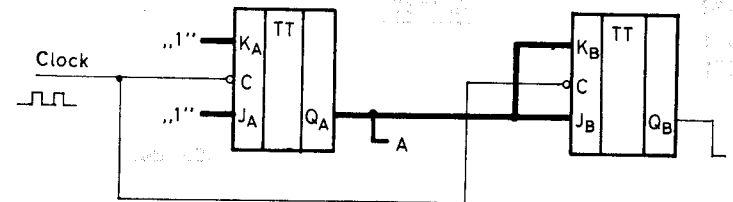
J_B és K_B táblája is. Az elv azonos, a megfontolások a következők: a B flip-flop tábláihoz a vezérlési tábla B-koordinátáját kell figyelnünk, és megállapítanunk, hogy a nyilfolyam milyen előírást ad J_B -re és K_B -re, ahhoz, hogy az adott állapotban a következő órajel hatására bekövetkező billenést készítsük elő. A zérus helyzetből kiindulva az első nyíl (amely a 0-ás rekeszből az 1-esbe mutat) azt írja elő, hogy B maradjon 0-ban: $Q_n = 0$ és $Q_{n+1} = 0$. Ehhez a JK flip-flop esetén $J = 0$ és $K = \bar{\phi}$ vezérlés tartozik, ezt írjuk tehát J_B ill. K_B 0-ás rekeszébe. Az 1-es rekeszből ugy kerülünk a 2-esbe, hogy a B flip-flop 0-ból 1-be billen (a B = 0 sorból át kell mennünk a B = 1 sorba!), így $Q_n = 0$ és $Q_{n+1} = 1$, ehhez $J_B = 1$ és $K_B = \bar{\phi}$ tartozik. A 2-es rekeszből a 3-asba mutató nyíl előírása B-re nézve: B maradjon 1-ben; $Q_n = 1$, $Q_{n+1} = 1$, ehhez $J_B = \bar{\phi}$, ill. $K_B = 0$ tartozik, amelyet beirtunk a táblák 2-es rekeszébe. A 3-as rekeszbe a 0-ra visszatérés feltétele kerül: B változzon 1-ről 0-ra, ehhez $J_B = \bar{\phi}$, ill. $K_B = 1$ szükséges.

A NEXT STATE táblák kitöltése után, a KARNAUGH tábláknál megszokott módon, végrehajtjuk a lehetséges egyszerűsítéseket a don't care minternak felhasználásával. Alapelv, hogy a don't care term-eket tetszés szerint tekintjük 1-nek vagy 0-nak, aszerint, hogy segítenek-e bennünket nagyobb hurkok kijelölésében vagy nem. (Don't care termet viszont sohasem "kötelező" figyelembe vennünk akkor sem, ha mégoly jó egyszerűsítési lehetőségeket is látunk még.) Arra is törekednünk kell - hasonlóan a többkimenetű kombinációs hálózatok tervezési módszeréhez - hogy ahol csak lehetőség van rá, azonos hurkokat jelöljünk ki; ezzel az egyszer megvalósított hálózatot több helyen is felhasználhatjuk. Jelen esetben látható, hogy a J_A és K_A táblában célszerű az összes don't care minternem 1-nek tekinteni, így az "egész tábla összevonható" lesz, az eredmény $J_A = K_A = 1$ (1.29a ábra). Ez indokolt is, hiszen a bináris számlálóban az első flip-flopnak minden órajelre ellentétes állapotba kell billennie, ehhez pedig, mint tudjuk, $J=K=1$ vezérlés szükséges, ami most végeredményként ki is adódott. Az egyszerűsítés a második flip-flop esetében $J_B=K_B=A$ eredményt

ad, ami azt jelenti, hogy mindkét bemenetet az előző, A flip-flop Q_A kimenetére kell kötnünk. Így végül felrajzolhatjuk a kapcsolási rajzot (1.29b ábra). A J, K vezérlő bemenetek előtti logikai hálózat ebben a példában huzalozássá egyszerűsödött, ami természetesen nem alakul mindig így. Érdemes megemlíteni, hogy a B flip-flop szinkron vezérlésének feltételét tervezés nélkül, "próbálgatással" valószínűleg nehéz lett volna megállapítani (a "próbát" az olvasóra bizzuk: célszerű végigkövetni a kapcsolási rajz alapján a kapcsolat menetét).



a)



b)

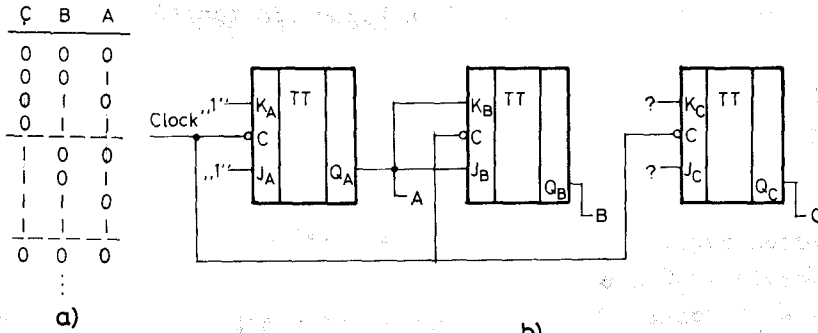
1.29. ábra.

Néhány további példa-áramkör

A NEXT STATE táblákkal végzett műveletek jobb megértése érdekében célszerű néhány, a gyakorlatban is használatos példa-áramkörrel foglalkozni. Ajánlatos a feladatok önálló munkával való megoldása a következőknek, mint segédletnek a felhasználásával.

3 bites, bináris előreszámláló

Lényegében a már felépített 2 bites számláló kiegészítéséről, 1 bittel való bővítéséről van szó. Most ugyan az összes állapot száma 8, de belátható, hogy az első két flip-flop pontosan úgy működik, mint az előző példában, csak egy ciklusban kétszer "ismétli önmagát" - l. az 1.30a ábra állapotábrázolását! Így a három flip-flop közül az első kettő ugyanabban a

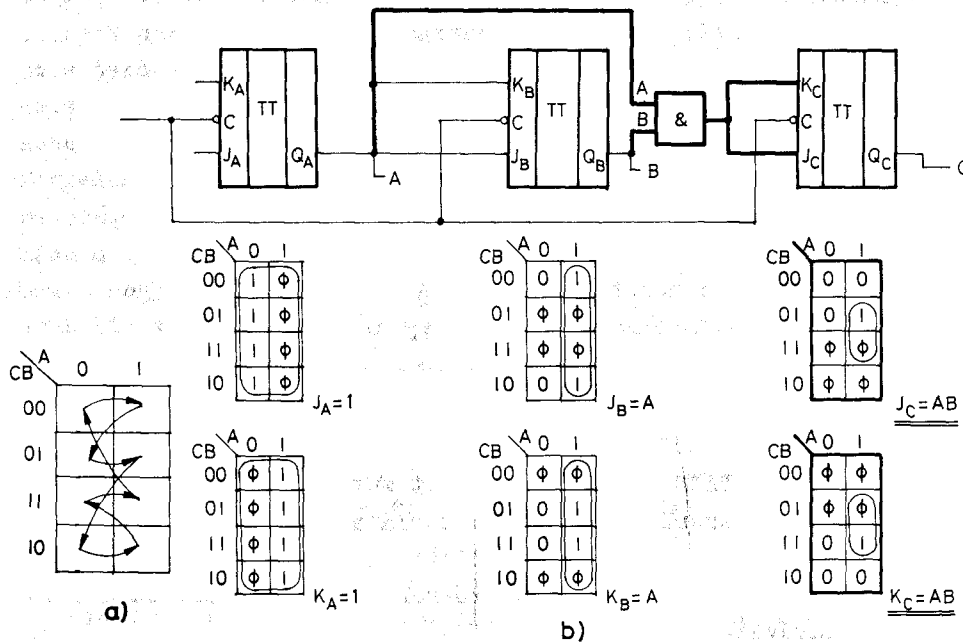


1.30. ábra.

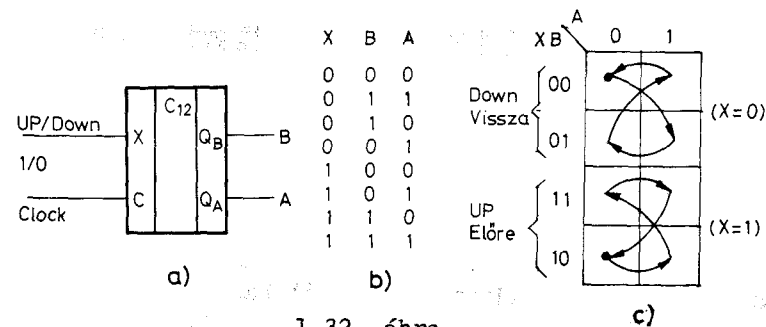
kapcsolásban működhet, mint amelyet már megtervezünk, ezért csupán a harmadik flip-flop vezérlő áramkörével kell foglalkoznunk. A kérdés tehát a C flip-flop J_C és K_C bemenetére csatlakozó hálózat (1.30b ábra). Az állapotábra 3 változós (A, B, C), az állapotváltozásokat kijelölő nyilakat a táblázat alapján rajzolhatjuk meg az 1.31. ábra szerint. Ennek alapján, és a JK flip-flop vezérlési táblázatának alapján (amely utóbbit célszerű fejben tartani) kitölthetjük a NEXT STATE táblákat. Új információt az eddig ismeretlen J_C és K_C tábla ad, de gyakorlasként célszerű a J_A-K_A és J_B-K_B tábláját is kitölteni (az eredményt tudjuk, így ellenőrizhetjük magunkat). Az eredményeket és az ezek alapján felépített 3 bites számláló rajzát az 1.31b ábra mutatja. Vannak olyan JK flip-flopok, amelyeket többszörös \overline{ES} kapcsolatban lévő J-K bemenetekkel láttak el (pl. 7472), a C flip-flop helyén célszerűen alkalmazhatunk ilyen típust, és akkor nincs szükség külön \overline{ES} -kapura.

Szinkron előre-visszaszámláló (UP-DOWN COUNTER) 2 bitre

A 2 bites "hosszuságot" az egyszerűség kedvéért választjuk; a mai szinkron MSI típusok általában előre-visszaszámlálók, és ez a példa megkönnyítheti működésük megértését. Példánkban a CLOCK bemeneten kívül legyen még egy X jelű UP/DOWN vezérlő bemenet; ennek állapotával lehessen vezérelni a számlálás irányát (1.32a ábra). Ha $X=1$, akkor a számláló felfelé, ha $X=0$, akkor lefelé számoljon az órajelek hatására. A számlálás sorrendjét az 1.32b ábra táblázata foglalja össze, figyelembe véve, hogy $X=0$ esetén visszaszámlálás történik: a bináris 00 után 11, majd 10, végül 01 következik, ezután 00-val

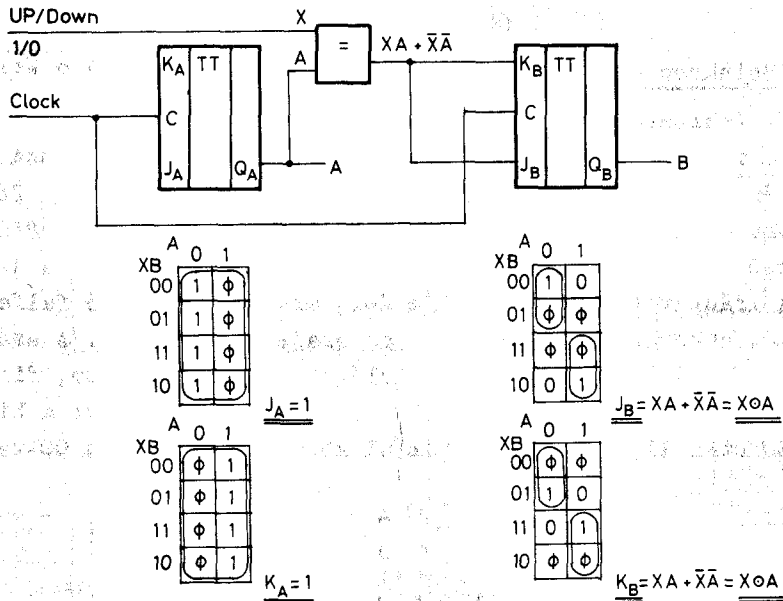


1.31. ábra.



1.32. ábra.

kezdődik az egész ciklus előlről. $X=1$ esetén a bináris felfelé számlálásnak megfelelő "szokásos" sorrendet írjuk fel. Az állapot-tábla (1.32c ábra) most 3 "változós"; a számláló állapotát tükröző A és B mellett meghatározó az X jel. A J és K bemeneteket meghajtó, a megfelelő irányu billenést előkészítő kombinációs áramköröknek is A, B és X a bemeneti jele. A NEXT STATE táblák kitöltési módját lényegében nem érinti, hogy az állapot-tábla két külön "nyíl-folyamot" tartalmaz; egyet a lefelé ($X=0$), egyet a felfelé ($X=1$) számláláshoz. A kitöltést mindkét esetben az $A=0, B=0$ (ponttal jelölt) állapotnál kezdhetjük a rend kedvéért, bár a kiindulástól függetlenül mindig ugyanannak az eredménynek kell kiadódnia, természetesen csak akkor, ha mindkét nyíl-folyam összes tagját "végigjárjuk". Az 1.33. ábra a kitöltött és egyszerűsített NEXT STATE táblákat, valamint a végeredményként felrajzolható UP-DOWN számláló kapcsolását mutatja. Az, hogy $J_A = K_A = 1$ -re adódik várható volt, mivel



1.33. ábra.

egy bináris számláló első (A) flip-flopjának minden órajel hatására ellenkező állapotba kell billennie, akár előre, akár visszafelé számol. A rajzon jelölt két bemenetü ekvivalencia

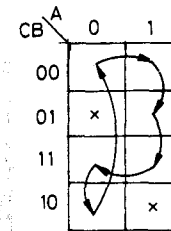
áramkör tetszés szerinti kapukkal valósítható meg, ennek részleteit nem tüntettük fel. Fontos tudnunk, hogy az ilyen módon felépített szinkron előre-visszaszámláló mentesek attól a hibától, ami az aszinkron változatoknál jelentkezik, hogy az irányt vezérlő jel megváltozásakor, a teljes számláló állapota is megváltozhat. A szinkron számláló esetében az irányt vezérlő X jel a J-K vezérlésébe szól csak bele, billenés X változtatása hatására nem történhet! Az állapotváltozások mindig az órajel hatására történhetnek, amikor már a megfelelő X-jellel előkészítettük a flip-flopok billenését. Bármely számmal tart is a számláló, az X megváltoztatása után a következő CLOCK-jel hatására ugyanettől a számtól folytatja a számlálást abba az irányba, amelyet az X-szel kijelöltünk.

"Shift számláló": 3 bites JOHNSON számláló

A NEXT STATE táblákkal tetszőleges kódu számlálót, sorrendi hálózatot tervezhetünk, ennek bemutatására választottuk a JOHNSON kódu számlálót. Ez a számláló egy másik, a gyakorlatban szintén sokszor előforduló típusához tartozik, a shift-számlálókhoz. A név (shift=eltolás) arra utal, hogy az ilyen számlálóban valamilyen "bit-minta" tolódik el egy-egy órajel hatására. A JOHNSON kódban (amelynek három bites változatát az 1.34a ábra kódtáblázatán, egyben állapotábrázoláson idézzük fel) a kezdeti 000 állapot után 1-esek "lépnek be" egymás után, majd 0-ák, mindaddig, amíg az 1-esek "el nem fogynak". 3 bit esetén egy ciklus 6 órajelig tart, ezután lesz újra 000 a számláló tartalma. Az 1.34b ábra állapotábrázolását ennek megfelelően rajzoltuk meg. Látható, hogy 2 "fölsleges" állapot van. Ez

C	B	A
0	0	0
0	0	1
0	1	1
1	1	1
1	1	0
1	0	0
0	0	0

a)



b)

1.34. ábra.

érthető, hiszen a lehetséges állapotok száma $2^3=8$. A két állapotot az egyszerűség kedvéért don't care-nek tekintjük, hozzá-téve, hogy a tervezés folyamán azt is meg kell vizsgálnunk, hogyan működik a számláló, ha esetleg valamelyik ilyen X, don't care kombinációt veszi fel. A három flip-flop NEXT STATE

sekre van lehetőség. Lényegében egy visszacsatolt shift regisz-ter, léptető regiszter jön létre: a flip-flopok Q és \bar{Q} kimene-te a következő flip-flop J, ill. K bemenetéhez csatlakozik, így mindegyik flip-flop tartalma az órajel hatására a következőbe íródik be, a bit-minta "tovább terjed". Az utolsó kimenet je-lét negálva visszük vissza a legelső bemenethez; ezzel érjük el, hogy amikor a regiszter 0 bitekkel "telitődik", akkor 1-esek lépnek be, amikor 1-esekkel "telik meg", akkor 0-ák kö-vetkeznek, és így tovább - l. az 1.34a ábra állapotábrázatát! Ahogy már említettük, meg kell vizsgálnunk a működést arra az esetre is, ha bekapcsoláskor, vagy valamely külső zavarjel ha-tására a számláló don't care állapotba "téved", akkor elhagy-ja-e a tiltott kombinációt, és visszakerül-e az "engedélyezett" hurokba, vagy nem. Jelenlegi példánkban amennyiben az egyik don't care: 010 állapot áll be, az újabb clock jelre 101 ál-lapot következik, ami éppen a másik don't care állapot. Ezután ismét 010-ba ugrik vissza, vagyis felváltva a két don't care állapot következik be, a számláló nem számol a kívánt kód sze-rint. Ez elkerülhető, ha a tervezésnél a fölösleges állapoto-kat nem tekintjük don't care-nek, de így a hálózat megülehető-sen bonyolult lesz. Másik, inkább szokásos módszer az, hogy a meg nem engedett állapot kombinációját kikapuzzuk, és a kapott jellel a flip-flopok aszinkron bemenetét (PRESET vagy CLEAR) vezéreljük úgy, hogy a számláló valamely megengedett állapotba kerüljön, és ezután már folytatódhasson a kívánt szekvencia. Az 1.35. ábra kapcsolásában ezt a kapuzást a NAND-kapu végzi, $A\bar{B}C$ bemenetekkel. Kimenete a "téves" 101 állapot bekövetkezé-sekor 0 lesz, amely a CLEAR bemenetekre kerül és 0-ba billen-ti valamennyi flip-flopot. A 000 már megengedett állapot, és így már biztosítottuk, hogy ahányszor csak tiltott állapotba kerül a számláló, közvetlenül utána már visszatér az eredeti-leg tervezett sorrendbe.

A		0	1
CB	00	1	Φ
	01	X	Φ
	11	0	Φ
	10	0	X
		$J_A = \bar{C}$	

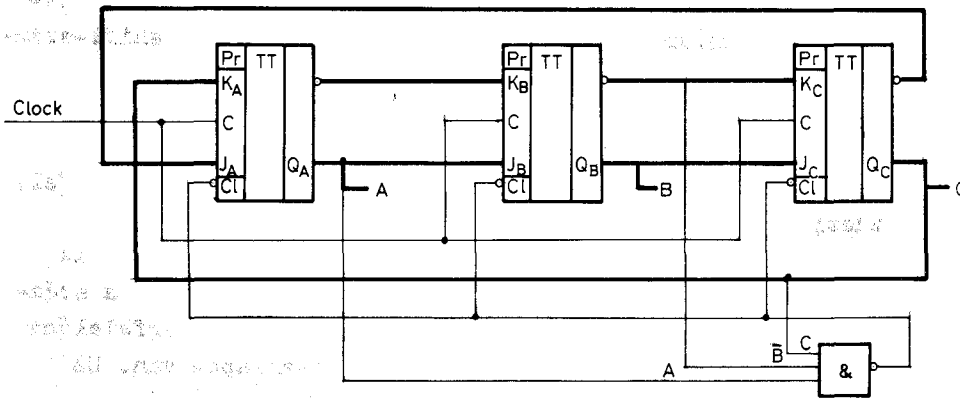
A		0	1
CB	00	0	1
	01	X	Φ
	11	Φ	Φ
	10	0	X
		$J_B = A$	

A		0	1
CB	00	0	0
	01	X	1
	11	Φ	Φ
	10	Φ	X
		$J_C = B$	

A		0	1
CB	00	Φ	0
	01	X	0
	11	Φ	1
	10	Φ	X
		$K_A = C$	

A		0	1
CB	00	Φ	Φ
	01	X	0
	11	1	0
	10	Φ	X
		$K_B = \bar{A}$	

A		0	1
CB	00	0	0
	01	X	Φ
	11	0	0
	10	1	X
		$K_C = \bar{B}$	



1.35. ábra.

tábláját és az egyszerűsítések elvégzése után adódó hálózatot az 1.35. ábra mutatja. A táblákban végülis kétféle don't care term fordul elő: az X, amely a teljes hálózat don't care állapotát jelöli és a Φ, amely a flip-flop vezérlésének don't care eseteit jelöli. Egyszerűsítéskor, összevonáskor természetesen nem teszünk különbséget közöttük, mindegyiket 0-nak és 1-nek is tekinthetjük. Felhasználásukkal igen nagymértékű egyszerűsíté-

Fontos tudnunk, hogy a szinkron számlálót és a léptető-re-gisztert, mint áramkör fajtát, nem szabad összetéveszteniünk, bár mindkettő flip-flopokból felépülő szinkron sorrendi hálózat. A shift típusu számláló az a különleges eset, amikor a két ti-pus hasonló. Shift típusu számláló az esetenként (pl. analóg-digitál átalakítóknak) alkalmazott ún. "gyűrűs számlánc" (RING

COUNTER) is, amelyben egyetlen 1-es "lépeget", órajelenként celláról-cellára, ezzel engedélyez különböző hálózatrészeket és ezzel együtt bizonyos "eseményeket" sorban egymás után.

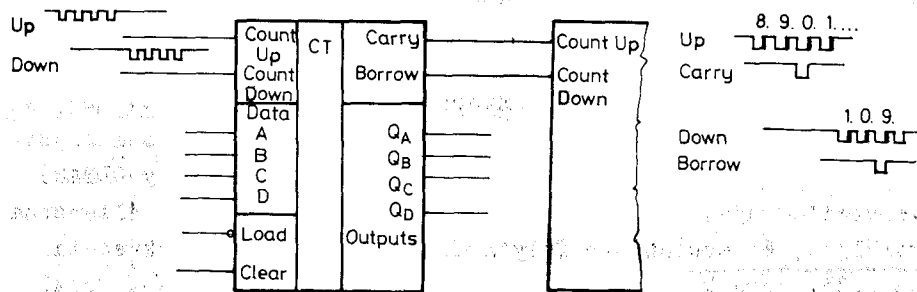
Szinkron MSI számlálók

A legtöbb feladatra találhatunk kész, integrált számlálót a különböző logikai áramkör családokban. A következőkben néhány, gyakran használt típust tanulmányozunk, további információt a kapható áramkörökről a katalógusokban találhatunk.

TTL szinkron számlálók

74192 dekád és 74193 bináris UP-DOWN, preset számláló:

Mindkét típus 4 bites, működésük egyforma, csak a számlálás kódja tér el. Ma már inkább az LS (Low power Schottky) típusok használatosak (legnagyobb órajel frekvencia: 32 MHz). A TTL típusválaszték jellegzetes képviselői: előre-visszaszámlálásra alkalmasak, "presetelhetők", azaz párhuzamosan tölthetők, nullázhatók.



1.36. ábra.

Egy UP-DOWN számláló alapvetően kétféle vezérlésű lehet: vagy egy CLOCK bemenettel számoltatható, és egy másik UP/DOWN bemenettel határozható meg a számlálás iránya, vagy pedig két külön CLOCK bemenete lehet, az egyik felfelé (UP), a másik lefelé (DOWN) számoltató bemenet. A 74192-193 ez utóbbi fajtához tartozik. Bemeneteit és kimeneteit a katalógusban található elnevezésekkel az 1.36. ábra mutatja. A számláló akkor számol eggyel felfelé, amikor az UP órajel 0-ból 1-be ugrik, miközben az előírás szerint a másik órajel állandó 1-ben van. Lefelé számlálás a DOWN órajel 0-1 átmenetére történik, miközben az

UP jel logikai 1-en van. A számlálás továbbviteléhez, több dekádra, ill. tetrádra való kiterjesztéséhez használható fel a CARRY (átvitel), ill. a BORROW (áthozat) kimenet; ezeket kell a következő dekád (tetrád) UP, ill. DOWN számláló-bemenetéhez kötnünk. A CARRY és a BORROW jel alakulását az 1.36. ábrán látható idődiagram szemlélteti. A CARRY jel (dekádszámlálónál) a 9-es állapot utáni, "negatívba menő fél óraimpulzus" másolata; amikor a tizedik órajel hatására a számláló újra a zérus állapotot veszi fel, ugyanebben a pillanatban ugrik a CARRY-jel 0-ból 1-be, ami a következő dekádot eggyel előre számoltatja. CARRY-jel csak felfelé számláláskor keletkezik. A BORROW-jel visszaszámláláskor áll elő, amikor a számláló már elérte a zérus állapotot és 9-es állapotot készül felvenni: a BORROW kimeneten a zérus állapot utáni negatívba menő fél óraimpulzus másolata jelenik meg.

Mind Ezeket az időzítéseket a katalógusban is részletesen bemutatják, rendszerint idődiagramok segítségével. A felhasználónak, amikor ilyen, vagy ehhez hasonló típusu áramkört alkalmaz, minden esetben teljes mértékben tisztában kell lennie a legapróbb, esetleg jelentéktelennek tűnő részletekkel is. Tudnia kell, milyen bemeneti jelet adjon, a jelek melyik élére mi történik, milyen időrendben milyen kimeneti jelek állnak elő, stb. Az előrelátó, precíz, a gyakorlatban jó eredményt adó tervező munkához, üzembehelyezéshez, beméréshez elengedhetetlen a felhasznált áramkör alapos ismerete. Jelenlegi példánkkal is erre szeretnénk felhívni a figyelmet.

Az 1.36. ábrán látható, hogy a 74192-193-as áramkörnek az órabemenetekén kívül további (statikus) bemenetei vannak. A CLEAR a számláló nullázására alkalmas; ha erre logikai 1-es szintet adunk, akkor a Q_A, Q_B, Q_C, Q_D kimenet az órajeltől függetlenül 0 lesz (a CLEAR-nek prioritása van valamennyi bemenet előtt, számláláskor 0-án kell tartanunk). A LOAD a párhuzamos betöltést, presetelést vezérlő bemenet. Amikor ezt logikai 0-ra visszük, akkor az A, B, C, D bemenetekre készített jel beíródik a számlálóba, és megjelenik a Q_A, Q_B, Q_C, Q_D kimeneteken. A LOAD (0) jel levétele után, a számláló ezt a 4 bites jelet tárolja, és ha az UP vagy DOWN bemenetre órajel érkezik, akkor a

számláló ettől a számtól folytatja felfelé vagy lefelé a számlálást. Ezt a lehetőséget igen gyakran előnyösen ki lehet használni (pl. programozható számlálóhoz - l. később!). Az olyan számlálókat amelyekbe előre egy tetszés szerinti számot párhuzamosan be lehet írni, PRESET COUNTER-eknek nevezik a katalógusokban és a szakirodalomban. A ma kapható szinkron számláló típusok nagy része reverzibilis (előre-vissza) és presetelhető számláló.

74190 dekád- és 74191 bináris számláló:

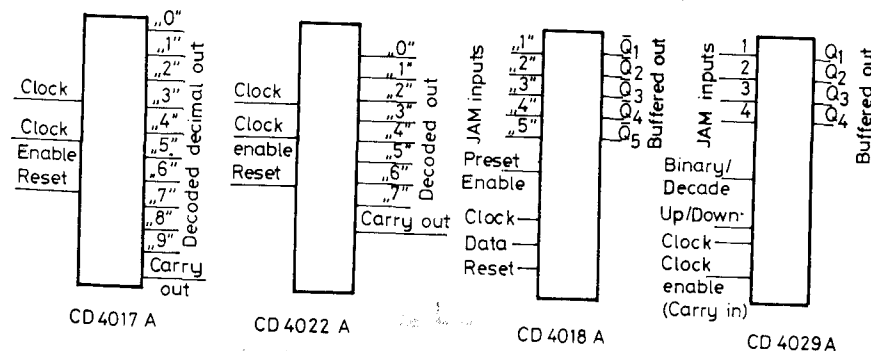
Működésük alapvetően hasonló az előbbi típusokéhoz, csak az előre-visszaszámlálás üzemmódja eltérő. A már említett két lehetséges változat közül a másik vezérlési módszerrel működnek, vagyis külön van egy DOWN/UP, számlálás irányát vezérlő bemenet, és egy CLOCK bemenet (erre adjuk a számolandó jelet). Részleteket a katalógusból érdemes tanulmányozni, a fontos inkább az, hogy tudjunk ilyen fajta típus létezéséről. (Ez a szinkron számláló természetesen mentes attól a hibától, amellyel az aszinkron reverzibilis számlálóknál találkoztunk: az irányváltoztatás, vagyis a DOWN/UP jel változtatása nem eredményezhet állapotváltozást - ez csak a szinkronizáló CLOCK-jel hatására történhet.)

A bemutatott típusok a legtöbbször használt TTL szinkron számlálók. Természetesen a típusválaszték szélesebb. Sok készülékben találhatunk pl. 74160 és 162 dekádszámlálót, ill. 74161 és 163 bináris 4 bites számlálót. Ezek csak felfelé számoltathatók, de szintén presetelhető, tehát párhuzamosan betölthető, és aszinkron, ill. szinkron módon nullázható ("CLEAR"-ezhető). Egyéb típusokat illetően vegyük igénybe a katalógusok tájékoztatását!

CMOS (Complementer MOS) szinkron számlálók

A CMOS számlálók szinkron változatai általában kevesebb bit-számúak, mint a már bemutatott aszinkron típusok. Ez az ára a szinkron számláló azon előnyös tulajdonságának, hogy minden flip-flop az órajel meghatározott élére egyszerre billen, így időzítéseknél, dekódolásakor nem keletkeznek tranziens, "téves" impulzusok.

A CD 4000-s sorozat "egyszerűbb" szinkron számlálóinak "belseje" általában JOHNSON számláló, ennek teljes dekódolása egyszerűen, néhány kapuval megoldható. A leggyakoribb típusok katalógusban megadott tömbvázlatát az 1.37. ábrán foglaljuk össze. A CD 4017 A decimális, dekódolt előreszámláló: tiz kimenete van, vagyis egyesíti magában a számlálót és a dekódolót; "0" ... "9" kimenetei közül mindig egy van logikai 1-en. A bővítéshez külön (aszinkron) CARRY OUT kimenet van. Hasonló felépítésű, de 8 kimenetű a CD 4022 A típus. JOHNSON kódu 5 bites presetelhető számláló a CD 4018 A. A kimenetekről a DATA (adat-) bemenethez történő megfelelő visszacsatolással (egyes esetekben kapuk alkalmazásával), tetszés szerinti modulo-N számláló készíthető. Presetelhető előre-visszaszámláló a CD 4029 A típus. 4 bites, és programozható, hogy bináris vagy dekádikus kódban számoljon. Ezekon kívül a CD 4000-s sorozatban találhatunk szinkron, programozható frekvencia osztót (ezekről még szó lesz): a CD 4059 A 3 és 15999 közötti számmal osztja le a bemeneti jelfrekvenciát, találhatunk egyetlen IC-ben felépített számlálót és 7 vonalas dekódolót: CD 4026 A, CD 4033 A, CLOCK-TIMER-t ("óra időzítő": CD 4045 A), stb.



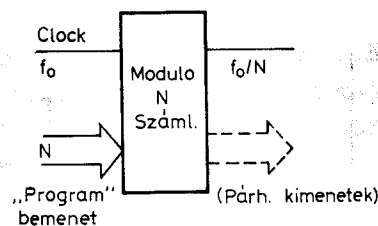
1.37. ábra.

Továbbfejlesztett "második generációs" számlálók vannak az MC 14500-as CMOS sorozatban (MOTOROLA). Néhány példa: MC 14516 B bináris felfelé számláló (presetelhető), MC 14518 B, ill. MC 14520 B kettő 4 bites BCD, ill. bináris felfelé szám-

láló, MC 14553 B egyetlen 16 lábú tokban 3 digitos (3x4 bites) dekádszámláló, természetesen tárolókkal és multiplexelt kimenettel (az ehhez szükséges beépített oszcillátorral), MC 14569 B kettős, programozható, "nagysebességű" (10 MHz) BCD-bináris számláló, stb.

Programozható MODULO-N számlálók, frekvencia osztók

A különféle modulo-N számlálókról, megvalósításukról az előzőkben már szó volt: legegyszerűbb az aszinkron megoldás, amikor az N számot "kikapuzzuk" és ezzel nullázzunk. Tetszőleges kódu és osztási viszonyú szinkron számlálót, osztót NEXT STATE táblákkal tervezhetünk és építhetünk fel flip-flopokból. Digitális berendezésekben, egységekben azonban gyakran felmerül a programozhatóság igénye, amelyet ezek a megoldások nem tudnak kielégíteni. A programozhatóság alatt jelen esetben azt értjük, hogy az N-et az állapotok számát, vagyis a frekvencia osztási viszonyt nem a számláló felépítésekor, huzalozással, logikai hálózattal állítjuk be az előírt és ezután már megváltoztathatatlan értékre, hanem adott kódu logikai vezérléssel bármikor tetszőleges osztási viszonyt programozhatunk be (1.38. ábra). A modulust, N-et általában párhuzamos kód formájában "közölhetjük" a számlálóval, amely ennek "engedelmeskedve" rövidíti ciklusát az előírás szerint, minden fajta áramköri változtatás, kapu-bemenet átkötés, stb. nélkül. A "program bemenet" legtöbbször ugyanolyan kódu, mint amelyben a számláló is működik.

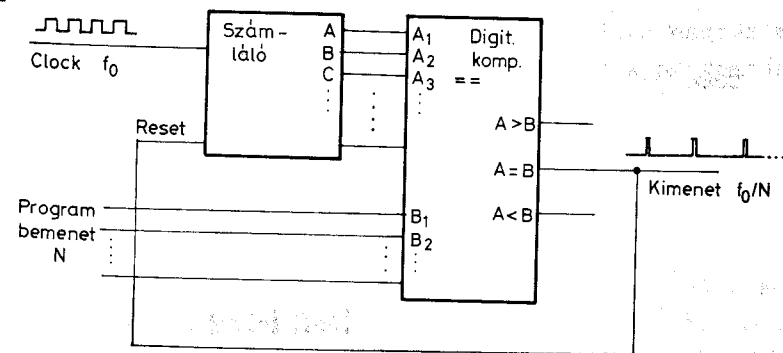


1.38. ábra.

A többféle áramköri megvalósítási lehetőség közül olyanokkal foglalkozunk, amelyeknek legnagyobb a gyakorlati jelentősége, és eddigi ismereteink alapján is valószínűleg ilyet terveznénk.

Programozható számláló előreszámlálóval és digitális komparátorral

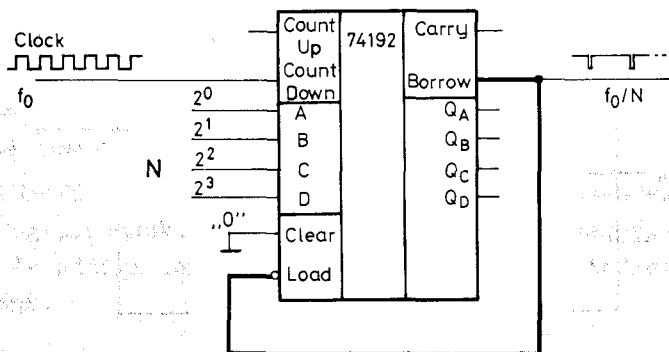
Kézenfekvő a megoldás, hogy az aszinkron modulo-N számlálóknál szokásos módon az N szám elérésekor nullázzunk, reseteljünk - csak hogy most "programozhatóan" nem egy ÉS, vagy NAND kapuval, hanem olyan áramköri egységgel, amely "észrevevő", hogy a számláló elérte N-et. Ilyen áramkör például a digitális komparátor (összehasonlító), amely állandóan összehasonlítja a számláló kimeneti jelét és a program-bemenet jelét. Abban a pillanatban amikor a két jel megegyezik, a komparátor jelzi az egyenlőséget, és nullázza a számlálót, a számlálás előlről kezdődik és megy N-ig, majd ismét nullázás, és így tovább. A fellépő állapotok száma éppen N (maga az N szám csak egészen rövid ideig jelenik meg, ezt követően azonnal nullázódik a számláló - pontosan úgy, ahogyan azt az aszinkron modulo-N számlálóknál tárgyaltuk). A programozható osztó f_0/N kimenetének a digitális komparátor egyenlőséget jelző kimenetét tekinthetjük. A tömbvázlat az 1.39. ábra szerinti lehet. A kimeneten - mivel a RESET-jel nagyon rövid időtartamu - igen kis kitöltési tényezőjű "tüskéket" kapunk, amelyek oszcilloszkópon sokszor nehezen indikálhatók, de további digitális áramkörök működtetéséhez alkalmasak. Hosszabb, jobban definiált szélességű kimeneti impulzusokat a már ismert módszerrel, RS flip-flop megfelelő beiktatásával kaphatunk. Ezt a megoldást sok berendezésben alkalmazzák, hátrányt az aszinkron működés jelent, valamint a meglehetősen bonyolult felépítés.



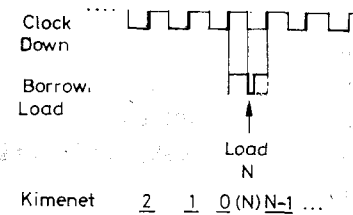
1.39. ábra.

Programozható számláló párhuzamosan tölthető (preset) számlálóval, visszaszámlálással

A működés alapelve az, hogy egy visszaszámlálóba (DOWN-COUNTER-be) a nulla elérésekor, az előírt osztásviszonynak megfelelő N számot írjuk be minden ciklusban. Így tehát a számláló N-től számol visszafelé 0-ig, ebben a pillanatban újra N-t töltünk be, és így tovább. Ily módon az állapotok száma, vagyis az N, általunk beállítható értékű, "programozható". Egy lehetséges szokásos kapcsolást az 1.40. ábra mutat a már ismert 74192 vagy 74193 típusu TTL programozható BCD, ill. bináris UP-DOWN számlálóval, az egyszerűség kedvéért egyetlen dekádra, ill. 4 bitre felépítve. A nulla állapot elérése után N betöltés most egyszerre megoldható a BORROW ("áthozat": visszaszámláláskor a 0 állapot elérését jelző kimenet) és a LOAD ("betöltés": az "előre odakészített" N betöltését engedélyező bemenet) összekötésével. Természetesen a helyes működést a lejátszódó események időbeni sorrendjének egészen részletes, alapos elemzésével, regisztrálásával ellenőriznünk kell, vagyis célszerű pontos idődiagramot készítenünk minden lényeges bemenet, ill. kimenet jeléről. Ezt általában meg kell tennünk a sorrendi hálózatok összeállításakor - legyen ez az első példánk erre! Jelen esetben a DOWN bemenetre kerülő, lefelé számoltató CLOCK jelet, a BORROW és az ezzel ekvivalens LOAD jelet, valamint a számláló adott pillanatokban felvett kimeneti állapotait kell figyelni. A működés ugyan nem bonyolult, de azt tisztáznunk kell, hogy ha ciklusonként N-ről számolunk visszafelé, akkor a nullát is beleértve az összes



1.40. ábra.

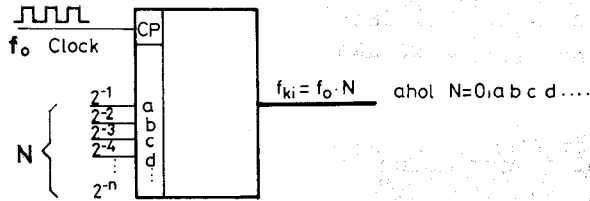


1.41. ábra.

állapotok száma nem N+1 lesz-e (és ezért a "program" bemenetre esetleg nem kell-e N-1-et előkészítenünk). A felrajzolt idődiagram (1.41. ábra) alapján tisztázható, hogy a valóságban biztosan éppen N a felvett állapotok száma. A számláló (a katalógusból ismert módon) a DOWN jel minden 0-1 átmenetére változtatja állapotát és csökkenti 1-gyel kimeneti bináris jelét (az ábrán 2, 1, 0 ...). A zérus elérésekor a BORROW-jel - a katalógusban közölt idődiagram szerint - lemásolja a CLOCK-jel negatív félperiódusát (az ábrán szaggatott vonal). Most azonban, mivel a BORROW a LOAD-dal összeköttetésben áll, a BORROW zérusra érésének pillanatában beíródik a számlálóba az "odakészített" N kombináció, ekkor azonban a számláló tartalma már nem 0, így a BORROW feltétel nem teljesül, ez a jel ismét a "nyugalmi" 1-es lesz. A következő 0-1 órajel átmenetkor a számláló az N-1 állapotot veszi fel, vagyis órajel-ütemenként a számláló ...2 ...1 ...0 ...N-1 ... sorrendben számol, így az összes állapotok száma N. (Az N szám "többletként" ugyan megjelenik, de az idődiagramból láthatóan csak két órajel között egy rész-órajel időtartamig!) A BORROW-jel egy rövid idejű "negatív tüske" lesz, mivel a betöltés nagyon rövid idő alatt végbemegy. Tekintve, hogy ez egyben a programozható osztó kimeneti jele, az ilyen jelforma meglehetősen kedvezőtlen: nehezen indikálható, nagyobb távolságra nem célszerű elvezetni. Mindazonáltal flip-flopok, számláncok, stb. órajelként változtatás nélkül felhasználható, más esetekben pl. monostabil flip-floppal való "nyújtása" célszerű. Az osztó természetesen több dekádra, több tokra is kibővíthető: ekkor a szokásos lefelé számlálót állítjuk össze (előző tok BORROW-ja a következő DOWN-jára vezetve), és az utolsó tok BORROW kivezetését visszük valamennyi tok LOAD-jára.

Impulzus üzemi szorzó (RATE MULTIPLIER)

Ez is a programozható számláló egyik változata: a bejövő f_0 CLOCK-frekvenciát a program bemenetre adott N számmal szorozza meg az 1.42. ábra szerint. Az N szám minden esetben kisebb 1-nél (0, ...) vagyis kettes (vagy BCD) számrendszerben egy nulla-egésszel kezdődő tört szám. A kimeneti jelfrekvencia tehát ebben az esetben is mindig kisebb a bemeneténél



1.42. ábra.

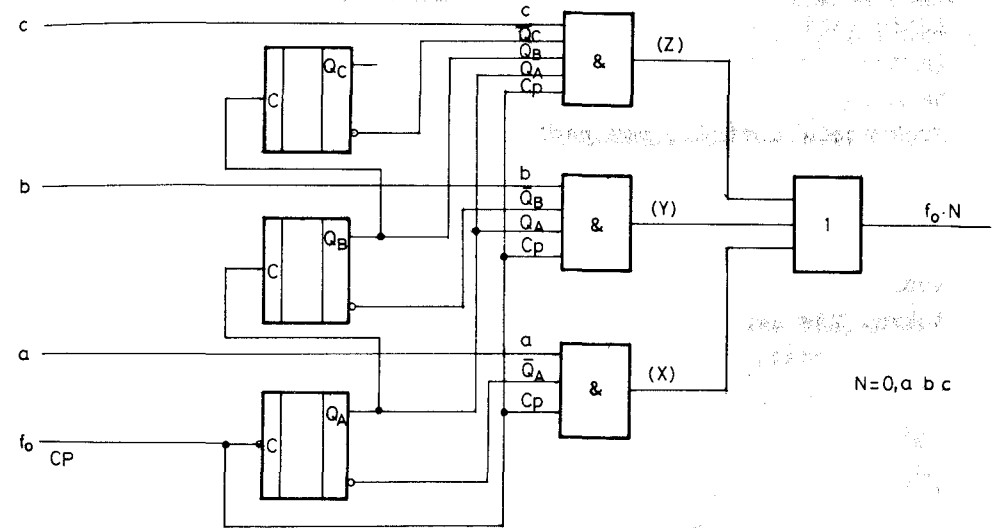
- hasonlóan az előző frekvencia osztóhoz. Az eltérés csak az, hogy az N most szorzóként szerepel, vagyis nem "osztási-viszonyt", hanem "szorzót" programozhatunk a számlálóba. Bináris RATE MULTIPLIER esetén az N számban lévő "tizedes" (radix-) vessző utáni "a" jegy $2^{-1} = 0,5$ -et ér a "b" jegy $2^{-2} = 0,25$ -öt, a "c" jegy $2^{-3} = 0,125$ -öt, stb.

Például:

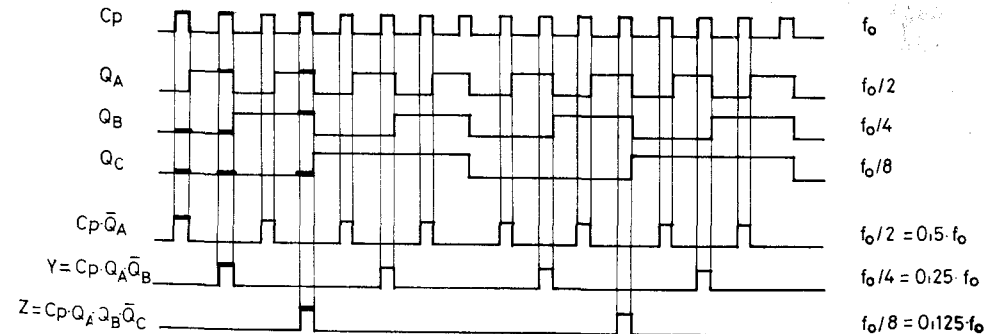
N = 0,100	$f_{ki} = f_0 \cdot 0,5$
N = 0,010	$f_{ki} = f_0 \cdot 0,25$
N = 0,001	$f_{ki} = f_0 \cdot 0,125$
N = 0,110	$f_{ki} = f_0 \cdot 0,75$
N = 0,101	$f_{ki} = f_0 \cdot 0,625$

Könnyen belátható, hogy az ilyenfajta impulzus üzemi szorzó felépítéséhez alap építőelemként egy bináris számláló szükséges, amely az f_0 frekvenciájú CLOCK-ból előállítja az 1/2, 1/4, 1/8, stb. frekvenciájú jeleket. Szükséges ezenkívül egy kapuhálózat, amely ezen 1/2, 1/4, stb. komponenseket vagy a kimenetre engedi, vagy nem, attól függően, hogy az a, b, c, stb. együtthatók 0, vagy 1 értékűek. A kapuhálózatnak olyan nak kell lennie, amely azt is biztosítja, hogy az 1/2, 1/4,

stb. frekvenciájú impulzusok időben eltolva jelentkezzenek a kimeneten azért, hogy a súlyozott összegzés létrejöhessen. Mindez jobban érthető, ha egy lehetséges áramköri elrendezést is felvázolunk, amely természetesen hasonlóságot mutat a készen kapható 7497-es BINARY RATE MULTIPLIER-rel. Az 1.43. ábrán egy egyszerűsített változat látható 3 bitre. A működés megértéséhez érdemes a jellemző pontokra idődiagramot rajzolni: a CLOCK-ot alapul véve a számlánc kimenetekre, valamint az ES-kapuk X-Y-Z-vel jelölt kimeneteire (a=b=c=1, 1.44. ábra). Látható, hogy az ES-kapuk kimeneteken megjelenő $f_0/2$, ill. $f_0/4$, ill. $f_0/8$ frekvenciájú jel impulzusok - ellentétben a



1.43. ábra.



1.44. ábra.

számlánc kimeneti jeleivel - időben eltolva jelennek meg, sohasem fordul elő, hogy az X, Y, Z jelek egyidőben 1-esek, ezért VAGY-kapura vezetve, annak kimenetén (és az egész áramkör kimenetén) az a, b, c együtthatókkal engedélyezett impulzusszámok összege áll elő. Ha pl. $a=b=1$ és $c=0$ (0,75), akkor a VAGY-kapuk kimenetén akkor jelenik meg 1-es, vagyis egy impulzus, ha vagy X-en, vagy Y-on van impulzus, a kimeneti jel frekvenciája tehát $0,5f_0 + 0,25f_0 = 0,75f_0$. Egyedüli hátrány, - és ez a RATE MULTIPLIER-ek rossz tulajdonsága - hogy a kimeneti impulzussorozat nem egyenletes; jelen esetben pl. az $f_0/2$ -es sorozat "közé ékelődik" az $f_0/4$ -es impulzussorozat egy-egy tagja. Más szóval a kimeneti jel frekvenciája rövid időre tekintve nem állandó, de hosszú időre vonatkoztatott átlagban természetesen f_0 . N. Ez az oka annak, hogy ezt a fajta áramkört csak olyan helyen alkalmazhatjuk, ahol az átlag frekvencia dominál, nem pedig a pillanatérték.

Általában nem szükséges RATE MULTIPLIER-t alapelemekből összeállítani, kész MSI változatok állnak rendelkezésünkre, pl. a már említett 7497-es TTL, bináris, 6 bites szinkron változat, vagy a 74167-es BCD változat - mindkettő bővíthető több tokra. Más áramkör családokban is találhatunk hasonló működésű típusokat, ilyen pl. a CMOS MC 14527.

"Különleges" számlálók

Az eddigiekben - főként a működés megértése céljából - a legegyszerűbb, "hagyományos" számláló típusokkal foglalkoztunk. Tudnunk kell azonban, hogy nagyon sok olyan "feladatra orientált", speciális típus létezik, és szinte naponta jelenik meg, amely valamely számlálással összefüggő feladat végrehajtására készült, vagy valamely részegysége számlálót tartalmaz. A típusválaszték áttekintését még megkísérelni sem lehet, csak példának említenek meg néhány áramkör fajtát.

Nagyon sokszor van szükségünk számlálóra időmérés, időzítés céljából. Egyrészt az alap-oszcillátor jelet kell leosztanunk (pl. 1 s-ra), másrészt az eltelt időt kell mérnünk az 1 s-os impulzusok számlálásával, programozhatóan megadott idő elteltével különböző vezérlő jeleket kell kiadnunk, stb. Ilyen célokra kaphatók az olyan nagy osztású számlálók, amelyek valamely kvarc-, vagy a hálózati frekvencia 1 Hz-re való

leosztását végezhetik, valamint az időzítő, időmérő, TIMER számlálók, amelyek az időmérést végzik. Ide sorolhatjuk az "óra-IC"-ket is, amelyekhez rendszerint csak LCD kijelzőt kell kapcsolnunk, és végeredményben ide tartoznak a ma már dömping cikkek számítókvarc-karóra elektronikák is. (Példák: a TTL-ben egy tokban 2 db 50 MHz-es dekádszámláló az SN 49705 N, vagy egyetlen 8 lábú tokban 2 db 5-ös, valamint egy 2-es osztó az SN 49710 P, amely utóbbi a hálózati 50 Hz 1 Hz-re való leosztásához készült, "ipari timer" a CMOS családban az MC 14566 B, és programozható timer IC az MC 14541 B, stb.)

Frekvencia- és időmérőkhöz, szintetizáló elven működő generátorokhoz, nagyfrekvenciás rádió vevőkészülékekhez használatosak az elő-számlálók, pre-scalerek. Ezek talán a leginkább "kiélezett" specifikációjú típusok: igen nagy frekvencián is működnek. Amíg egy normál TTL számláló max. 15...25 MHz-es órajel frekvenciával számolhat, a pre-scalerek 100 MHz, n.100 MHz, sőt egyes típusok GHz (!) tartományban is alkalmazhatók frekvenciaosztóként. (Gondoljuk el, milyen nagy határfrekvenciájú eszköznek kell lennie annak, amely még GHz-en, mint flip-flop billenni tud, azaz erősítése jóval nagyobb 1-nél.) Áramkörü kivitelükre nézve ezek általában ECL, EPL, esetleg Schottky I²L megoldásuak.

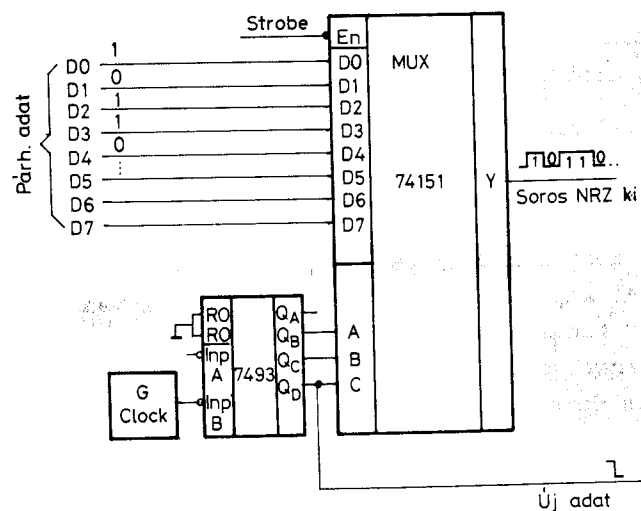
Kaphatók ezenkívül számlálókat (és még több más egységet) tartalmazó PLL szintetizátorok, sebesség-szabályozók és még sok egyéb áramkör - ezeket katalógusokban kutassuk fel és tanulmányozzuk (sokszor egy-egy katalógusból több információhoz juthatunk, mint egy egész könyvből vagy jegyzet-kötetből!).

1.1.4. A számláló alkalmazásának néhány tipikus példája

Az előzőkből arra következtethetünk, hogy szinte minden számlálással kapcsolatos feladat megoldására van valamely cél-áramkör típus. A gyakorlatban mégis nagyon sokszor kell elemekből áramkört építenünk, vagy azért, mert éppen nem áll rendelkezésünkre a kívánt cél-típus, vagy azért mert a kitűzött specifikációk - sebesség, vezérlő jelek, stb. - eltérnek a típusra megadott specifikációktól. Kezdetnek néhány gyakran előforduló feladathoz állítunk össze áramkört.

Párhuzamos-soros kód-átalakító

Legyen feladatunk 8 vezetéken érkező párhuzamos jelnek soros NRZ jellé való átalakítása. Ez - többek között - oly módon történhet, hogy a párhuzamos jel bit-jeit sorrendben, egyenként "lekérdezzük", vagyis a bemeneti bit-vezetéseket sorban egymás után a közös (soros) kimenetre kapcsoljuk. Már ismerünk olyan áramkört, amelynek több bemenete közül a kiválasztott (megcimezett) bemenete kapcsolódik a kimenetére: ez a multiplexer. A sorban, egymás után való lekérdezést magától értetődően úgy valósíthatjuk meg, hogy a multiplexer cím bemeneteire sorban, egyre növekvő bináris számokat adunk, célszerűen egy bináris előreszámlálóval, amely egy clock jelre számol. A kapcsolás így az 1.45. ábra szerinti lehet. A TTL típusválasztékból a 74151-es 8 bemenetű multiplexert és a 7493-as bináris számlálót használhatjuk. Mivel csak 8 állapokra van szükségünk, a számláló 3 bitjét használjuk csak ki: a CLOCK-jel az INPUT B-re megy, a Q_B , Q_C és Q_D kimenetek címezik sorban a multiplexert. Az A flip-flopot nem használjuk. Amikor a számláló elérte az 111 állapotot, tovább számol, és visszaugrik 000-ra, ekkor lehet a párhuzamos bemenetek jelét egy ujabbra kicserélni - ezt a pillanatot jelzi az MSB Q_D kimeneten jelentkező 1-0 átmenet. Most már ennek az új párhuzamos adatnak a megfelelője jelenik meg sorban, időben egymás

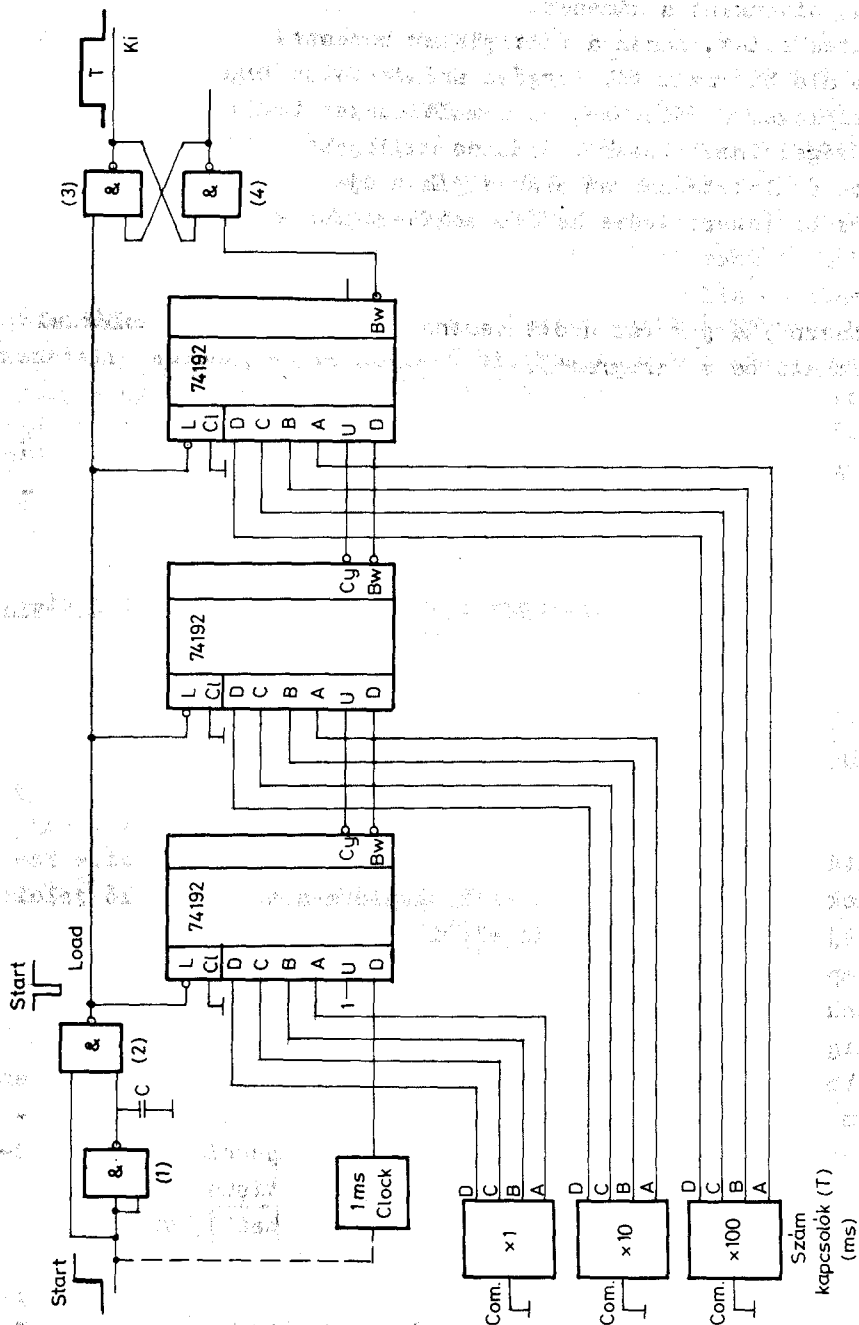


1.45. ábra.

után, bitenként a kimeneten. Természetesen a kapcsolás nemcsak 8 bites lehet, hanem a multiplexer bemenetek számától, és a számláló bit számától függően szinte tetszőleges (16 bemenetű multiplexer a 74150-es, de a multiplexer további bővítési lehetőségei ismereteseek). Érdemes megjegyezni, hogy a párhuzamos-soros átalakításnak ez csak egyik módja, ugyanezt a feladatot a később ismertetésre kerülő shift-regiszterekkel is megoldhatjuk. A most felvázolt multiplexeres kapcsolást a párhuzamos-soros jelátalakításon kívül "programozható generátor"-ként is használhatjuk (az adott bemenetre helyezett kapcsolókkal állítható be a "program").

Időzítő, időtartam kapcsoló

A feladat az, hogy a START (0-ról 1-re ugrás) pillanatában az időzítő kimeneti jele menjen 1-be, majd pl. BCD élke-rekes számkapcsolókon beállított idő elteltével ismét térjen vissza 0-ba, csak az újabb START-ra kezdődjön egy újabb időzítési ciklus. Tegyük fel, hogy 3 dekád-kapcsolóval kell a kiadott jel hosszúságát ms-ban beállítanunk (0...999 ms), és nem áll rendelkezésünkre kész LSI időzítő, és nem is számítástechnikai módszerekkel (mikroprocesszorral) oldjuk meg a feladatot, hanem magunknak kell elemekből építkeznünk. A megoldásra alapvetően két mód kínálkozik: a) A START jellel egy felfelé számlálót indítunk, amely 1 kHz-es órajelet számol. Kimenetei egy digitális összehasonlító (komparátor) áramkör bemeneteire kerülnek. Az összehasonlító másik oldalára a számkapcsoló jeleit vezetjük. Amikor a számláló eléri az előre beállított számot, a komparátor jelez, és leállítja az időzítőt. (Eddigi tanulmányaink alapján ez a megoldás magától értetődőnek látszik, de mindig gondolkoznunk kell azon, hogy nincs-e egyszerűbb, kevesebb IC-t igénylő megoldás, ehhez ugyanis biztosan szükséges három BCD számláló tok és három darab komparátor tok, nem beszélve az egyéb kiegészítő elemekről - a kapcsolás megtervezését az olvasóra bizzuk.) b) Felhasználva a típusválasztékra vonatkozó ismereteinket, presetelhető (tölthető), visszafelé számlálót alkalmazunk: a START pillanatában párhuzamosan betöltjük a számkapcsolókon beállított jelet, majd ettől a számtól kezdve számoltatjuk visszafelé a számlálót az 1 ms-os időalap jellel mindaddig, amíg a zérust el nem éri. TTL 74192 ti-



1.46. ábra.

pust választva, a zérus elérését a BORROW kimeneten megjelenő logikai 0 jelzi, ezzel kell leállítanunk az időtartam-kapcsolót. Az 1.46. ábra kapcsolásán az (1) és (2) kapu egy monostabilt alkot, amelyben C értéke nem kritikus; a feladat csupán az, hogy a START jel 0-1 átmenetéből egy rövid idejű "0" impulzus keletkezzen (nehogy hibát okozzon, ha a START jelet hosszú ideig 1-ben tartjuk). Ez tölti be a számlálóba a $t=0$ időpillanatban a számkapcsolók tartalmát, valamint billenti 1-be a (3) és (4) kapuból alkotott bistabilt, így a kimenet jele 1-be kerül, kezdetét veszi az időzítés. A számláló az 1 s-os CLOCK jelére visszafelé számol a betöltött T számtól zérusig. A nulla elérésekor az utolsó dekádszámláló kimenetén a BORROW logikai 0-ba megy, és visszabillenti a kimeneti flip-flopot; letelt a T idő, a kimenet visszaugrik 0-ba. (A számláló ezután folytatja a visszaszámolást, többször is előállít BORROW jelet, de ez a kimeneten nem okoz változást, hiszen a flip-flop már visszabillent. Újabb töltés és a kimenet 1-be kerülése csak újabb START jelre történik. Amennyiben TTL számlálókat alkalmazunk, a bemeneti, T beállító jelet adó számkapcsolók kiválasztására nagy gondot kell fordítanunk: figyelembe kell vennünk, hogy az a TTL bemenet, amely szabadon van, 1-es vezérlésűnek számít. Ezért olyan számkapcsolóra van szükség, amely a benne lévő 4 "kis kapcsolót" a beállított számnak megfelelő kódban megszakítja, a többi a "COM", közös ponthoz kapcsolja, és ezt a "COM"-ot 0 V-ra, azaz logikai 0-ra kötjük. Természetesen a bemeneteken nemcsak számkapcsolók lehetnek, az "időtartam program" egy másik digitális egységből is érkezhetsz.

Ebben a kapcsolásban egységnyi, "1 count" (1 ms) bizonytalanságot okoz az, hogy az indítás pillanatában lehet, hogy azonnal érkezik egy CLOCK-jel, de az is lehet, hogy éppen az indítás előtt érkezett, ekkor gyakorlatilag az indítás után egy CLOCK periódus múlva történik számolás. A digitális eszközök, mérőberendezések pontossági specifikációi között ehhez hasonló okok miatt általában ott találjuk a +1 digit (+1 count) járulékos hibát. A legtöbb esetben azonban, mint jelenleg is, nem szükségeszerű ennek a hibának a bekövetkezése. "Indítható" CLOCK generátorral, amelyet szintén a START jellel vezérelünk (l. a 1.46. ábrán szaggatott vonal) elérhetjük, hogy az első

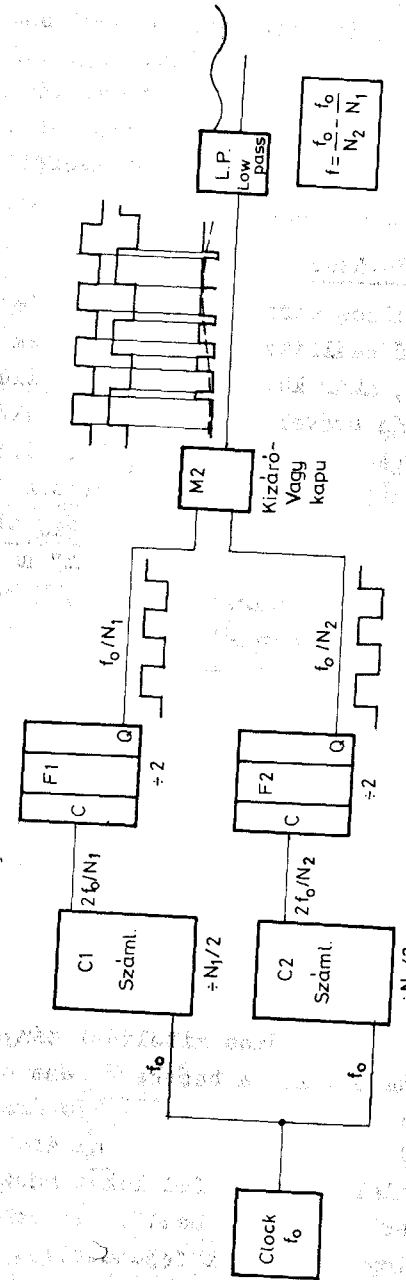
számolás pontosan 1 ms múlva következzen be, és így az időzítés pontosan az előre beállított periódusszámnak megfelelő legyen.

Digitális szinusz generátor

Az alapismeretek tanulásakor a kizáró-VAGY kapuval kapcsolatban szó volt arról, hogy ha ezen kapu 2 bemenetéhez eltérő frekvenciájú, 50 %-os kitöltésű (logikai szintű) négyszögjelet vezetünk, akkor e kimeneten olyan "impulzusszélesség modulált" jel keletkezik, amelynek középértéke pontosan szinuszjelet ad (a kimeneten keletkező impulzusok egyre "szélesednek", majd egyre "fogynak"). A kimeneti jel ismétlődési frekvenciája a kizáró-VAGY kapu bemenetére kerülő jelek frekvenciájának a különbsége. Ezzel a módszerrel (akár kvarcpontossággal) egészen kis frekvenciájú szinusz jelet is előállíthatunk. Az áramkör felépítésekor kamatoztathatjuk a modulo-N számlálókra vonatkozó ismereteinket. Az általában nagyfrekvenciásra választott f_0 CLOCK-jelet két különböző osztású modulo-N számlálóval osztjuk le. Mindkét számláló egy 2-es osztású flip-floppal "érvéget" azért, hogy a leosztott jel szimmetrikus, 50 %-os kitöltésű legyen (a számláló modulusa N_1 és N_2 természetesen a flip-flopok 2-es osztásával együtt értendő). A kétféle jel kerül azután a kizáró-VAGY kapura, ahol a PDM (Pulse Duration Modulated) jel előáll (1.47. ábra). Ebből a szinusz jelet aluláteresztő szűrővel nyerjük. Az előállított szinusz annál precízebb, minél több mintából, elemi impulzusból áll, ezért célszerű f_0 -t nagyra választani. Az előálló különbségi frekvencia:

$$f = \frac{f_0}{N_2} - \frac{f_0}{N_1}$$

amiből kivánt f esetére f_0 , N_1 és N_2 megválasztható, ill. meghatározható. Ha az f_0 frekvenciájú jelet előállító generátor kvarcoszcillátor, akkor az előállított f is kvarcpontosságú lesz (N_1 és N_2 időben nem változik)! A digitális jelforma generálásnak más módja is van, pl. egy ROM-ban (olvasható memóriában) tároljuk egymás után következő címeken a megfelelő szinusz értékeket ("függvénytáblázatot"), majd egy számlánc segít

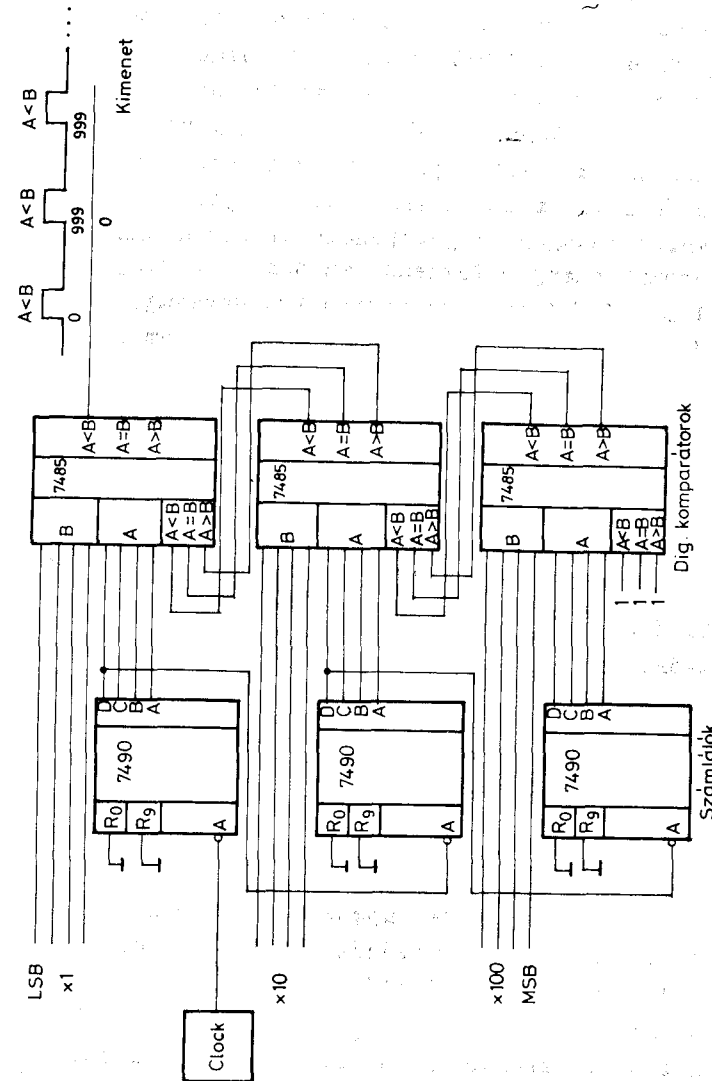


1.47. ábra.

ségével végzett folyamatos címzéssel a ROM-ból egymás után kiolvassuk ezeket. Az így kijövő párhuzamos jel sorozatot (szó-sorozatot) egy digitál-analóg átalakítóval és némi szűréssel alakítjuk "folyamatos" analóg kimeneti jellé. (Egy teljes függvény táblázat tárolása és kiolvasása bonyolult megoldásnak látszik, de figyelembe véve a ma rendelkezésre álló LSI típusválasztékot, valamint azt, hogy az "intelligens" készülékekhez való alkalmazás könnyebb, egyre nagyobb a jelentősége.)

Impulzus szélesség modulátor

Feladat lehet egy impulzus sorozat kitöltési tényezőjének programozhatóan történő beállítása, szélességének modulációja akár számkapcsolóval, akár külső digitális jellel (maradjunk a 3 BCD digités, más szóval 1^o/oo-es lépésekben való beállításnál). Egy lehetséges megoldás vázlatát az 1.48. ábra mutatja. A CLOCK-jel a 3 dekádszámlálót folyamatosan számoltatja 0-tól 999-ig, majd 0 után ismét 999-ig és így tovább. A 3 db digitális komparátor folyamatosan "figyeli" a bemeneti, B jelet és a számlánc pillanatnyi tartalmát, A-t. Minden ciklusban mindaddig, amíg a számláló (amely 000-ról felfelé számol) tartalma kisebb, mint a beállított bemeneti B szám, a kaszkádba kötött komparátor-sor legutolsó A < B kimenetén logikai 1 áll elő. Amikor a számláló tartalma eléri a beállított számot, a kimenet jele zérus lesz, és ez marad a ciklus végéig, mindaddig, amíg a számláló 999-ig el nem számol, és nem ugrik újból 000-ba. Ekkor - mivel ismét teljesül az A < B feltétel - a kimenet ismét logikai 1 lesz, stb. Belátható, hogy egy-egy ciklus 1000 órajelig tart és ezen belül a kimenet jele annyi órajel időtartamra 1-es, ahányas számot a bemeneten beállítottunk, az 1000-es ciklus többi részében nulla. Így végülis a kimeneti jel pontosan annyi ezrelékes kitöltési tényezőjű lesz, amennyit beállítottunk (ha pl. 250 a beérkező bemeneti szám, akkor a kimenet 250 órajel időtartamig 1-es, 750 órajel időtartamig 0 - ilyen négyszögjel keletkezik). Ezt az áramkört közvetett digitál-analóg átalakításra is fel lehet használni (a kimeneti jel DC középértéke arányos a beállított bemeneti jellel - lásd a digitál-analóg átalakítók fejezetét!).



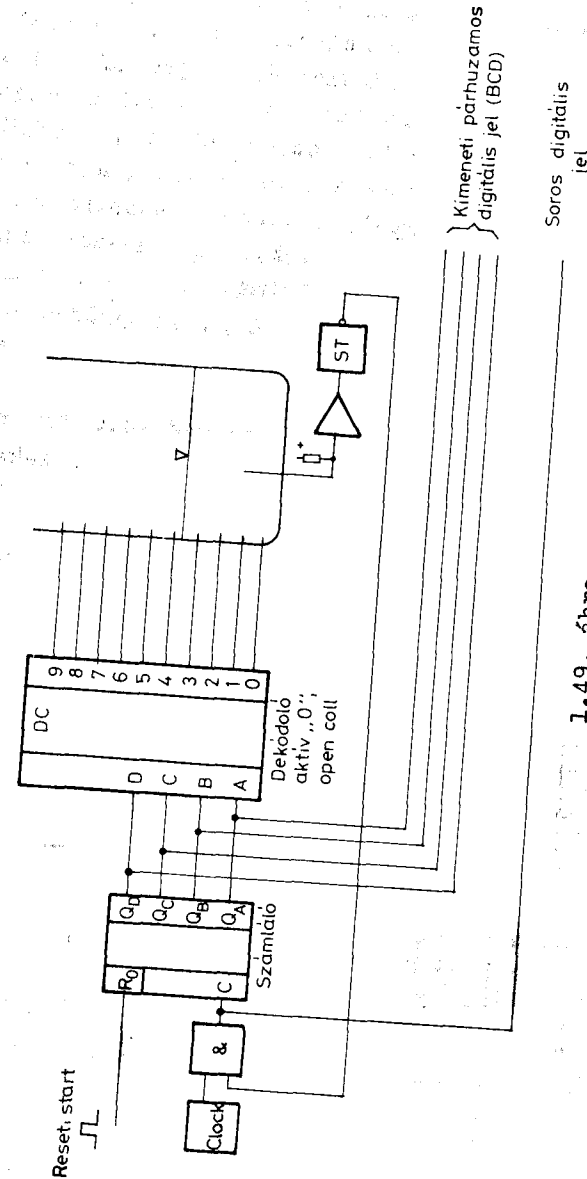
1.48. ábra.

Frekvencia- és időmérés

A periódikus jelek ismétlődési frekvenciáját digitális módszerrel általában a definíció alapján mérjük, azaz megszámloljuk, hogy 1 s alatt hány jelperiódus zajlott le. Ezért a mérendő jelet először "formáljuk", digitális jelszintűvé alakítjuk, majd így vezetjük a számlálóba. Az időalapot, amely 1 s, vagy 10 hatványaival szorzott 1 s, és amely meghatározza, hogy a számlálás meddig tartson, általában egy nagy pontosságú, nagyobb frekvenciás oszcillátor jelének frekvencia osztásával nyerjük. Mindkét feladathoz meglehetősen nagyszámú dekádszámláló szükséges. Kapcsolási rajzot ehelyütt nem adunk meg, erre eddigi ismereteink alapján feltehetően nincs szükség (a részletek tárgyalása más tárgyakban történik). Ugyanúgy nem rajzolunk digitális óra kapcsolásokat sem. Mindkét említett funkcióra ma már igen széles LSI IC típusválaszték áll rendelkezésre, a legkülönbözőbb szolgáltatási és pontossági igények kielégítésére (National, Intersil, stb.), ritkán fordul elő, hogy alapelemekből kell áramkört összeállítani.

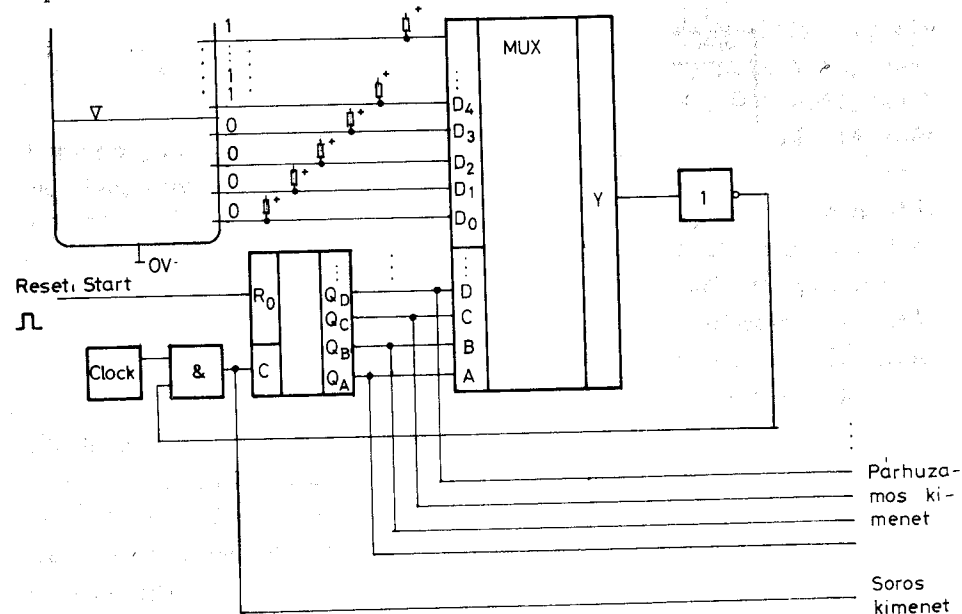
Digitális tartálysztint mérő

Azért, hogy érzékeljük, az áramkörök megvalósításának elvei a különböző témákban azonosak, vegyünk egy példát egy eddigiektől eltérő területről! Feladatunk, hogy egy tartályban lévő folyadék szintjét kell digitálisan kifejezhetővé, távadásra alkalmassá tenni. Ha a folyadék nagy ellenállással is, de vezet az áramot, akkor a szintérzékelést a tartályba benyúló, függőleges irányban egyenletesen elosztott elektródákkal, "tüskel" végezhetjük (a kivitelezés részleteiről más tárgyakban esik szó). Szükséges ezenkívül egy "központi" elektróda, amely a folyadékkal állandó villamos kapcsolatban van az 1.49. ábra vázlatára szerint. Az áramkör rajzából követhető a működés: a RESET után a dekádszámláló felfelé számol a CLOCK hatására, ezért a dekódoló kimenetein sorra logikai 0-k jelennek meg, amelyet a "központi" elektróda is érzékel és (megfelelő erősítő és trigger közbeiktatásával) az ÉS-kapu bemenetére 1-et adva, engedélyezi a továbbszámlálást. Abban a pillanatban, amikor a dekódolt 0 jel egy olyan elektródához ér, amely már nem merül a folyadékba, a központi elektróda a felhúzó ellenál



1.49. ábra.

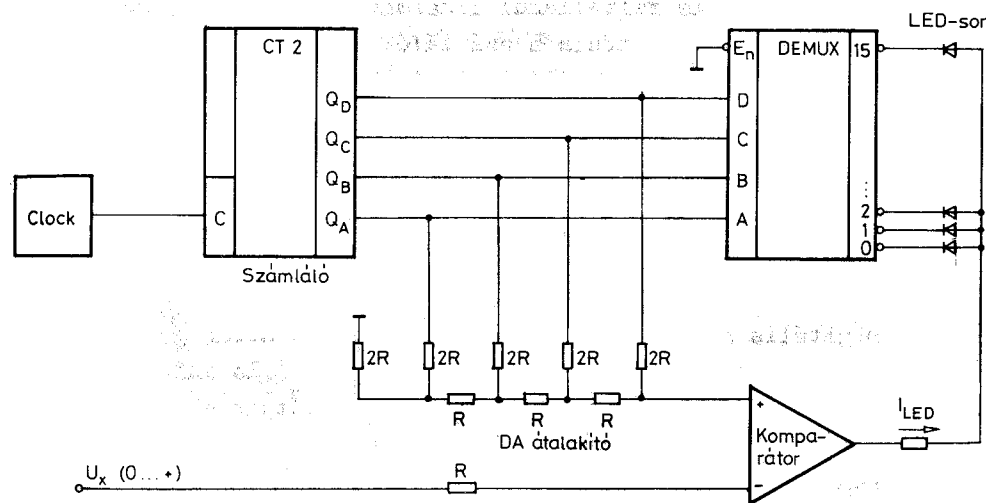
lás hatására pozitív szintre kerül, az ÉS-kapu tiltó jelet kap, a számlálás leáll. A számlálóban tárolódik az utolsó elektróda száma, amely még folyadékba merült. Ez lesz a kimenet jele. A rajzon 10 diszkrét szint érzékelésére alkalmas elrendezés van, természetesen további számlálókkal és teljes dekódolással a pontok száma tetszés szerint bővíthető. A feladat megoldható prioritás kódolóval (priority encoder-rel) is, számláló nélkül (az encoder bemenetei csatlakoznak a "tükre", a központi elektróda, vagy akár az egész tartály földpotenciálra van, így a legmagasabb, még folyadékban lévő elektróda számának bináris, ill. BCD kódját kapjuk meg az encoder kimenetén). A számlálóval kivitelezett megoldás előnye, hogy "soros", impulzus szám kimenete is van (egy-egy mérésakor annyi impulzus keletkezik, amennyi a szintmagasság mérők száma). Multiplexerrel és számlálóval is megoldható a feladat az 1.50. ábra szerint. Ennek előnyös tulajdonsága, hogy földelhető a tartály (az érzékelő tükk természetesen szigeteltek). Ha a folyadék nem vezető, akkor legtöbbször hasonló diszkrét távolságra elhelyezett "uszókapcsolókat" alkalmazunk, ezekkel gyakorlatilag ugyanilyen elven építhetünk mérőáramkört.



1.50. ábra.

Feszültség szint jelző LED-sorral

Főleg indikálási célokra, kisebb pontosság igény esetén használatosak ujabban a mutatóval ellátott műszerek helyett a "vonalkijelzők", amelyekben egy sorban több, esetleg több 10 LED van. A mérendő jel (feszültség) nagyságára a világitó LED-sáv hossza jellemző. Erre alkalmas átalakító-meghajtó áramköröket készen kaphatunk (UAA 170, UAA 180, stb.), de lehetséges, hogy ilyen éppen nem áll rendelkezésre, vagy a szokásosnál hosszabb LED-vonalra van szükségünk. Egy ilyen, különálló elemekből felépített áramkör változatot mutat be példaként az 1.51. ábra. A 4 bites felfelé számláló egy R-2R hálózatot hajt meg (1. a digitál-analóg átalakítókról szóló fejezetet!). Zérus



1.51. ábra.

feszültség szintként a számláló log 0 feszültsége, referencia-ként a nem túl pontos log 1 feszültség szolgál. Amikor a számláló a CLOCK hatására felfelé számol, az R-2R hálózat kimenetén lépcsőzetesen növekvő feszültség jelenik meg (4 bit esetén 16 lépcső). Amikor a lépcső feszültség eléri a (csak 0 V és log 1 feszültség tartományban megengedett) U_x mérendő feszültséget, a komparátor kimenete negatívba ugrik. Közben a számláló ugyancsak növekvő számokkal címezi a 16 kimenetű demultiplexert (pl. 74154). Mindaddig, amíg a lépcső feszültség kisebb a bemenetnél, a kimeneteken a LED-ek sorra, egymásután felvil-

lannak, amikor a lépcső feszültség egyenlő, ill. nagyobb lesz a bemenetnél, a további "megcímezett" LED-ek nem világítanak, hiszen a komparátor kimenete negatív lett, így nem kapnak pozitív nyitófeszültséget. Amikor egy ciklus lezajlott, a számláló ismét 0-ról kezd számolni, a 16 LED közül a mérendő feszültség szinttől függő számú LED felvillan, a többi nem. Ha az órajel eléggé nagyfrekvenciás, akkor szemmel nem vehető észre a LED-ek egymás utáni felvillanása, a teljes ciklus olyan gyorsan ismétlődik, hogy szemünk folyamatos világító sávot lát ("scanning", "letapogatási" elv - ezt kijelzőknél, megjelenítőknél gyakran alkalmazzuk).

Reméljük, hogy a bemutatott példa áramkörök - még ha gyakorlatunkban nem is feltétlenül alkalmazzuk azokat változatlan formában - segítséget adnak a számlálók működésének, működtetésének, alapvető felhasználási elveinek megértéséhez. További példákkal, amelyekben számlálók is vannak, a későbbi fejezetekben találkozunk még.

1.2. FÉLVEZETŐS REGISZTEREK

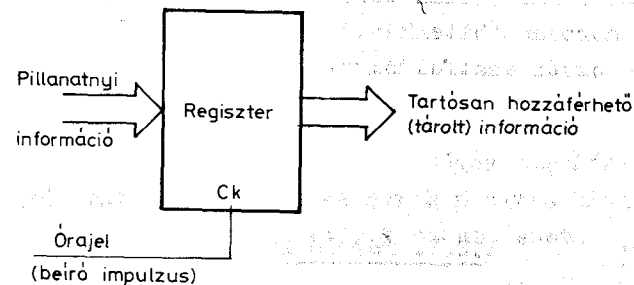
Digitális áramkörökben a feladatmegoldás során gyakori igény több bitnyi, rövid ideig rendelkezésre álló információ eltárolása hosszabb ideig. Ezt a feladatot látják el a tároló regiszterek.

Félvezetős regiszterek esetén a tápfeszültség kimaradása vagy kritikus csökkenése, növelése az információ elvesztését jelenti.

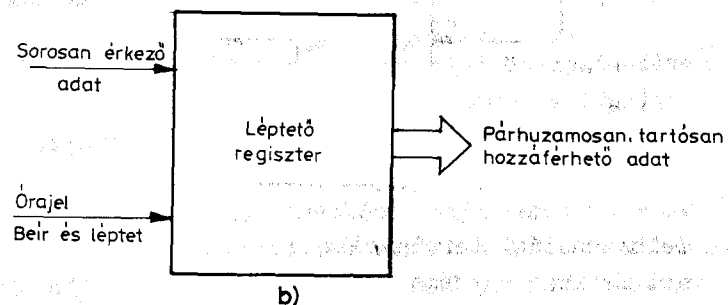
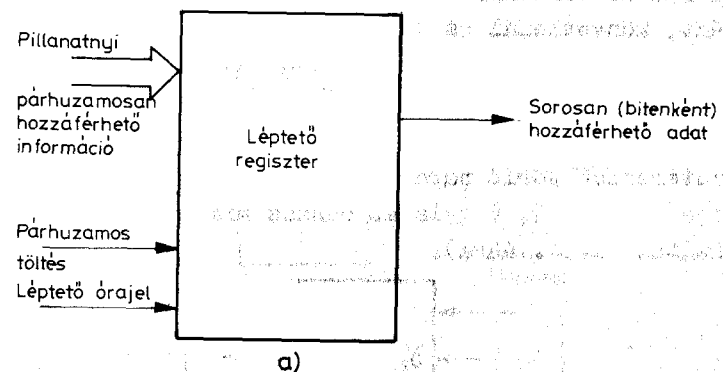
Érdemes megjegyezni: kedvező lenne, ha ezek a regiszterek a tápfeszültségtől függetlenül megtartanák az információt. Ilyenkor ugyanis hálózatkimaradás után a működés egyszerűen tovább folytatható. Így viszont pl. egy hosszú számítást előlről kell kezdenünk minden hálózatkimaradás után. Természetesen tudunk információt hálózattól függetlenül is tárolni, de lényegesen körülményesebb módon, mint a félvezetős regiszterek segítségével ("nem törlődő memóriák" felhasználásával - lásd az 1.4. pontot, vagy pedig tartalék-akkumulátoros táplálással). A félvezetős regisztereket felhasználásuk és felépítésük szerint alapvetően két csoportra oszthatjuk.

Tároló regiszterek:

Ezek egy-egy adott pillanatban lévő bitkombináció statikus (folyamatos) megőrzését és minden tárolt bithez azonnali hozzáférhetőséget teszik lehetővé (1.52. ábra).



1.52. ábra.



1.53. ábra.

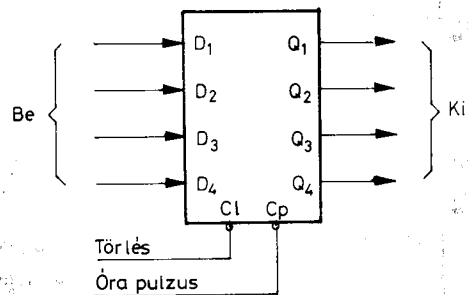
Léptető regiszterek (shift regiszterek).

Ezekkel a tároláson kívül az adatok bitjeinek a szomszédos bithelyre való mozgatása is elvégezhető. Így lehetőség nyílik pl. párhuzamosan beírt adat soros, bitenkénti hozzáférésére, sorosan (bitenként) érkező adat párhuzamos hozzáférésére, és egyéb adatfeldolgozás megkönnyítésére is (1.53. ábra). A léptető regiszterekkel külön fejezetben foglalkozunk (1.3.).

1.2.1. Tároló regiszterek

Feladatuk: adott - rövid - időtartamban meglévő több bites információ tárolása. Az információ bitjei a kimeneteken egyenként, közvetlenül és folyamatosan hozzáférhetőek, felhasználhatók legyenek. A ma gyártott félvezetős regiszterek az információt csak a folyamatos, tűréshatáron belüli tápfeszültség érték mellett tudják megőrizni.

A regisztereknek törlő parancsvezetékük is lehet. Ez az alap helyzetbe állításra, vagyis az összes kimeneti bit "nullázására" alkalmas (1.54. ábra).



1.54. ábra.

Fő felhasználási területeik:

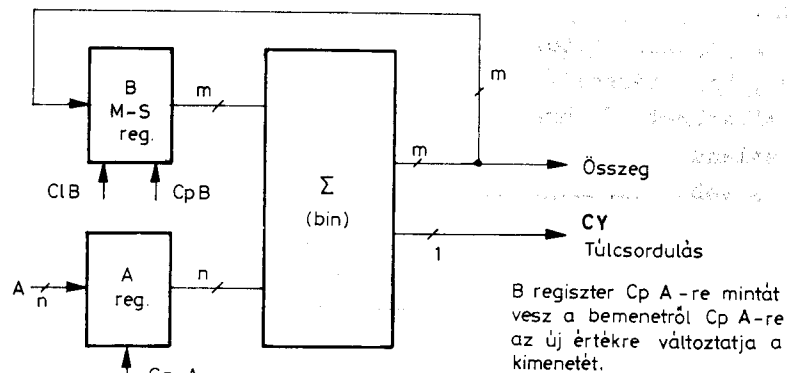
aritmetikai egységekben,
számlánc és kijelző között,
kód és jelkonverzió során,
mikroprocesszoros áramkörök input/output tárolóiként,
LSI áramkörök belső egységeként,
egyéb tárolást igénylő helyeken.

Aritmetikai egységek közbenső tárolói:

Az aritmetikai egységek kiépítésük szerint sokfélék lehetnek. Számítással kapcsolatos műveleteket tudnak elvégezni. Például:

- összeadás,
- kivonás,
- komparálás ($A = B$, $A < B$, $A > B$),
- szorzás,
- osztás.

Példa két szám összeadásakor szükséges tárolókra. Az 1.55. ábrán látható áramkör tetszőleges darab n bites bináris számot tud összeadni. Az eredmény maximum m bites lehet.



1.55. ábra.

A működés sorrendje:

1. B regisztert kinullázzuk (ClB),
2. A regisztert feltöltjük az első összeadandóval (CpA),
3. Az eredményt betöltjük B regiszterbe (CpB),
4. Az A regisztert feltöltjük a következő összeadandóval (CpA),
5. A 3. és 4. pont ismétlése, amíg van összeadandó.

Tehát az A és B regiszter tartalma a bináris összeadó kombinációs hálózatra kerül. A következő szám hozzáadásához az összeadás eredményét tárolnunk kell. Csak így biztosítható, hogy az összeadó hálózat bemenetein (az összeadási idő alatt) változatlan legyen a vezérlés.

Az áramkör működéséhez szükséges jeleket vezérlő hálózattal állíthatjuk elő. Ezek felépítésére, tervezésére jól kidol-

gozott eljárások léteznek. Például számláló típusu vezérlők, fázisregiszteres vezérlők, mikroprogramozott vezérlők (PIC-k).

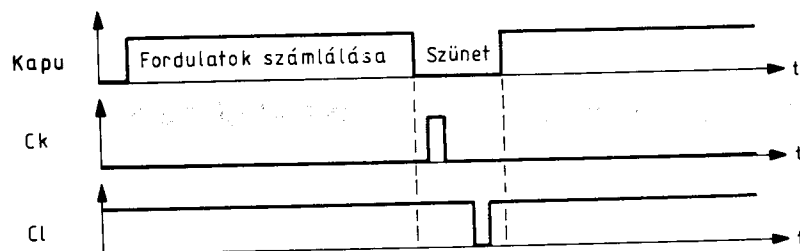
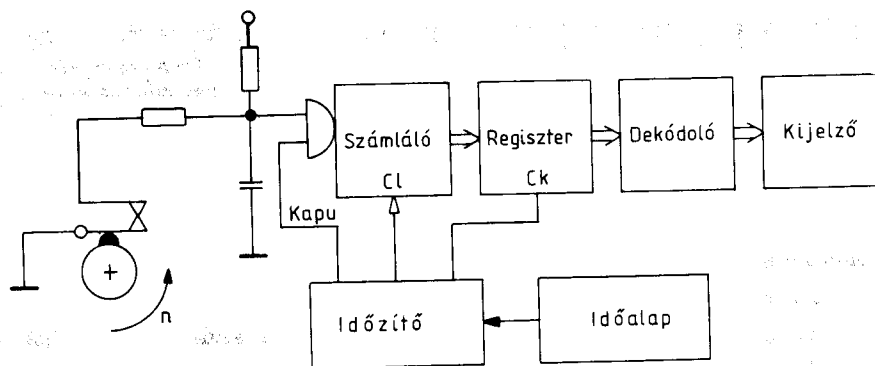
Az A és B regiszterek D flip-flopok; párhuzamos kapcsolással építhetők fel, vagy készen (pl. 74LS374) kaphatók.

Számlánc és kijelzők között elhelyezett tárolók:

Számláncot alkalmazunk frekvenciamérőben, időmérőben, A/D átalakítókban, eseményszámlálóknak, stb.

A számlánc sokszor a mérési folyamatban van, ezért kimenetén a folyamat alatt (frekvenciamérési kapuidő, időmérési intervallum, stb.) az érték állandóan változik. A mért helyes érték a mérés végétől az újabb mérési ciklus megkezdéséig található rajta.

A kijelzés emberi szemnek szól, s látásunk tehetetlen. Ezért, ha a mérési (konvertálási) idő kisebb, mint 0,1 s és a mérési szünetidő ennek sokszorosa, akkor a számlánc kimenete közvetlenül a kijelző dekódolójára és a kijelzőre vihető. Szemünk a tehetetlensége miatt állandóan a helyes értéket látja.



1.56. ábra.

Sok esetben nem teljesül az előbbi két feltétel. Ilyenkor kell a kijelző és a számlánc közé egy közbenső tárolót, egy eredményregisztert elhelyeznünk. Ebbe az új értéket a két mérés közötti időben kell átvinni a számláncból.

A megvalósítást egy fordulatszám-mérő blokkvázlatán tekinthetjük meg (1.56. ábra). Az ábrán lévő idődiagramból látható, hogy a regiszterbe később írjuk be az adatot, mint ahogy a bemeneti impulzusokat lezárjuk. Tehát nem szabad a kapujel lefutó élével már a regiszterbe is írni. Miért?

Képzeljük el, hogy a kapujel lefutó élével egyidőben érkezik egy újabb beszámllalható impulzus úgy, hogy a számláló kimenete éppen akkor veszi fel az új értéket, amikor a regiszterbe átiródnak az adatok. Az átbillenés miatt (ha nem Johnson számlálót alkalmazunk) nem lesz definiált a kimenet. Annyira, hogy a valódi értéktől lényegesen eltérő érték is kerülhet a regiszterbe. Például: a számláló kimenete 0111-ből 1000-ba vált át. Ez időben a következőképpen történik:

- 0111,
- 0110,
- 0100,
- 0000,
- 1000

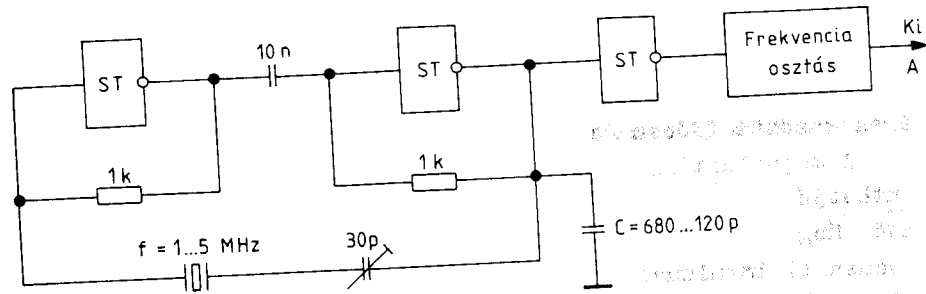
aszinkron számlálóknál esetén. Tehát 7 vagy 8 helyett a tárolt érték véletlenszerűen lehet 6, 4, vagy 0.

Tanulság: regiszterbe történő írásban ügyeljünk, hogy a beíró jelet csak a tranziensek lezajlása után adjuk ki.

Szinkron számlálóknál nincsen az átbillenési sorrendből probléma, mivel a kimenetek egyszerre billenek. Ügyelni kell, hogy a számláló értékét csak az egész számlánc eredő átbillenési ideje után írjuk át a regiszterbe.

Az 1.56. ábra részletes elemzése:

Az időalap blokk egy digitális kimenőjelet szolgáltató oszcillátort jelent. Felépítése lehet analóg módon felépített RC, LC oszcillátor, amely kimenetét TTL szintre alakítottuk, de általában inverterekből és Schmitt triggerből, vagy monostabil multivibrátorokból RC elemek felhasználásával szoktuk megvalósítani. Igényesebb esetekben kvarckristályt is alkalmazunk (pl. az 1.57. ábra szerint).



1.57. ábra.

A frekvenciaosztóval az engedélyező és a tiltó jel periódusidejét és időarányát tudjuk kialakítani. Részletesebb leírást a számláló c. fejezetben találhatunk.

Az időzítő áramkört megvalósíthatjuk számlálók, vagy léptető regiszterek alkalmazásával, de Schmitt triggerek és RC elemek alkalmazásával is pl. az 1.58. ábrán látható módon. Az 1.58b ábrán az időzítő áramkör belső idődiagramját láthatjuk.

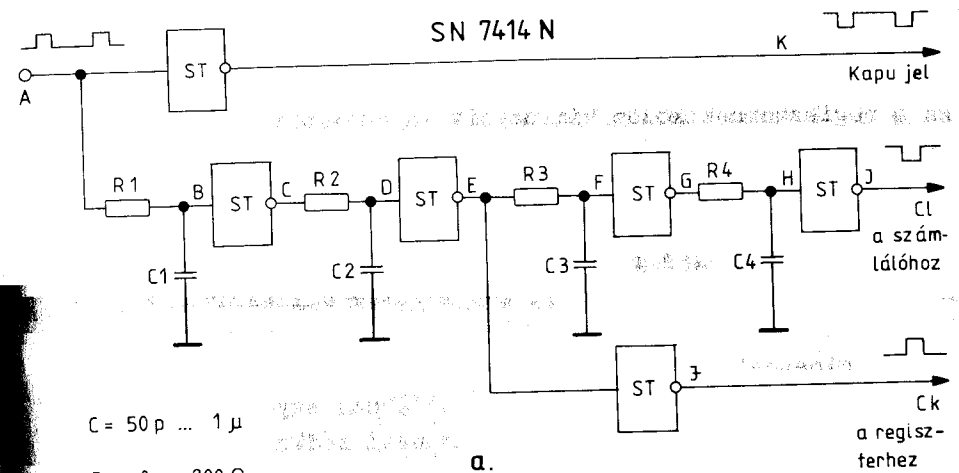
Figyelem! Az ábra csak a működés logikáját jelzi. A billenések a valóságban a komparálási szintek elérésekor történnek (1,2 V) a fel- és lefutó élek exponenciálisak!

Az A bemenetet 0-1-be vezéreljük. A B bemeneten a feszültség exponenciálisan nő, s mikor elérte a komparálási szintet a Schmitt-trigger kimenete hirtelen 1-0-ra vált (c) pont). Az R2, C2 integráló tag D pontján a feszültség csökken exponenciálisan 0 V felé. Mikor elérte a komparálási szintet az E pont átbillen 0-1-be.

Ezek alapján az egész időzítő áramkör működése már érthető. A teljesség kedvéért a valóságos jelalakot is lerajzoljuk az 1.58c ábrán.

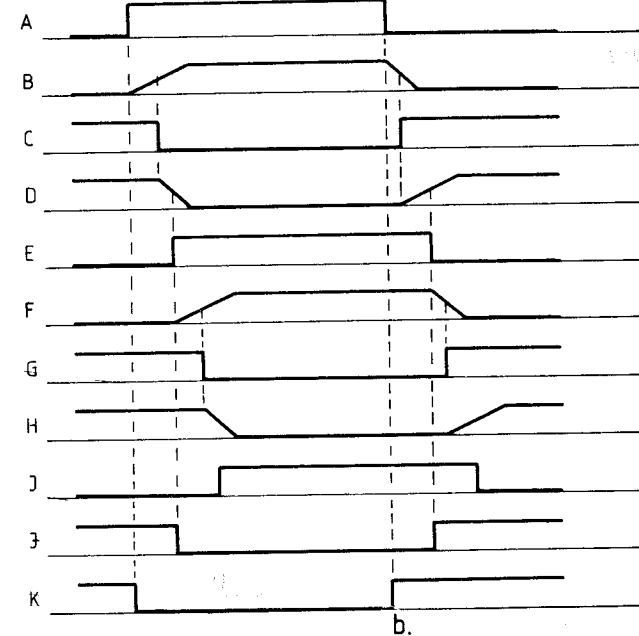
Kód konverzió, jel konverzió céljára használatos tárolók:

Szokás több regisztert egy chip-re integrálni. Ilyenkor a beíró és engedélyező vezetéseket nem vezetjük ki egyenként, regiszterenként. Az engedélyező vezetéseket binárisan kódoljuk és ezt vezetjük ki. A dekódolás a chip-en történik. Ily módon sok kijelölő (regisztert engedélyező) vezeték takarítunk meg. Ezt a kódolt bemenetet nevezzük címnek. Ha valamelyik regiszterbe adatot akarunk bevinni, akkor kijelöljük a cím vezeték se-

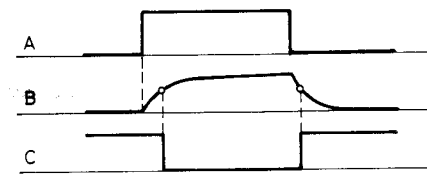


$C = 50 \text{ p} \dots 1 \mu$

$R = 0 \dots 200 \Omega$



b.

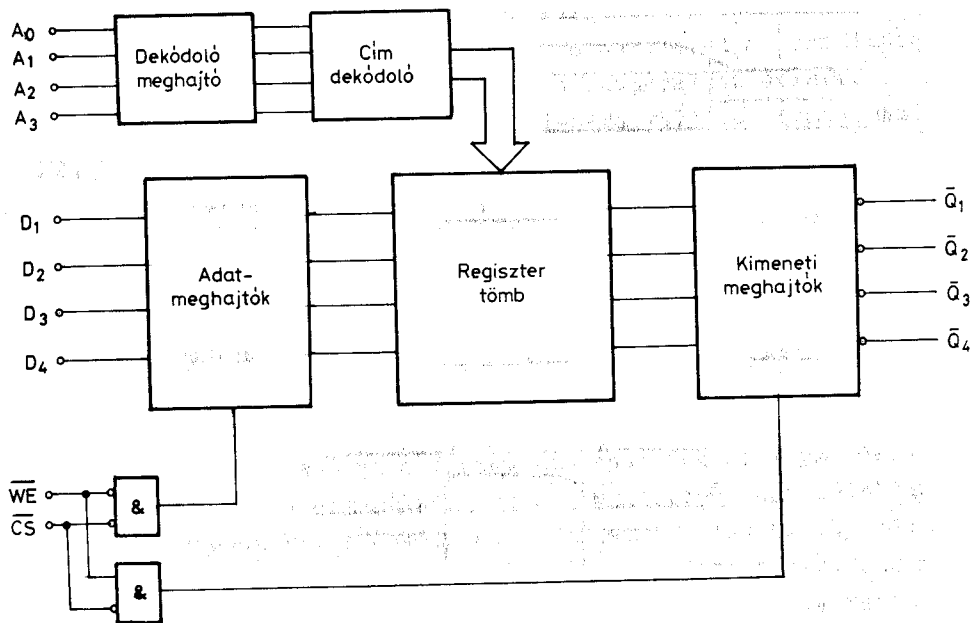


c.

1.58. ábra.

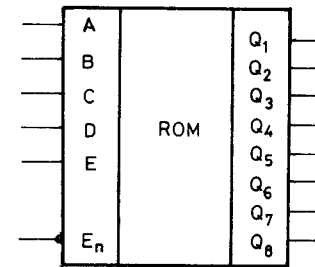
gitségével, az új adatot a közös adatbemeneti vezetésekre adjuk, és az írás vezetésekre kiadott jel beírja az új adatokat. Ha a regiszternek közös kimeneteit engedélyeztük, akkor a megcímzett regiszter tartalma lesz a kimeneteken. Ilyen pl. a 7489, a 74LS189, a 4710B, stb. integrált áramkör.

Az 1.59. ábrán az SN 7489 típusú integrált áramkör blokkdiagramját látjuk. A regisztertömb D tárolókból épül fel, a beírást a \overline{WE} vezeték alacsony ("D") szintre állításával végeztetjük el, ha a $\overline{CS} = 0$ szintű. Az ilyen áramköröket memóriáknak, a címezhető egységeket memória regisztereknek nevezzük. Minden bemeneti címhez (kód kombinációhoz) egy-egy regiszter, s ennek kimenetei által egy-egy kimeneti kódkombináció tartozik. (A kimenet értékét előzőleg mi határoztuk meg a beíráskor.) Így lehetőség van kódok konvertálására. Sok esetben ez a konverzió változatlan egy-egy áramkör esetén. Pl. Bin.-BCD, BCD-GRAY, speciális, egyedi átkódolások. Ilyen célra használható a csak olvasható memória (ROM). Itt a memória regisztereit még beferrasztás előtt kell beírni (vagy eleve beírva gyártják, vagy beégetővel a felhasználó feltölti a memóriare-



1.59. ábra.

gisztereket). Felhasználás során ezt a memóriát csak kiolvasni lehet. Kód konvertálására alkalmas. Az 1.60. ábrán az SN 74188N PROM rajzjelét látjuk. 5 címvezetése van, ezért $2^5 = 32$ a memóriaregiszterek száma. A kimenet 8 vezetékből áll, tehát egy-egy belső regiszter 8 bites. Az áramkör 5 bites kódból közvetlenül 8 bites kód kialakítását teszi lehetővé. A kimenetek open- (nyitott) kollektorosak. Az EN vezeték "1" (magas szintű) állapota az összes kimeneti tranzisztor lezárását jelenti. A memóriákról részletesen a 4. fejezetben lesz szó.



1.60. ábra.

1.2.2. Félvezetős tároló regiszterek felépítése

Félvezetős tároló regiszterek főbb jellemzői:

- Az előállítás technológiája (ECL, TTL, TTLS, CMOS ...),
- Tárolási kapacitás (tárolt bitek száma),
- Beírás módja (RS, JK, D, T),
- Órajel hatása (élvezérelt, kettős élvezérelt, M-S típusú, szintvezérelt),

Kimeneti meghajtók (teljesítmény, három állapotú, nyitott kollektoros),

Működési sebesség,

1 bitre jutó teljesítmény felvétel.

Az előállítás technológiája a komparálási szinteket, a működési sebességeket, a zavarvédelemet, a teljesítmény felvételt, az árat egyaránt meghatározza. Tájékoztatást a táblázat nyújt (1.1. táblázat).

1.1. táblázat

Technológia	ECL		TTL		TTLS		5 V	10 V
	C MOS		C MOS		C MOS		C MOS	C MOS
Jellemzők							(4000B)	(4000B)
Késleltetési idő	1 ns	10 ns	5 ns	40 ns	20 ns			
Billenési frekvencia	100 MHz	35 MHz	45 MHz	8 MHz	16 MHz			
Felvett teljesítmény/kapu	50 mW	10 mW	2 mW	10 nW/DC				
				1 mW*	8 mW*			
Zavarvédettség	0,5 V	1 V	0,8 V	2 V	4 V			

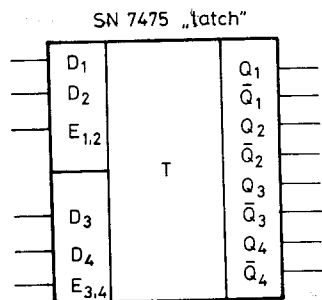
* = 1 MHz-en mérve.

Integrált tároló regiszter áramkörök

Flip-flopokból "egyenként" felépíthetünk regisztereket; a felhasználható bistabil tároló elemek működését, vezérlési szabályait az előzőkben már megismertük (1. az előző jegyzet kötetet). A következőkben kész egységként gyártott, több bites integrált változatokkal foglalkozunk, néhány példa típus bemutatásával.

7475, 4 bites bistabil latch (párhuzamosan beírható tároló)

Az 1.61. ábra vázlatán az E 1, 2 jeli vezetékre 1 (vagy a szokásos másik jelölés szerint H, High, magas szint)-et adva a Q1 és Q2 kimeneten megjelenik a D1 és a D2 bemeneten lévő szint.



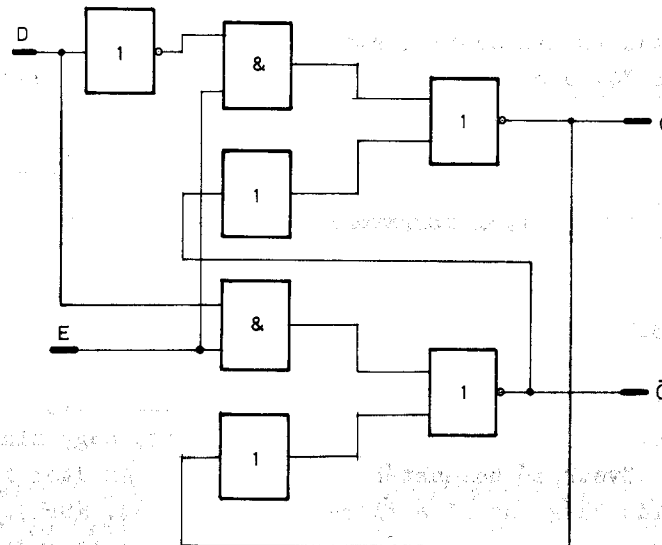
1.61. ábra.

Tehát átlátszó, nem élvezérelt!!

Az E 1,2 jeli vezetékre 0 (vagy L, Low, alacsony szint)-et adva a Q1 és Q2 kimeneten marad az utolsó (H-L átmenet előtti) érték.

A 7475-ös áramkör tárolja az E vezeték H szintű vezérlésekor levő D bemeneti szinteket.

A regiszter egy flip-flopjának elvi rajza az 1.62. ábrán látható.



1.62. ábra.

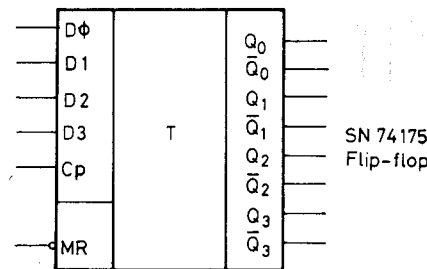
A 7475-ös latch tárcák alkalmazásánál ügyeljünk arra, hogy a bemenetek terhelése:

D bemenet: 2 egység L = 3,2 mA H = -80 µA

E bemenet: 4 egység L = 6,4 mA H = -160 µA.

Ez eltér a megszokott egy bemenet - egy egységterhelés viszonytól!

A 74175 4 bites TTL flip-flop (1.63. ábra)



1.63. ábra.

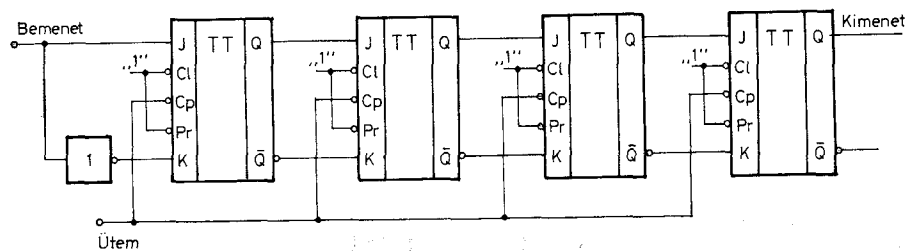
Cp pozitív felfutó élének hatására az átmenet ideje alatti D bemenetek levő szintek kikerülnek a Q kimenetekre. Az áramkör bemenetei egyenként egy TTL egységterhelést jelentenek. A kimenetek L szintnél 10, H szintnél 20 TTL egységterhelést bírnak meghajtani. MR (Master Reset) az órajeltől függetlenül L szint hatására az összes flip-flopot törli. (Q=0). Gyakran használatos tároló típus még pl. a 74LS373, 8 bites D latch 3 állapotú kimenettel, amelynél a beírás szinttel történik, a 74LS374, 8 bites D flip-flop 3 állapotú kimenettel, amelybe a beírás órajel élre történik.

1.3. LÉPTETŐREGISZTEREK

1.3.1. A léptetőregiszterek működési alapelve

A léptetőregiszterek (léptetőtárolók; Shift-regiszterek) egymással oly módon összekapcsolt flip-flopok, hogy mindegyik kimenete a következő bemenetéhez csatlakozik. Az ütem impulzus, órajel egyidejűleg jut el a flip-flopokra (1.64. ábra). Az így kialakított lánc első tagjának bemenetére vezetett információt az első ütemimpulzus beviszi tárolásra a flip-flopba. A következő ütemimpulzus átlépteti (eltolja) az információt a regiszter második flip-flopjába, az első rekeszbe pedig egy új bit kerül. "n" ütemimpulzus elteltével tehát "n" lépést tett meg az információ a léptetőregiszterben.

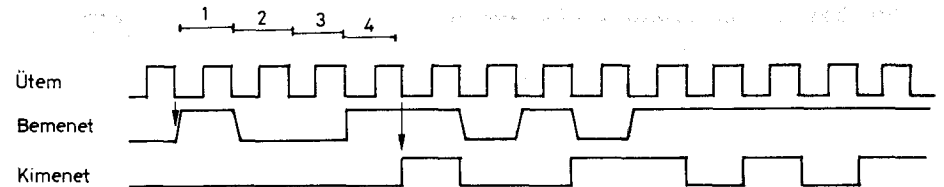
Az 1.64. ábrán JK master-slave flip-flopokból felépített 4 bites léptetőregiszter látható. Az első tároló bemenetén a J és



1.64. ábra.

a K között egy inverter van, úgyhogy a flip-flopokat csak a 10, ill. a 01 vezérlésekkel működtetjük.

A működést magyarázó impulzusdiagramok az 1.65. ábrán láthatók. Megfigyelhetjük, hogy a bemenet minden változás (akár 10, akár 01) - amely változást a JK flip-flop vezérlésének megfelelően csak az órajel 0 szintjénél vihetünk a bemenetre - 4 ütemimpulzussal később jelenik meg a kimeneten.

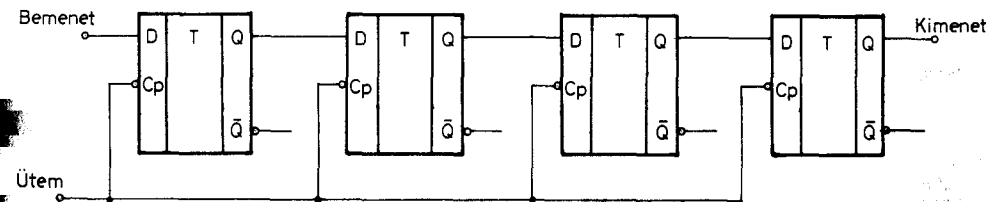


1.65. ábra.

1.3.2. Léptetőregiszterek felépítése, feladatai, integrált típusok

Pelépítésüket tekintve, a léptetőregiszterek lehetnek integrált regiszterek (MSI, ill. LSI típusok), vagy tárolókból és kapukból összeállított léptetőregiszterek. Először az utóbbiakkal foglalkozunk. Tároló elemeknek leggyakrabban D flip-flopokat használunk. D tárolókkal felépített léptetőregisztert ábrázol az 1.66. ábra.

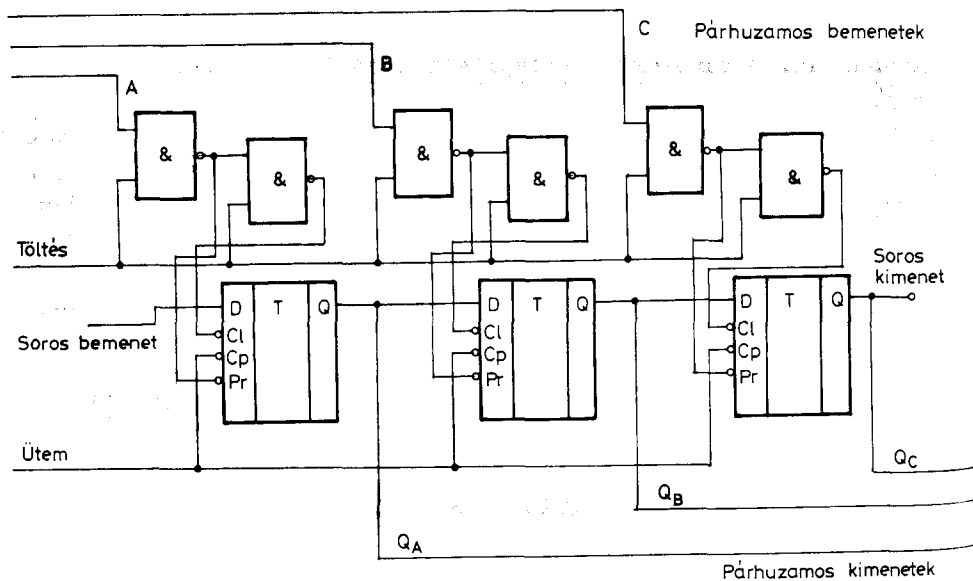
A flip-flopok élvezéreltek. (Pl. SN7474 típusú IC flip-flopjai.) (D latch - pl. 7475-ös IC - esetén az órajel 1 értékénél valamennyi flip-flop felvennie a bemenetre vitt információ értékét, ezért ez a fajta nem alkalmas léptetésre!)



1.66. ábra.

Elvezérelt D tárolók esetén csak az ütemimpulzus élénél hatásosak a bemenetek. Legyenek a flip-flopok 1 indításuak, vagyis 0-1 éllel vezérelhetők. Az első ütemimpulzus 0-1 élénél az első rekeszbe beolvasódik a bemenet értéke, ami a flip-flop kimenetén bizonyos késleltetési idővel jelenik meg. A késleltetési idő elteltével az első órajel 0-1 éle már egyik flip-flop-ra sem hatásos, így a 2., 3. ... stb. rekeszokban változás nem következhet be (csak a későbbi 2., 3., ... stb. ütemimpulzus 0-1 átmenetének hatására veszik fel az első információ értékét).

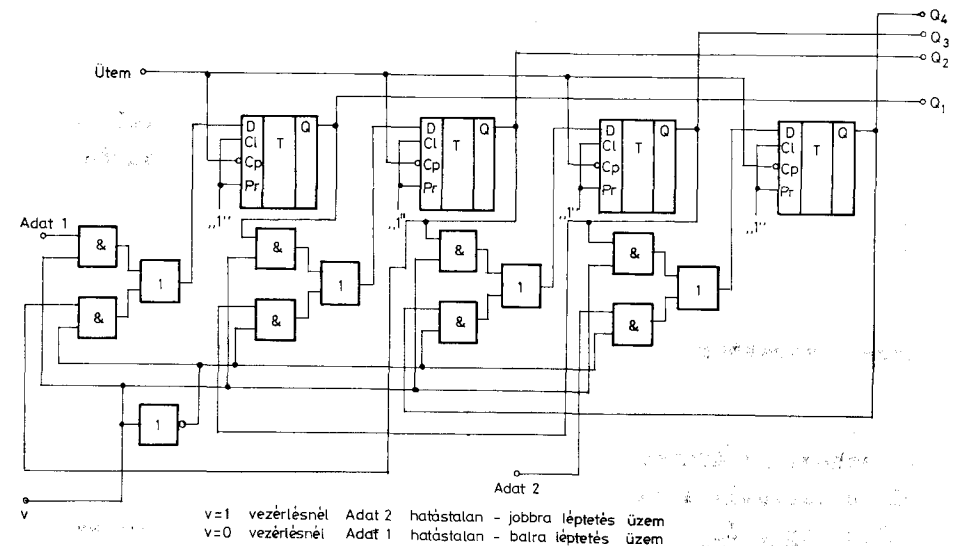
A működési alapelv (1.3.1.) tárgyalásakor lényegében a léptető regiszterek alapfunkcióját - soros bemenet, jobbra léptetés, soros kimenet - ismertettük. (Ezt az alapfunkciót teljesíti az 1.66. ábrán látható D tárolós regiszter is.) Az alkalmazások során, (pl. párhuzamos-soros, soros-párhuzamos átalakító), az is szükségessé válhat, hogy párhuzamosan lehessen beírni az információt a regiszterbe, és párhuzamosan lehessen kiolvasni belőle. Az 1.67. ábrán olyan léptetőregiszter látható, amelyet párhuzamosan és aszinkron módon (tehát az ütemimpulzustól függetlenül) lehet az A, B, C bemenetekén keresztül feltölteni információval. (Hasonlóképpen párhuzamosan lehet ki is venni az Q_A , Q_B , Q_C kimenetekén a regiszter tartalmát.)



1.67. ábra.

Számlálóművekben gyakran olyan regiszterekre van szükség, amelyekben jobbra és balra is eltolódhatnak az adatok. Kétirányú léptetőregisztert láthatunk az 1.68. ábrán.

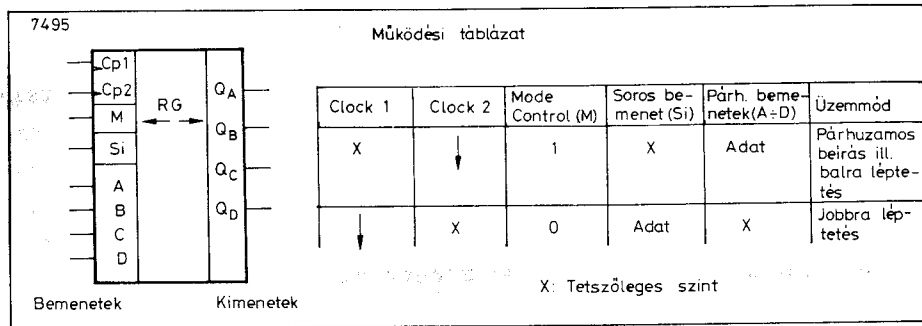
Az olyan léptetőregisztereket, amelyek az alapfunkció teljesítésén kívül kétirányú léptetésre is alkalmasak, továbbá párhuzamos beírású és párhuzamos kiolvasású lehetőséggel is rendelkeznek, szokás univerzális léptetőregisztereknek nevezni.



1.68. ábra.

Az egyes áramkörcsaládok típusválasztékában sok különböző léptetőregisztert találunk, úgyhogy adott alkalmazási esetben mindig rendelkezésre áll a kellő áramköri egység. Emiatt a gyakorlatban többnyire integrált típusokat alkalmazunk. (Az eddig közölt kapcsolásokkal főleg az volt a cél, hogy megértsük az egyes áramköri elrendezések működését és megismerkedjünk a léptetőregiszterekkel kapcsolatos fogalmakkal.)

Jellegzetes TTL MSI áramkör a 7495 típusú 4 bites kétirányú léptetőregiszter (1.69. ábra). Jobbra léptetésnél Q_D a so-

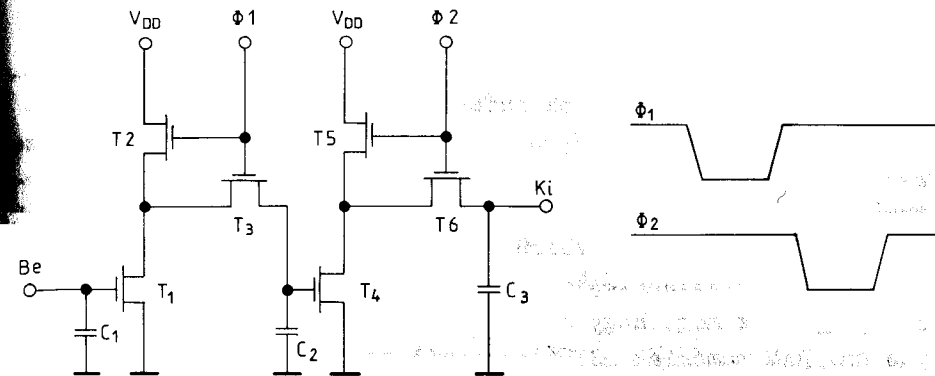


1.69. ábra.

ros kimenet, S_1 a soros bemenet. Balra léptetéskor az A, B és C párhuzamos bemenetekre a Q_B , Q_C és Q_D kimeneteket kell bekötni: $C=Q_D$, $B=Q_C$, $A=Q_B$ szerint. Ekkor D lesz a soros bemenet és Q_A a soros kimenet. Működési táblázatból látható, hogy külön órajel van a balra léptetésre, és külön órajel a jobbra léptetés üzeméhez. Az áramkör hátránya, hogy a balra léptetéshez "huzalozni" kell. A kétirányú léptetés szempontjából az 1.68. ábrán látható áramkörhöz hasonló működésű a 74194-es univerzális 4 bites léptetőregiszter. Órajel bemenete csak egy van, külön soros bemenete van balra léptetéshez, és külön jobbra léptetéshez. Az áramkör pozitív éllel vezérelhető (az órajel 0-1 élére léptet), a párhuzamos beírás, soros beírás, jobbra, ill. balra léptetés üzemmódokon kívül a kimenetek aszinkron (bemenetektől, órajeltől független) törlése is elvégezhető.

Az ECL áramkörcsaládból gyakran használt típusként a 10141 jelzésű (Signetics) univerzális 4 bites shift regisztert említjük meg. Ennél a típusnál a maximális léptetési frekvencia 200 MHz! CMOS léptetőregiszter például a 4021 (CD 4021, F 4021 ...) jelzésű áramkör 8 bites, 0-1 indítású, párhuzamos bemenetekkel is rendelkezik, a soros kimeneten történő kiolvasáson kívül az utolsó 3 bit (MSB felől) párhuzamos kiolvasása is lehetséges. Maximális léptetési frekvencia 18 MHz.

MOS dinamikus léptetőregiszter egyetlen celláját, valamint a működtető impulzusokat ábrázolja az 1.70. ábra.

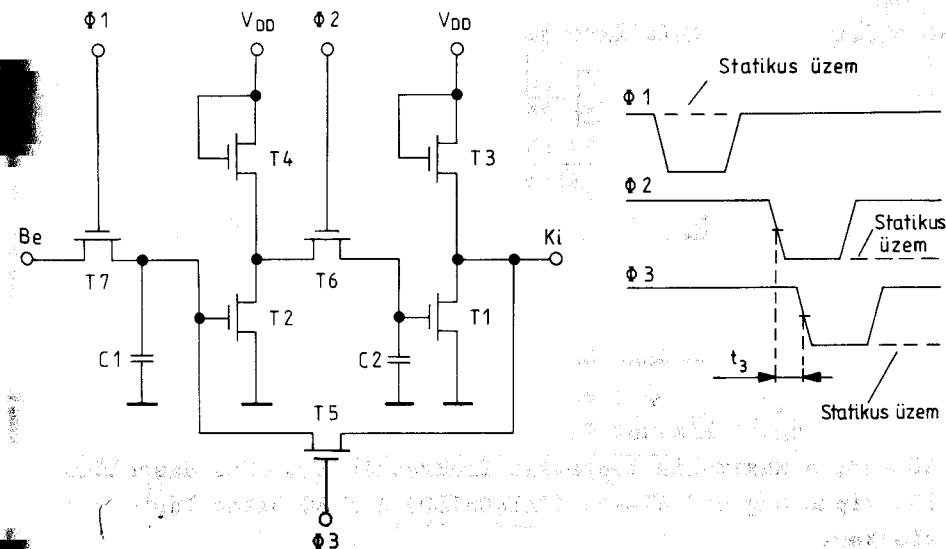


1.70. ábra.

Φ_1 jel hatására T_2 és T_3 nyit, és attól függően, hogy T_1 zárva vagy nyitva van, feltölti vagy nem a C_2 kapacitást. A T_1 tranzisztor állapotát a C_1 kapacitás töltése határozza meg. A

Φ_1 impulzus visszafutása után $\Phi_2 = 0$ hatására az információ C_2 -ből C_3 -ba íródik át. Az ismertetett regiszterelemet dinamikus kétfázisú cellának nevezzük. A dinamikus jelző arra utal, hogy Φ_1 és Φ_2 jeleknek nem lehet 0 az alsó határfrekvenciája (nem lehet statikus üzem). A működtető impulzusok alsó határfrekvenciáját a kapacitások szivárgása szabja meg.

Statikus üzemben is használható MOS léptetőregiszter egy celláját és a működtető jeleket ábrázolja az 1.71. ábra.



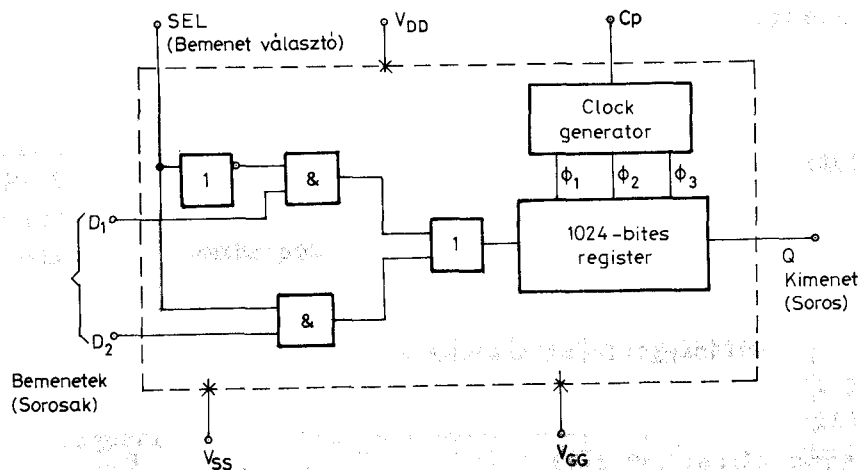
1.71. ábra.

$\phi_1 = 1$ és a folyamatos $\phi_2 = \phi_3 = 0$ esetben - T_5 tranzisztor nyitott - a cella statikus flíp-floppá alakul, és így időkorlátozás nélkül képes az információt tartani. $\phi_1 = 1$ esetben ϕ_2 és ϕ_3 impulzusüzemű működésével un. kvázistatikus üzem jön létre azáltal, hogy a C_1 -ben tárolt információt folyamatosan cirkuláltatjuk, azaz átírjuk C_2 -be, majd újból visszairjuk.

$\phi_3 = 1$ esetben a visszairás nem valósul meg, ilyenkor az áramkör, mint kétfázisú léptetőregiszter működik.

Itt jegyezzük meg, hogy a beírásra és a kiolvasásra is alkalmas un. RAM memóriák LSI típusainál is találkozunk majd a dinamikus és statikus üzem fogalmával. A dinamikus RAM memóriáknál meghatározott időközönként gondoskodni kell a tárolt információ "felfrissítéséről".

A MOS áramkör családban számos LSI típusú léptetőregiszter áramkört találunk. 1024 bites shift regiszter pl. a Signetics 2533-as jelzésű áramkör (1.72. ábra).



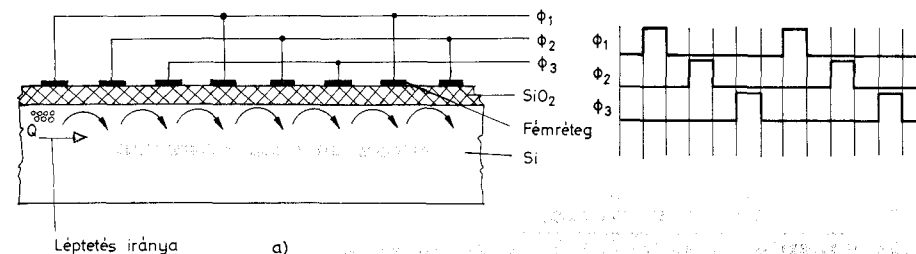
1.72. ábra.

A MOS regisztercellák működtetéséhez szükséges 3 fázisú órajeleket (ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3) előállító generátort tartalmazza az áramköri egység. A kimenet TTL kompatibilis (maximális huzóáram 10 mA), a maximális léptetési frekvencia 1,5 MHz. Hasonlóan LSI típus még a 3357-es, (FAIRCHILD) 4 X 80 bites léptetőregiszter.

A töltéscsatolt eszközök - CCD eszközök, (Charge Coupled Device) - egyik csoportját az analóg shift regiszterek alkotják.

A CCD regiszterek egyes rekeszei kondenzátorra felvitt töltés formájában tárolják az információt, amely információ lehet analóg is. Ezekben az eszközökben a léptetés fizikai folyamatát az egyes kondenzátorok áttöltődése jelenti.

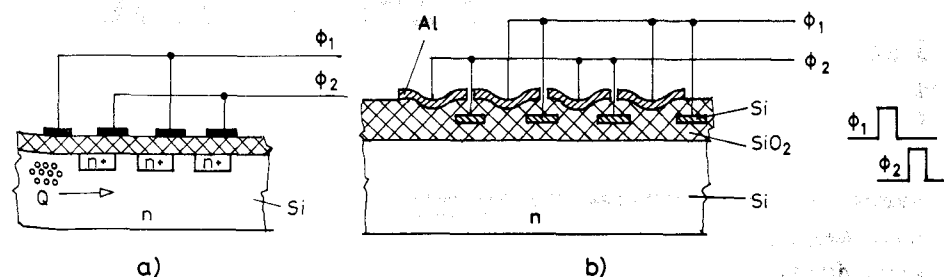
A működés elvét szemlélteti az 1.73. ábra.



1.73. ábra.

Mint látható, MOS inverziós réteget (0) juttatunk el a bemenő elektródától a kimenő elektródáig. A hármásával összekapcsolt gate elektródákra juttatott háromfázisú órajel sorozat hatására a Q töltés meghatározott irányba vándorol. Kétfázisú órajel alkalmazása esetén, a Q töltés mozgásának irányítása a gate elektródák közötti erőter eltorzításával oldható meg (1.73a és 1.73b ábra).

Az aszimmetrikus tér kialakítása az 1.74a ábra elrendezésénél diffundált n^+ szigetekkel történik, az 1.74b elrendezésénél pedig egymással fedésben lévő kapu elektródák alkalmazásával.

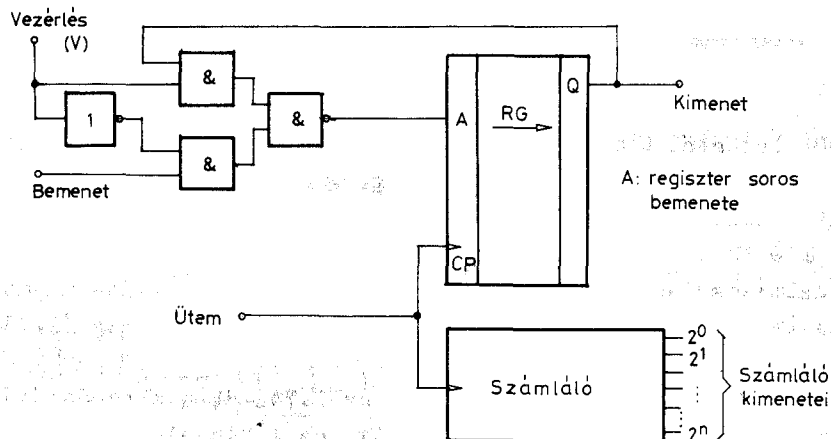


1.74. ábra.

CCD, 2 X 130 bites analóg shift regiszter a CCD 311 típusu áramköri egység (FAIRCHILD). RETICON gyártmány a SAD 1024 jelzésű 1024 bites analóg shift regiszter. Mindkét áramköri egység kétfázisú órajellel működtethető. A szomszédos rekeszek között a léptetés (az áttöltés) hatásfoka igen jó. 1024 lépés után az első rekeszbe "beirt" töltés 99,99 %-a jut el az utolsó rekeszbe.

1.3.3. Léptetőregiszterek felhasználási területei, alkalmazási példák

A léptetőregiszterek egyik felhasználási területe a tárolóként való alkalmazás. Leggyakrabban ún. ciklikus tárolót készítenek shift regiszterek felhasználásával (1.75. ábra).



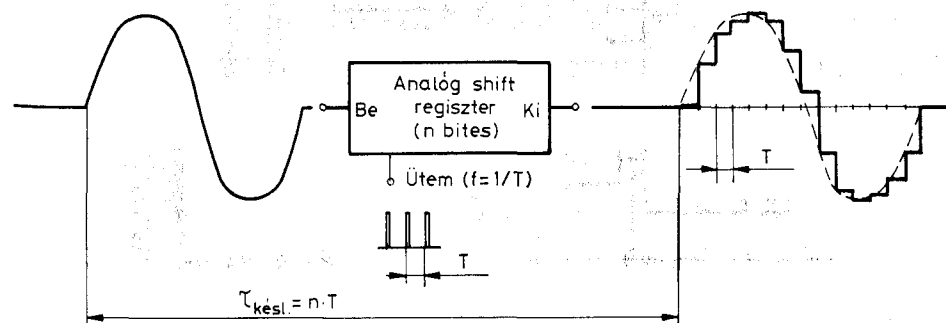
1.75. ábra.

A NAND kapukból felépített multiplexer "vezérlés" bemenetének logikai értékétől függően, visszajuttatható a regiszterbe a kimeneti információ, vagy (v=0-ról) újabb adatok vihetők be kívülről a helyére. Az információk visszakereséséhez a regiszterrel szinkron ütemjel egy számlálót vezérel. Ez utóbbi állapota megadja annak a tárolási helynek (regiszter rekesznek) a sorszámát, amelynek tartalma éppen a léptetőregiszter kimene-

tén van. Az ilyen típusú tárolóknál a hozzáférési idő a léptetőregiszter hosszától és az ütemfrekvenciától függ. (pl. 1000 bit kapacitású regiszternél 10 MHz-es órajel frekvenciánál 100 μ s-os maximális hozzáférési idő adódik.) Ha nem a sebesség a döntő tényező, a ciklikus tárolók előnyösen alkalmazhatók, mivel egyszerű felépítésűek és könnyen vezérelhetők.

Gyakran használunk léptetőregisztereket aritmetikai áramkörökben. Ha pl. a szorzást olyan eljárással végezzük, hogy a szorzandót sorra végig szorozzuk a szorzó egyes számjegyeivel és az így keletkező részletszorzatokat a szorzó számjegyeinek helyiértéke szerint mindig eltoljuk, és a végén összeadjuk, akkor a részletszorzatok tárolására, egy-egy helyiértékkel történő eltolására párhuzamosan beírható, párhuzamosan olvasható léptetőregisztert használunk.

Léptetőregisztereket jelek késleltetésére is használhatunk. A soros bemenetre vezetjük a késleltetendő jelet, a soros kimeneten pedig a késleltetett jel jelenik meg. A késleltetési időt a $\tau_{\text{késl.}} = n \cdot T$ képlettel számíthatjuk, ahol n a rekeszek száma, T az órajel periódusideje. A korábban ismertetett analóg shift regiszterekkel analóg jelek késleltetését is megvalósíthatjuk. Az ütemjel periódusideje a késleltetési időn kívül a kimeneten megjelenő analóg jel felbontásának finomságát is befolyásolja (1.76. ábra). Nagy rekesszámú analóg regiszterekkel olyan nagyértékű késleltetések is megvalósíthatók, amelyek más eszközökkel (pl. magnetofon, művonalak) nehezen, vagy egyáltalán nem megoldhatók.

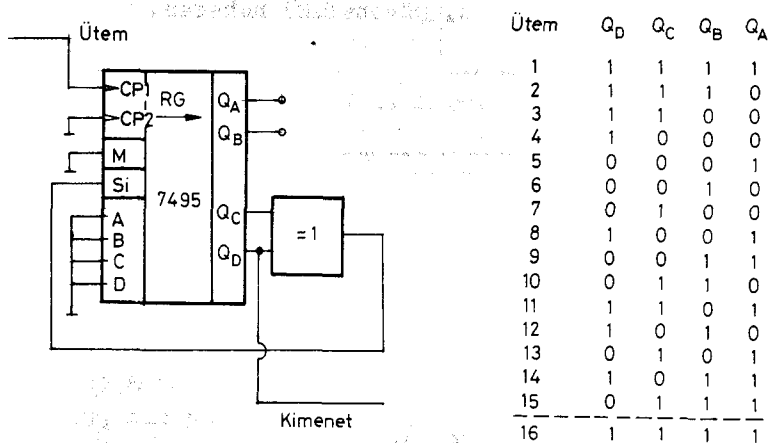


1.76. ábra.

Léptetőregiszteres számlálók

A shift regiszteres számlálók egyik fajtája a Johnson típusú számláló. (Ezzel a típussal már találkoztunk az 1.3.3. pontban.) Megvalósítása úgy történik, hogy a regiszter soros kimeneti jelét invertálva visszavezetjük a soros bemenetre. A párhuzamos kimeneteken előálló kombinációk jelentik a számláló egyes állapotait. (Az állapotok száma $2n$, ahol n a regiszter tárolóinak a száma.) Megjegyezzük, hogy a regiszter nulázott, vagy 1 szintbe állított kezdőállapota szükséges a helyes működéshez. Abban az esetben, ha a regiszter soros kimeneti jelét ponáltan vezetjük vissza a bemenetre, akkor ún. gyűrűs (ring) számlálót kapunk. A kiinduló állapothoz biztosítani kell, hogy csak egyetlen rekeszben legyen 1-es szint. A számláló állapotainak száma: n . A Johnson és a ring számláló előnye, hogy az egyes kimeneti állapotok könnyen dekódolhatók.

A léptetőregiszteres számlálók másik használatos csoportját az ún. álvéletlen (pseudo-random) generátorok alkotják. Ezeknél a számlálónál, a párhuzamos kimenetek közül, meghatározott kettőnek, vagy meghatározott négynek, modulo-2 összegét vezetjük vissza a soros bemenetre. Ezáltal a regiszter egyes kimenetei látszólag, önkényesen - véletlenszerűen - változtatják állapotukat. 4 bites álvéletlen számláló kapcsolási rajza és kódtáblázata látható az 1.77. ábrán. Az álvéletlen



1.77. ábra.

számláló legnagyobb modulusa (megfelelő kimenetek modulo-2 összegének visszavezetése esetén) $2^n - 1$, ahol n a számlálóban lévő flip-flopok számát jelenti.

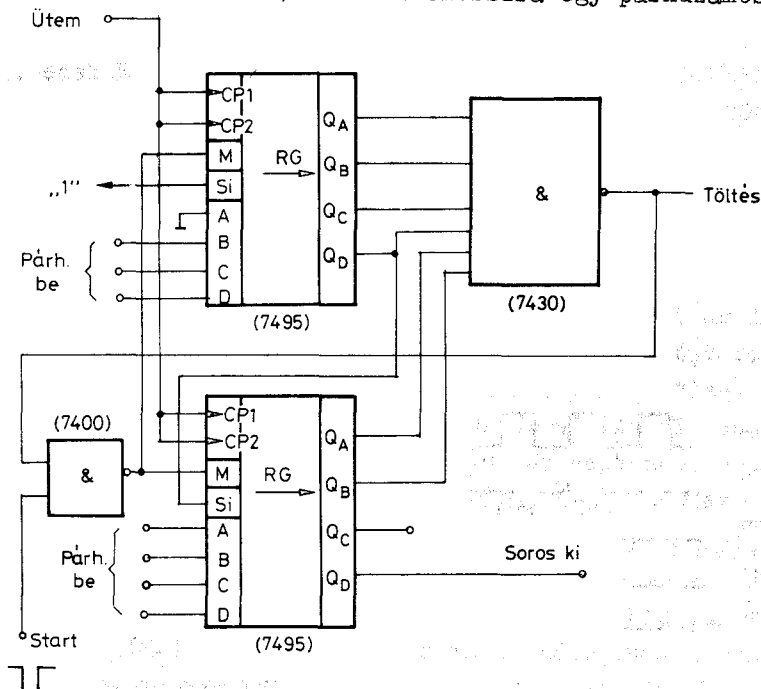
(Pl. 16 bites regiszter esetén ahhoz, hogy $2^{16} - 1 = 65535$ legyen a ciklushossz, a visszacsatolást a 11, 13, 14, és 16-os kimenetekről kell megvalósítani.)

Megjegyzendő, hogy az ilyen fajtájú számlálóban tilos az az állapot, amelyben az összes tárolóelem állapota 0 szintű, mert ez esetben a visszacsatolási feltételek alapján a számláló sosem venne fel ettől eltérő állapotot.

Álvéletlen generátorokat használnak olyan esetben, amikor statisztikusan változó jelekre van szükség, de előre meg kell szabni a jelek változásának módját. (Pl. adatátviteli szakaszok vizsgálatakor.) Szabályozástechnikai vizsgálatokhoz zavaró jelek előállítására is felhasználhatók ezek a számlálók.

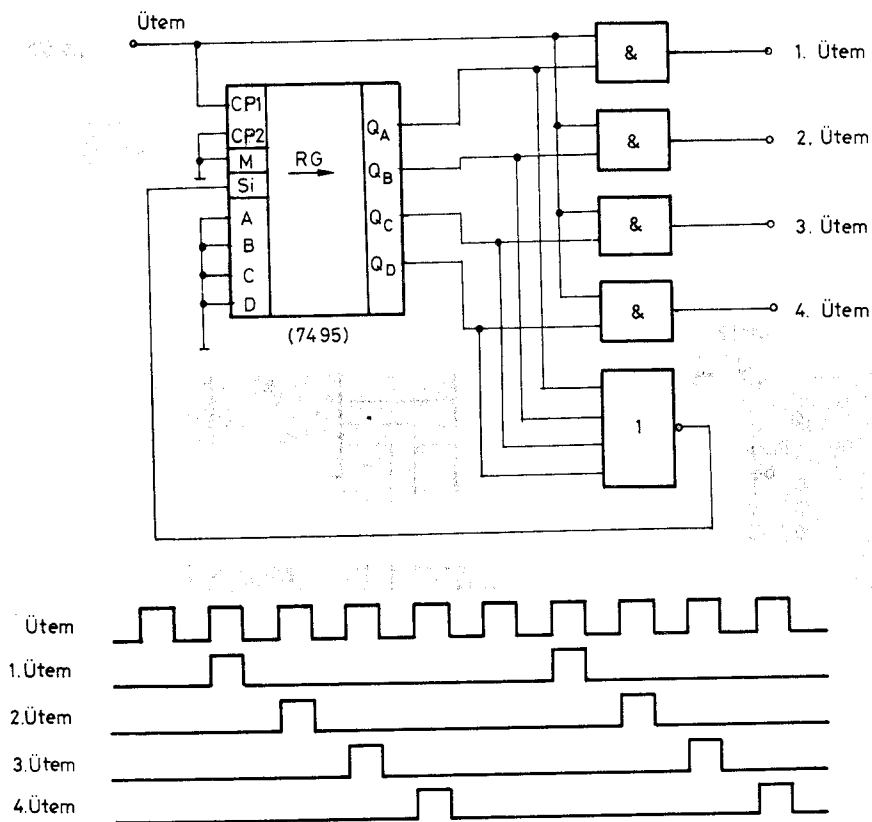
Olyan léptetőregiszterek, amelyeknek párhuzamos bemenetük és párhuzamos kimenetük is van, lehetővé teszik adatok párhuzamos-soros, ill. soros-párhuzamos átalakítását.

Példaként az 1.78. ábrán 7 bites szóhosszra egy párhuzamos-so-



1.78. ábra.

ros átalakító látható, amely áramkör 7495-ös, 7430-as és 7400-ás áramkörökből épül fel. Amikor először töltik fel a regisztert, a START bemenetre vezetett 0 szint utján párhuzamos töltésre kell kapcsolni a regiszter üzemmód, azaz M bemenetét (7495-ös áramkör működési táblázatát l. 1.69. ábrán). Ezzel egyidejűleg az első rekeszbe log 0 kerül. Ezután már sorosan kitolható az információ és feltölthetők a regiszter szabadabbá vált rekeszei log 1 szinttel. ($S_1=1$ szinten van az első 7495-ös áramkörben.) Hat léptetőütem után a kimeneten van az utolsó bit. Minthogy a regiszter első 6 bitje most egyidejűleg 1-es szint, a 7430-as kapu átkapcsol léptetésről törlésre ($M=1$), így a következő ütemimpulzus alatt új információt lehet bevinni a regiszterbe.



1.79. ábra.

Összetett logikai rendszerekben gyakran van szükség többfázisú ütemgenerátorokra.

Léptetőregiszterekkel igen egyszerűen fel lehet építeni ilyen generátorokat. Négyfázisú ütemgenerátor kapcsolási rajza és impulzusdiagramjai láthatók az 1.79. ábrán (a működés magyarázatát az olvasóra bizzuk).

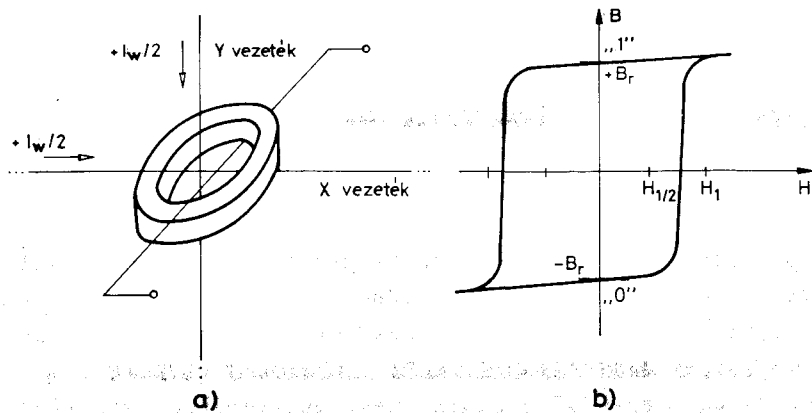
1.4. A MÁGNESES DIGITÁLIS JELTÁROLÁS ALAPJAI

1.4.1. Jeltárolás nem mozgó mágneses eszközökkel

Ma is sok olyan számítógéppel, digitális berendezéssel találkozhatunk, amelyben "álló-mágneses" tároló van. Bármilyen típusról is legyen szó, valamennyi közös jellemzője, hogy az egyszer beírt információ - megfelelő áramköri felépítés esetén - a tápfeszültség kikapcsolása után is megmarad (ugyanaz, mint tudjuk, nem mondható el a félvezető író-olvasható tárolókról; ezek kikapcsoláskor elvesztik tartalmukat, bekapcsoláskor véletlenszerűen vesznek fel celláik, flip-flopjaik 0 vagy 1 állapotot).

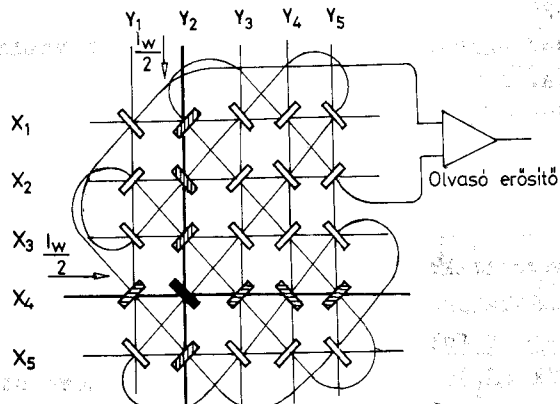
A ferritgyűrűs tárolók működése

Egy "hagyományos" ferrit memória mátrix (sorokba, oszlopokba helyezett, huzalokra "pelfűzött" ferritgyűrűkből alkotott lemez) egyetlen elemének, cellájának vázlatát az 1.80a ábra mutatja. A meglehetősen kis (0,3...3 mm) átmérőjű ferritgyűrű kemény mágneses anyagból készülnek a lehető "legszőgletesebb" B-H hiszterézis görbével (1.80b ábra). Az "1"-es állapotnak az egyik szélső telítési (mondjuk $+B_r$ remanenciájú) mágneses állapot, a "0"-nak a másik szélső ($-B_r$) mágneses állapot felel meg. Amikor egy gyűrűbe "1"-et kívánunk beírni, akkor a rajta áthaladó huzalokon (egy menetű tekercsken) akkora gerjesztő áramot folytatunk át, amellyel a vasat biztosan telítésbe visszük (H_1). Az áramimpulzus megszűnése után a gyűrű $+B_r$ -ben marad, vagyis tárolja a beírt "1"-es bit értéket. Azért,



1.80. ábra.

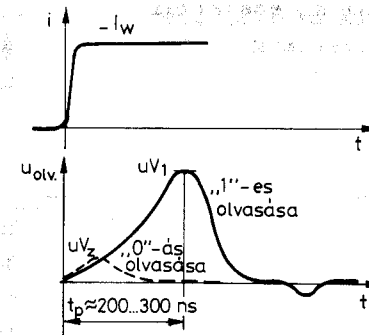
hogy ez az "1"-es csak a tároló egyetlen, kiválasztott cellájába íródjon, és a vele egy sorban és egy oszlopban lévőkre ne, a mágnesező áramot egy-egy soronként átbujtatott X, és egy oszloponként átbujtatott Y vezetékre adjuk. A kiválasztott X és Y vezetékre egyidejűleg fele-fele ($I_w/2$) áramot bocsátunk, ezért csak a metszéspontban lévő gyűrű mágneseződik át, az azonos sorban, ill. oszlopban lévő állapota a fél iróáram nem befolyásolja. Ezt szemlélteti az 1.81. ábra: jelenleg a 4. sor 2. oszlopban lévő gyűrűbe írunk "1"-et; az X_4 sorban és Y_2 oszlopban lévő gyűrűk (vonalkázással jelölve) fél gerjesztést kapnak, tehát nem "billennek át", csak a metszéspontban lévő, teljes I_w árammal gerjesztett gyűrű vesz fel "1"-es állapotot (ezt nevezzük koincidencia kiválasztásnak).



1.81. ábra.

Kioltvasáskor egy-egy cella tartalmát csak úgy állapíthatjuk meg, hogy a kiválasztott gyűrűt ellenkező irányú sor- és oszlop fél-árammal "0"-ba mágnesezzük. Ekkor, ha a gyűrű "1"-ben volt, átmágneseződik, és a gyakorlatilag $2B_r$ nagyságú indukcióváltozás következtében létrejött nagy fluxusváltozás - a rendszerint szintén "egy menetű" olvasótekercsen, az olvasóvezetéken - feszültséget indukál (n.10 mV nagyságrendben).

Ha a gyűrű olvasás előtt "0"-ban volt, akkor a vas indukciója nem változik meg lényegesen ($-B_r$ -nél kissé még nagyobb negatív értékű lesz), így az olvasó vezetékben csak egészen kis (zavaró) feszültség impulzus keletkezik (1.82. ábra). Megfe-



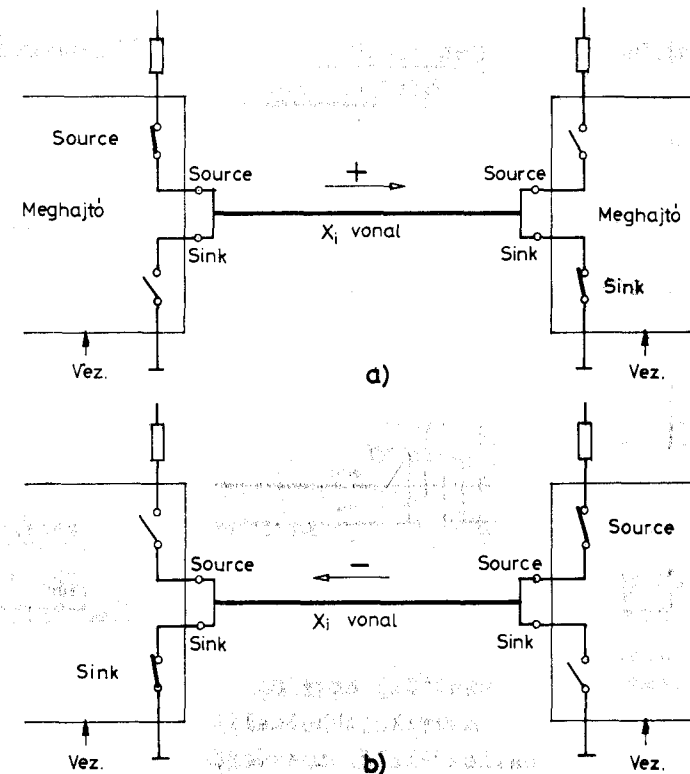
1.82. ábra.

lő erősítés és amplitudó szelekció (zavarófeszültség elnyomás) után előállítható az adott, címezett bit olvasott "0" vagy "1" értéke aszerint, hogy a vas az olvasás előtt "0"-ban vagy "1"-ben volt. A "volt" szó azért fontos, mert az előzők alapján természetes, hogy olvasáskor a ferrit gyűrűt mindenképpen "0"-ba billentjük, ezért az eredeti információ tartalom elvész; az ilyen tároló destruktív jellegű (a kioltvasással "leromboljuk" az eredeti bit-elrendezést). Minden kioltvasás után tehát vissza kell írunk az eredeti (vagy megváltoztatott) tartalmat - ez a ferrites tárolók fő hátránya. A mágneses uton való tárolás már említett előnye viszonyt, hogy az áram impulzussal egyszer beírt "0" vagy "1" értékeket tetszés szerinti ideig megőrzi a tároló minden eleme, mindaddig, amíg újabb beíró, ill. olvasó jelet nem kap - tehát akár a memóriát működtető készülék kikapcsolása után is bármennyig (az információ

"nem illan el", az ilyen fajtát NON-VOLATILE MEMORY-nak nevezik az adatlapokon). Energiát a mágneses tároló csak íráskor-olvasáskor fogyaszt, magához a tároláshoz zérus fogyasztás tartozik!

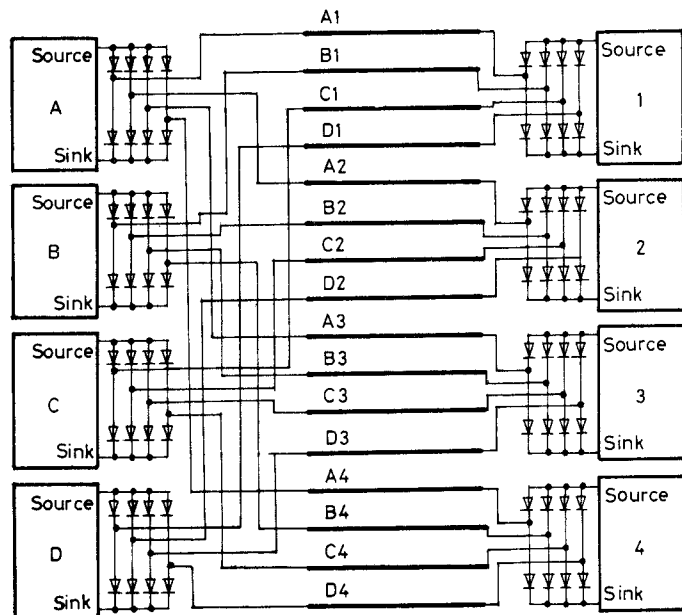
A ferrit mátrix minden olyan területére, amelyen egyszerre csak egyetlen gyűrűt választunk ki, elegendő egyetlen közös olvasóvezeték, amelynek két vége az olvasó erősítőre csatlakozik (az 1.81. ábrán láthatóhoz hasonló az elrendezés, de a valóságos tárolókban több tíz-szer több tízes, esetleg több százas a mátrix). Az olvasó erősítővel szemben támasztott követelmények általában nagyon szigorúak: meglehetősen gyors működésűeknek kell lenniük, ezenkívül, mivel olvasáskor a cím vezetékeken az olvasóvezetékek közvetlen közelében nagy amplitúdóju (n.100 mA), gyors fel-lefutású áram impulzusok cirkálnak, ezen közösmódusu nagyfrekvenciás komponensre nagy elnyomásnak kell lenniük. Legnagyobb gondot az "1"-es olvasáskor keletkező "hasznos" jel erősítése és a fél-árammal meghajtott gyűrűk által létrehozott, szintén felerősített "zavar" feszültség elkülönítése okozza. A lehető legjobb elkülönítés miatt fűzik fel a gyűrűket az 1.81. ábrán látható módon; így a legnagyobb a valószínűsége annak, hogy a hibajelek egymást kioltják. Legrosszabb esetben azonban ekkor is adódhatnak olyan bit-minták, amelyeknél a hasznos olvasott jel csak megfelelően pontos komparálással különíthető el a hibás jeltől. A kezdeti időszak tranzisztoros erősítői után később erre a helyre is monolitikus integrált olvasó erősítő típusokat fejlesztettek ki (core sense amplifier). Jellemzőjük a nagy sáv szélesség (DC...n.10 MHz), a nagy közösmódusu elnyomás nagyfrekvencián is, a kívülről beállítható komparálási feszültség szintek, a logikai szintű kimenet, stb. Leggyakrabban felhasznált típusok az SN 7520, 7521, 7522 sorozat; ezekkel a ferrit-tárolók olvasása már megfelelően biztonságos a megengedett hőmérséklettartományban. (Érdemes megjegyezni, hogy a tárolókhoz használt ferritgyűrűk hőmérséklettűrőse meglehetősen rossz: a környezeti hőmérséklet változásával igen erősen változik az olvasott jel nagysága is, "magasabb" hőmérsékleten, 50...70 °C-on pedig a ferritek egy része "felejtteni" kezd - emiatt legtöbbször klimaberendezéssel ellátott helyiségben kell működtetni a ferrit memóriát tartalmazó készülékeket.)

A ferrit tárolókhoz szükséges beiró, ill. olvasó áram meglehetősen nagy: kb. 300...800 mA, vas fajtától függően. Koincidencia mátrixokban ennek (biztonsággal) a felét kell a meghajtó áramkörrel előállítani kb. 50...300 ns ideig, kétféleképpen változtatható iránnyal. A tranzisztoros meghajtó erősítőket itt is felváltották az integrált változatok. Egy-egy tokban általában 2 meghajtó van, a nagyáramu tranzisztorokkal együtt, mint például az egyik leggyakoribb típusban az SN 75324-ben (további változatok az SN 74325 - 327). Mivel egy mátrixban nagyszámu vonal van, a szükséges meghajtó áramkörök száma is nagy. Kihaszználva azonban a koincidencia elvét (egy időben csak egyetlen vonalat választunk ki pozitív vagy negatív árammal), megfelelő kapcsolástechnikával, diódás kiegészítéssel érdekes megoldás használatos a meghajtók számának minimalizálására. Az 1.83. ábra egyetlen vonal meghajtásának elvét



1.83. ábra.

szemlélteti: a vonal mindkét végén meghajtó van, az egyik SOURCE (forrás), a másik SINK (huzó) üzemmódban. Az áram a SOURCE-tól folyik a SINK felé. Az áram előjelét az határozza meg, hogy melyik meghajtót vezéreltük SOURCE, és melyiket SINK üzemmódba. Több vonal esetén azonban közös meghajtókat alkalmazhatunk mindkét oldalon, csupán annyit, amennyi minden egyes vonal "eléréséhez" minimálisan szükséges. Ilyenkor viszont a SOURCE és SINK kimenetekhez diódákat kell sorosan elhelyeznünk azért, hogy a vonalak egymástól függetlenek legyenek (ha a vonalak végét "mereven" összekötnénk, akkor nemcsak a kiválasztott vonal aktiválna; pl. A1 meghajtásakor a "csomópontokon" keresztül egyéb huzalok is vezérlést kapnának, többek között az A2, B1, B2... is!). Erre láthatunk példát az 1.84. ábrán: 16 db X-vonal meghajtásához 16.2=32 helyett összesen 8 meghajtót használunk. A működés jobb követhetősége érdekében mindegyik



1.84. ábra.

X-vonal fölött feltüntettük, hogy meghajtásában melyik baloldali (betűjelzés) és melyik jobboldali (számjelzés) meghajtópáros vesz részt. A megfelelő címezésről és időzítésről természetesen a meghajtókat vezérlő logikának kell gondoskodnia - ezzel ehelyütt nem foglalkozunk. Ferrit memóriákat a ferrit

mátrix-szal, a meghajtó és vezérlő logikával egybeépítve általában egyetlen áramköri lemezen elhelyezve forgalmaznak (kb. 1...32 kszó kapacitású egységek formájában). Ezek alkalmazásakor az adatlapon közölt előírásokhoz, időzítésekhez kell tartanunk magunkat. Általában megadják a kártyán lévő áramkörök felsorolását, tömbvázlatát, az alkalmazott áramkör-családot és ferritgyűrű vas-típust, a memória kapacitást szó-bit-számban, a ciklusidőt (2...10 μ s), a hozzáférési időt (access time: 0,2...1 μ s nagyságrendben), ezekhez idődiagrammot mindig mellékelnek. Megadják ezenkívül a hozzáférés módját (általában "random acces", vagyis bármilyen sorrendben bármelyik cella elérhető), a működési hőmérséklettartományt (vastól függ, de legtöbbször 0...+55 °C), a tápfeszültség igényt és tápáram szükségletet (pl.: +5 V 2,5 A, -5 V 1 A, +15 V 2 A), a kimeneti-bemeneti logikai feszültség-szinteket, a csatlakozó típusát, stb.

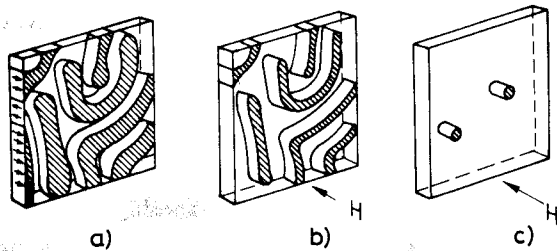
A ferritgyűrűs tárolókat ma már nem tekintjük korszerűeknek, de még sok berendezésben megtalálhatók, működésük alapvető ismerete ezért fontos. A mozgó alkatrészt nem tartalmazó, kikapcsoláskor nem törlődő, meglehetősen gyors hozzáférési idejű memóriák céljára talán még mindig a ferrit és ennek modernebb formái (pl. huzallal egybeszövött mágneses anyaguak) a legelterjedtebbek. Új fejlesztésekben a félvezető alapú eszközök nagyrészt kiszorították a ferritgyűrűs tárolókat, még azokon a helyeken is, ahol kikapcsoláskor nem törlődő, non volatile memóriára van szükség (pl. akkumulátorról táplált kisfogyasztású RAM, villamosan törölhető, újraprogramozható ROM, azaz EEPROM, valamint a szintén mágneses elven működő buborék-memória: bubble-memory).

Mágneses buborék-memória

Ez a fajta tároló szintén mágneses elven működik, nem tartalmaz mozgó mechanikai alkatrészt - ebből a szempontból hasonlít a ferrit tárolókhöz, ezért működésének alapjaival itt foglalkozunk. "Szilárdtest" jellegét, IC-szerű modul kivitelét tekintve viszont inkább a memória-LSI IC-k kategóriájába sorolhatjuk, ezért annak idején ott is szót ejtünk róla.

Az alap egy különleges anyagu ferromágneses kristallitlapka, amelynek domain irányítása (az elemi mágnes-elemek irá-

nya) a lemez síkjára merőleges (1.85a ábra). Külső (merőleges) kis mágneses tér hatására a térrel azonos polaritású tartományok "meghiznak" az ellentétes polaritású tartományok (az 1.85b ábrán vonalkázott területek) rovására. A külső térerősséget tovább növelve az ellentétes polaritású tartományok ad-

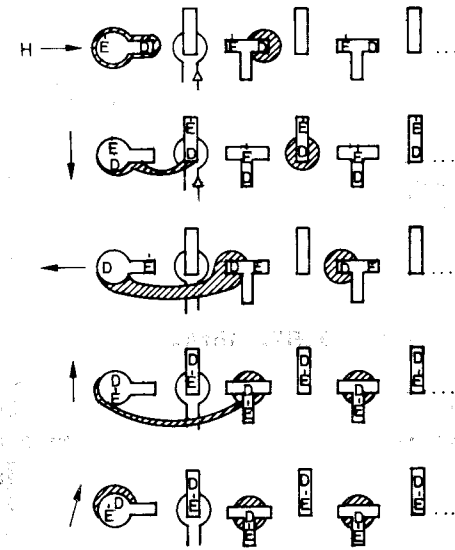


1.85. ábra.

dig zsugorodnak, mignem kis henger alakú "buborékok" maradnak csupán a "tengerben". Méretük $2...30 \mu$ közötti, fenntartásukhoz nem túlzottan nagy, 10^{-3} A/m állandó "egyen"-térerősség szükséges, amelyet állandó mágnissel könnyen elő lehet állítani teljesítményfogyasztás nélkül. Az így fenntartott buborékok alkalmasak információ hordozására (jelenlétük jelképezi a logikai 1-et). Megfelelő módon, pl. végtelen hurokba "terelve" a buborékokat, soros ("rendszeres") hozzáférésű, shift regiszter típusú memória hozható létre.

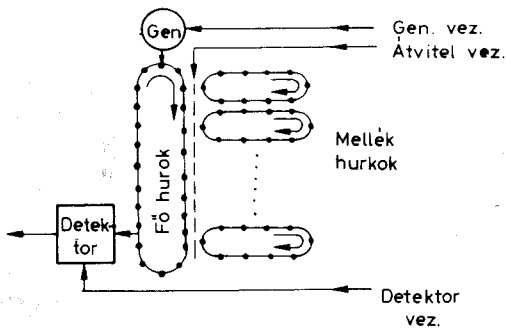
A gyakorlatban a memória működtetéséhez tetszés szerint vezérelhetően buborékokat kell generálni, majd adott irányba terelni (shiftelni) kell őket, a kimeneteken villamos jelle átalakítva érzékelni kell a buborékok jelenlétét, és végül a már nem szükséges buborékokat meg kell szüntetni.

Az 1-es biteket hordozó buborékok előállítását, generálását, majd ezek léptetése a lapkára fotolitográfikus módszerrel felvitt permalloy (nagy permeabilitású lágy mágneses Ni-Fe) "mintázat" segítségével történik (1.86. ábra). A buborékforrások a legnagyobb felületű permalloy korongok alatt képződnek. Ebből lehet (1-es bit esetén) "leszakítani" egy buborékot, majd továbbítani; ennek fázisait mutatja az 1.86. ábra egy-egy sora. A működtetéshez külső, forgó mágneses térre is szükség van. A leszakítás az első két fázisban kezdődik, amikor is az első "I"



1.86. ábra.

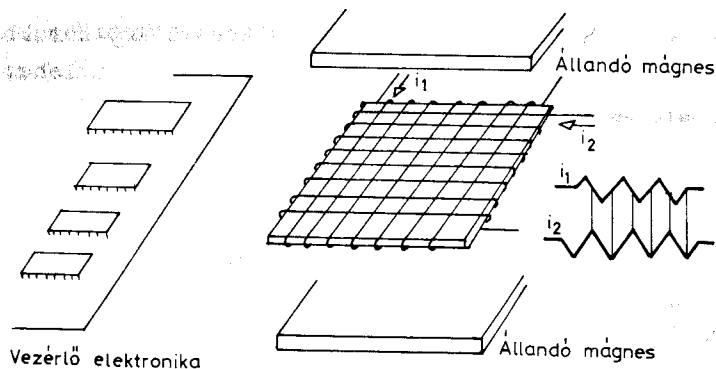
elemnél elhelyezett hajszálvékony vezetéken kb. 500 ns-ig kb. 100 mA áramot folytatnak át (a korong alatti forrás buborék emiatt nem "fogy el", hiszen ennek mérete kizárólag az anyagjellemzők és a külső, állandó mágneses térerősség függvénye!). A léptetés a szomszédos "T" és "I" elemek külső, forgó mágneses tér hatására történő váltakozó felmágneseződése segítségével az ábrán követhető fázisokban megy végbe. Egy-egy lapkán hosszú "T-I" (más rendszerekben Y, V stb.) láncokat helyeznek el, ami sok bit "beléptetését", ezzel együtt tárolását teszi lehetővé. Az elemekből alkotott láncokból rendszerint hurkokat képeznek, ezekben "keringenek" a beirt bitek. Egy hurokba beirt bit-mintát csak egy-egy "teljes fordulat" után lehet kiolvasni, ami nagy tároló kapacitás (bit szám) esetén lassu hozzáférést tesz csak lehetővé. Ezért általában egy "főhurkot" és több "mellékhurkot" képeznek az 1.87. ábra vázolata szerint. A főhurok egy-egy bit-mintát egy-egy mellékhurkhoz "szállít", és abba átírja, a tárolást a mellékhurkok végzik. Kiolvasáskor a mellékhurkok bit-mintáit a főhurok (természetesen megfelelő vezérléssel) sorra "átveszi" és "elszállítja" a kimeneti érzékelőhöz. A buborékok detektálása sem túl egyszerű feladat:



1.87. ábra.

általában magneto-rezisztív (ellenállásukat mágneses tér hatására változtató) anyagokat használnak erre a célra. A keletkező feszültség mV nagyságrendű, amelyben ráadásul igen erős a zavaró komponens a kívülről gerjesztett forgó mágneses tér következtében. Az érzékelőt ezért olyan hidba kapcsolják, amelynek másik ágában ugyanolyan érzékelő van, de buborék nélkül. A hid kimeneti jelét ezután erősíteni és formálni kell.

Az eddigiekből nyilvánvaló, hogy a mágneses buborék memóriákhoz meglehetősen sok kiegészítő elemre van szükség: az alaplemeze merőleges egyen mágneses teret kell létrehozni állandó mágnissal, a lemez síkjában forgó mágneses térre is szükség van, amelyet egymásra merőleges tekercspárral gerjesztenek, 90°-kal eltolt háromszög időfüggvényű áram átfolytatásával (1.88. ábra). Ehhez, valamint a már említett vezérlésekhez meglehetősen bonyolult kiegészítő elektronikára van szükség (ennek nagy részét LSI IC-ben helyezik el). Ez az oka annak,



1.88. ábra.

hogy a buborék memóriákat nem külön alkatrészenként, hanem egy nyomtatott áramköri alaplemezen, teljes rendszerként hozták forgalomba (National, Texas, HP, Rockwell, Fujitsu, Hitachi, Nippon Electric, Plessey, KFKI). Nagy tároló kapacitásuknak (Mbit!), kikapcsolt állapotban nem törlődő (non volatile) jellegüknek, kis, "IC méretűeknek" köszönhetően a buborékmemóriák egyre inkább vetélytársaivá válnak a mágneses (szalagos, lemezes, floppy) adatrögzítőknél, és ha áruk tovább csökken, akkor előbb-utóbb "adathordozó" szerepet tölthetnek be.

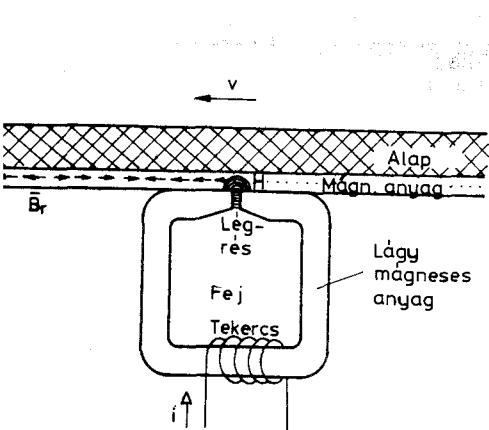
1.4.2. Jeltárolás mozgó mágneses eszközökkel

A tárolt bit-értékeknek ebben az esetben is előírt mágnesezettség-értékek felelnek meg, de működés közben a mágneses hordozó mozog a mágnesezést végző, ill. érzékelő elemhez ("magnófejhez") képest. A mágneses hordozó általában műanyag alapra felvitt vékony mágnesezhető réteg: mágnesszalag ("magnószalag") mágneslemez, hajlékony lemez, mágnes-kártya, stb. Tekintve, hogy a rögzítéshez a hordozó és a fej relatív elmozdulása szükséges, az ilyen készülékekben megfelelően precíz mozgató mechanikára ("drive"-ra) van szükség, ami kétségtelenül hátrány a tisztán elektronikus rögzítéssel szemben. A mechanikai alkatrészek drágák, kopnak, karbantartást igényelnek, ami szintén többletköltséget jelent, és ezzel együtt az üzembiztonság még mindig nem mérhető össze a tisztán elektronikus rendszerekével. Előny viszont, hogy a tároló kapacitás elvileg tetszés szerint növelhető; újabb szalagtekercsekkel, lemezekkel, stb. a "könyvtár" mindig tovább bővíthető, a tárolt anyag szinte korlátlan ideig, korlátlan mennyiségben archiválható.

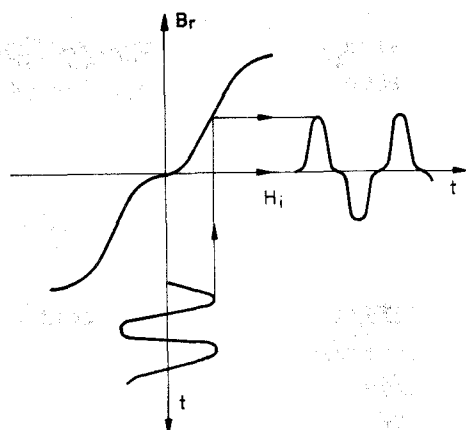
A jelrögzítés elve

Előljáróban célszerű a jelrögzítés fizikai alapjaival kapcsolatos legfontosabb tudnivalókat összefoglalni annak érdekében, hogy a különböző rögzítési módokat, jelkódokat, hullámformákat megértsük, ill. kiválasztásuk szempontjait megindokolhassuk.

Felíráskor ("felvételkor") a fej légrése előtt elhaladó mágneses hordozó kis elemi hosszúságú darabjait "mágnesezzük fel" (1.89. ábra) a fej tekercsében átfolytatott áram ütemében: a fej részében létrejövő mágneses térerősség a tekercs i gerjesztő áramával arányos. A hordozó mágneses anyagában az egymás után következő kis szakaszokban a mindenkor pillanatnyi gerjesztésnek megfelelő remanens indukció marad meg - ez "őrzi" az információt. A hordozón megmaradó remanens indukció (szalag-fluxus) és a gerjesztő térerősség (és így az eredeti jeláram) közötti összefüggés azonban erősen nemlineáris, emiatt igen nagy torzítás jön létre (1.90. ábra). Ha fontos a jelalak-

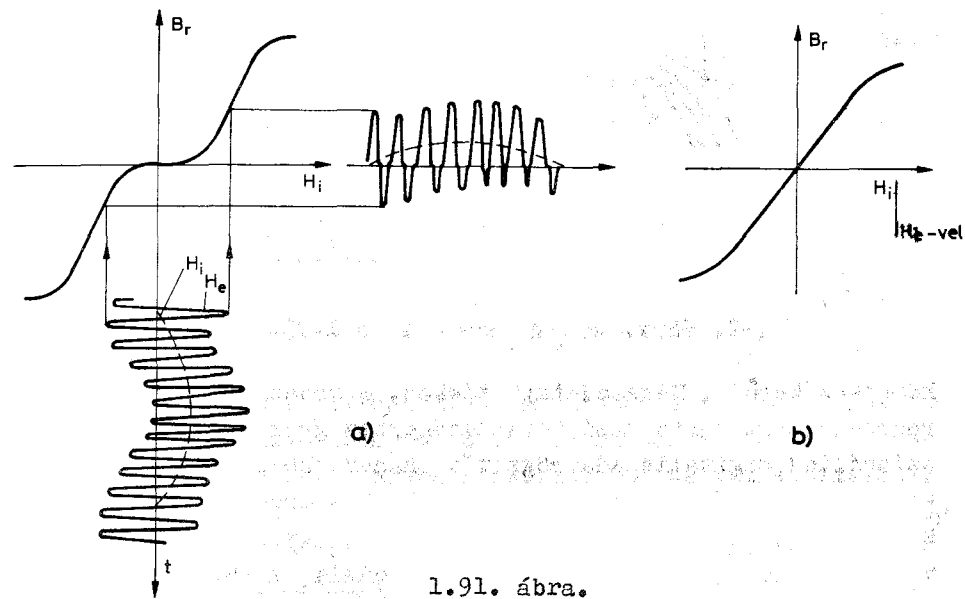


1.89. ábra.



1.90. ábra.

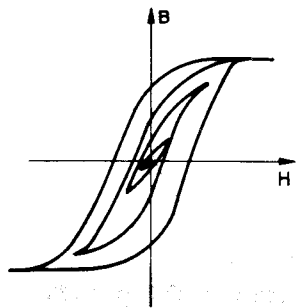
hű rögzítés - mint például a műsor-felvevő magnetofonoknál - linearizálni kell a B_r-H_i görbét. Ezt leggyakrabban nagyobb frekvenciás előmágnesezéssel végzik; ezzel állítják be a "munkapontot" valahol a B_r-H görbe egyenesebb szakaszán (1.91a ábra). Ezzel az eredő transzfer karakterisztika közel egyenes lesz, kivéve a telítéshez közel eső részeket - megszűnik a "B osztályu torzítás" (1.91b ábra). Érdekes megjegyezni, hogy az újabb műsor felvétele előtt a szalagot törölni kell, amit rendszerint szintén nagyfrekvenciával végeznek. Ennek folyamatát az 1.92. ábra alapján érthetjük meg: az előzőleg felmágnesezett szemcse a törlőfej rése előtt áthaladva többször negatív telítéstől pozitív telítésig mágneseződik, majd a résből



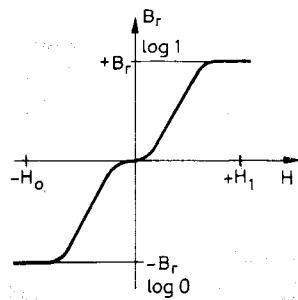
1.91. ábra.

távolodva a nagyfrekvenciás tér fokozatosan zérusra csökken, ezáltal a mágnesezés folyamata egyre kisebb, végül zérusra "zsugorodó" hiszterézis görbe mentén zajlik, így $B_r=0$ lesz. (Minden más esetben - mint tudjuk - a ferromágneses anyagban remanens indukció marad, hiába csökkentjük zérusra a térerősséget.)

A lineáris felírás hátránya, hogy a mágneses hordozó mágnesezését csak kis, lineárisnak tekinthető tartományban végezhetjük, nem használhatjuk ki a "teljes kivezérelhetőséget", ami a jel-zaj viszony szempontjából nem a legkedvezőbb. Digitális jelek felírásához előnyösebb a telítésbe mágnesezés; a mágneses anyagot erős "tulvezérléssel" kettőféle szélső mágneses állapotba visszük: pl. logikai 1 esetén nagy $+H_1$ térerősséggel $+B_r$ telítési indukciót, logikai 0 esetén nagy $-H_0$ térerősséggel $-B_r$ telítési indukciót hozunk létre (1.93. ábra). Ebben az esetben a "torzítás" természetesen nem játszik szerepet, hiszen csak a két szélső állapotot használjuk ki. A számítástechnikában használt (mozgó-) mágneses adatrögzítők általában telítésbe mágnesezéssel működnek (bár a bit értékeket nem feltétlenül kizárólag a $+B_r$ és $-B_r$ állapot reprezentálja - lásd a



1.92. ábra.

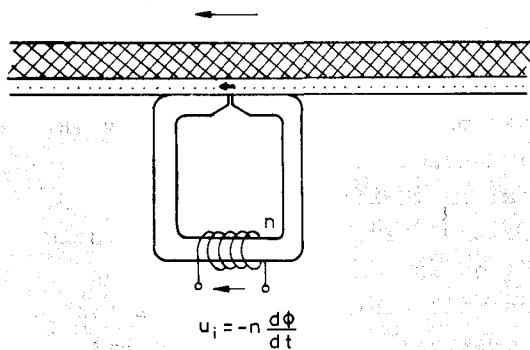


1.93. ábra.

következőkben!). Mérésadatgyűjtőkhöz, mikroszámítógépet, mikroprocesszort tartalmazó berendezésekhez gyakorta nem "professzionális" digitális adatrögzítőt, hanem "közönséges", rendszerint kazettás magnetofont használnak - eredeti elektronikájuk meghagyásával, csupán egy illesztő egység közbeiktatásával. Ebben az esetben a szalagot "lineáris üzemben" szinuszos, vagy ahhoz hasonló vezérléssel használjuk - a felírás kódjai, a "0" és "1"-nek megfelelő jelformák itt is nagy változatosságot mutatnak.

Olvasáskor ("lejátszáskor") a fej előtt elhaladó mágneses anyag elemi részeinek fluxusát (ill. annak egy részét) a légrés segítségével átveszi a fej lágymágneses gyűrűje (1.94. ábra.) A fej "n" menetű tekercsében a fluxus megváltozásakor feszültség indulálódik:

$$u_i = -n \frac{d\phi}{dt}$$



1.94. ábra.

Ebből következik a mágneses adatrögzítés egyik alapszabálya, hogy "egyen-jelet" nem lehet közvetlen módon leolvasni, "lejátszani", a keletkező olvasott feszültség a jelváltozás sebességével arányos. Eredetileg szinuszos felírt fluxus esetén:

$$\Phi(t) = \Phi_0 \sin \omega t$$

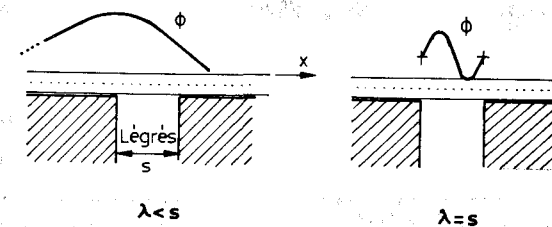
az olvasott jel

$$u_i = -n\omega \Phi_0 \cos \omega t.$$

vagyis az olvasott jelfeszültség amplitudója elvileg a jelfrekvenciával egyenesen arányos (Bode-diagramban +20 dB/dekád meredekségű az átviteli karakterisztika, 90°-os fázistolással).

A valóságban jelentkezik olvasáskor egy másik hatás a légrés véges mérete miatt - ezt nevezhetnénk a mágneses adatrögzítés másik alapszabályának. A rögzített jel frekvenciájának növelésével a hordozón a fluxus-eloszlás hullámhossza egyre csökken, mignem összemérhető lesz az olvasó fej légrés szélességével. Ekkor az olvasott jel amplitudója csökken (ez legkönnyebben abból a határesetből látható be, amikor a fluxus hullámhossz éppen egyenlő a légrés szélességével, a légrés előtt éppen egy teljes fluxus periódus van, amelynek így az olvasott átlagértéke zérus). A viszonyokat az 1.95. ábra mutatja. Szinuszos rögzített jel esetén a hordozón a hosszanti, x-irányú fluxus-eloszlás is szinuszos:

$$\phi = \phi_0 \sin 2\pi \frac{x}{\lambda}$$



1.95. ábra.

ahol λ : a rögzített jel fluxusának hullámhossza a hordozón.
A tekercs tényleges fluxusa egyrészt a hordozó fluxusának egy tört része (k -szoros, ahol $k \ll 1$), másrészt a légrés előtti mindenkor fluxus-függvény átlaga:

$$\Phi_t = k \frac{1}{s} \int_{x - \frac{s}{2}}^{x + \frac{s}{2}} \Phi_0 \sin 2\pi \frac{x}{\lambda} dx.$$

Az integrálást elvégezve az adott ("mozgó" határok) között:

$$\Phi_t = k \Phi_0 \frac{\sin \frac{\pi s}{\lambda}}{\frac{\pi s}{\lambda}} \sin 2\pi \frac{x}{\lambda}$$

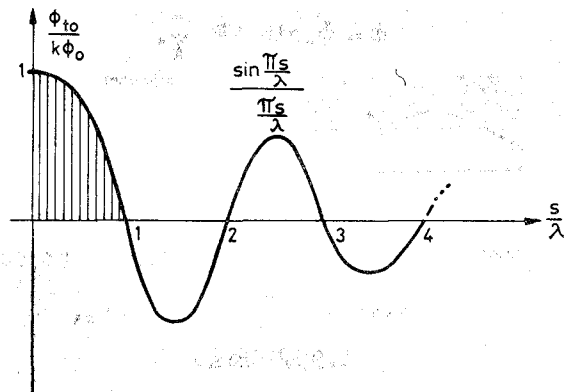
fontos eredményt kapjuk, ami azt jelenti, hogy a tényleges érzékelt fluxus amplitudója az eredeti

$$\Phi_{t0} = k \Phi_0 \sin 2\pi \frac{x}{\lambda}$$

amplitudónak

$$\frac{\sin \frac{\pi s}{\lambda}}{\frac{\pi s}{\lambda}} \text{ azaz } \frac{\sin \alpha}{\alpha}$$

függvénnyel, az un. "résfüggvénnyel" megszorzott értéke. Az 1.96. ábra függvényábrájából látható, hogy amikor a légrés szélesség egyenlő a hullámhosszal, az olvasott jel zérus (az első

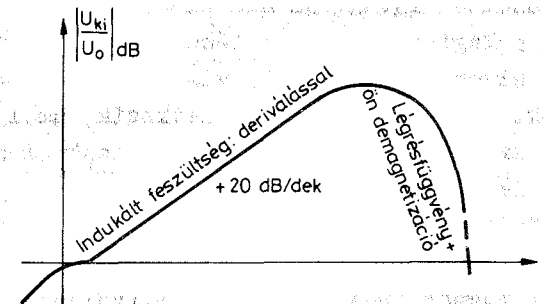


1.96. ábra.

zérushely feletti tartományt nem használhatjuk, mert ennek tartalma az alapsávba kerül). Gyakorlatban az

$$\frac{s}{\lambda} \approx 0,5 \text{ azaz } s = \frac{\lambda}{2} = \frac{v}{2 \cdot f_{\text{határ}}}$$

értéket tekintjük határnak (vagyis felső határfrekvenciának azt a frekvenciát, ahol a hullámhossz fele eléri a légrésméretet, pl. $v = 9,5 \text{ cm/s}$ és $f_{\text{határ}} = 20 \text{ kHz}$ -hez $s = 2,5 \mu$ résméret kell, bár meg kell jegyezni, hogy a mágneses hordozó nagyobb frekvencián jelentkező ön-demagnetizációja még ront a helyzeten, ezért példánkban maradván inkább 1...1,5 μ kívánatos). Analóg jelek rögzítésekor az egyenletes frekvencia átvitel biztosításához frekvenciafüggő erősítővel korrigálják az olvasási frekvenciamenetet, amely BODE-diagramban, jellegre az 1.97. ábra

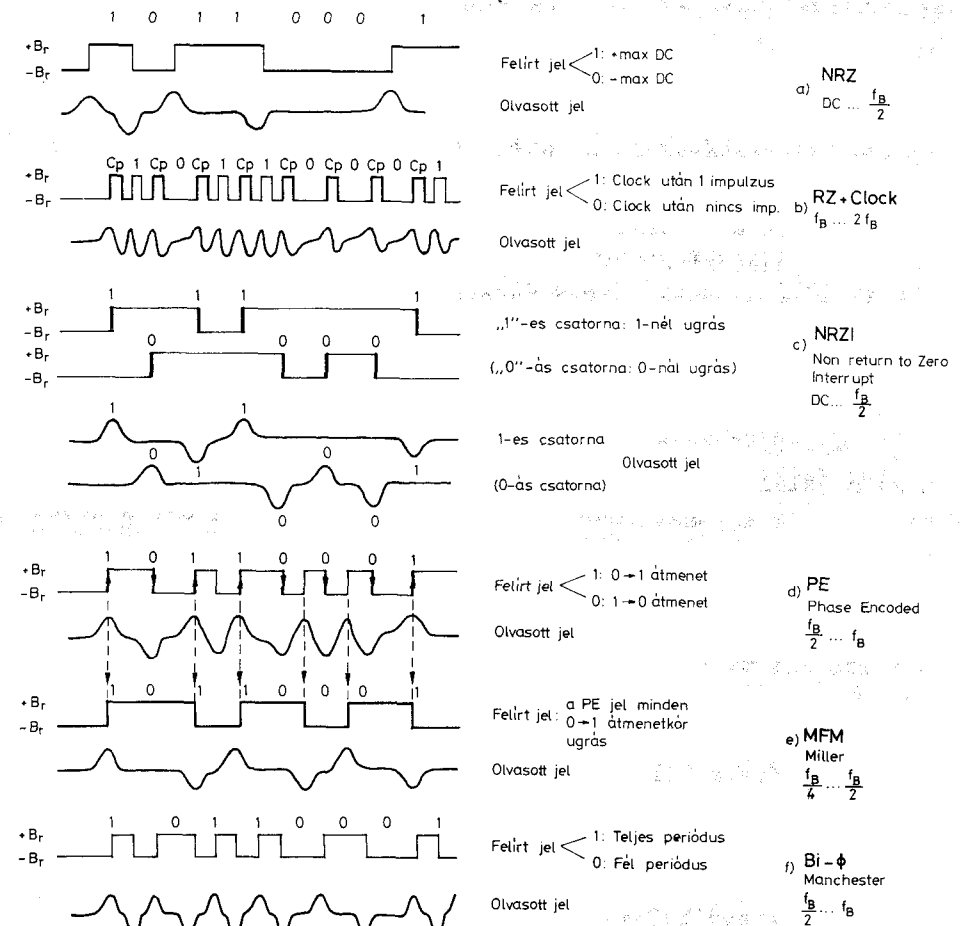


1.97. ábra.

szerinti. Az emelkedő, +20 dB/dekád-os szakasz az indukció elvől következik, a nagyobb frekvenciás csökkenés főleg a résfüggvény következménye (belátható, hogy hiába alkalmazunk erőteljes "magas emelést" ennek korrigálására, a sávhatárt nem tolhatjuk ki tetszőlegesen, a jel előbb-utóbb a zajba merül!). Összegezve az eddigieket, megállapíthatjuk, hogy a mozgó mágneses hordozón rögzített jelből az olvasó fej (ha az indukált feszültség elvén működik/ derivált, sávkorlátozott jelet állít elő, legfeljebb mV nagyságrendben. A jel "visszaállításához" előírt "inverz" frekvenciamenetű, nagy erősítésű, kis zaju "lejátszó erősítő" szükséges.

Digitális jelek rögzítése

Amint azt már említettük, mind a telítésbe mágnesezés, mind az "analóg" jelrögzítés módszere szokásos (az első a ki-mondottan digitális, "professzionális" készülékekben, a másod-
dik főként akkor, amikor digitális jelet "normál" magnetofon-
nal rögzítünk). A felírt jel alakja tipustól és gyártól függően
szinte elképzelhetetlenül sokféle lehet. Az 1.98. ábrán a két-
állapotu rögzítés néhány tipikus jelformáját foglaljuk össze
a teljesség igénye nélkül, mindegyiket azonos 10110001 bit-so-
rozatra. Az időfüggvények a fej-író áramok formáját jelentik,
amelyek elegendően nagy értékűek ahhoz, hogy a szalagot $+B_r$,
ill. $-B_r$ állapotba mágnesezzék fel. Mindegyik felírt jel alá
felrajzoltuk az olvasott jel alakját (figyelembe véve az olva-
sás, "lejátszás" differenciáló, sávkorlátozott jellegét). Az
"eredeti digitális jel", az NRZ (Non Return to Zero) forma
(1.98a ábra) szemmel láthatóan nem előnyös mágneses adatrögzí-
téshez, mivel a logikai 0-hoz és 1-hez egyen szintek tartoznak,
ami indukciós elven nem olvasható vissza. Olvasott jel csak a
0-1 változások, "ugrások" idején keletkezik, amelyek alapján
nehezen, nagy hibalehetőséggel állítható csak vissza az erede-
tileg felvett jel. Fontos tehát, hogy szint-ugrás lehetőleg
minden bit időben legyen, így olvasáskor a szinkronizálás köny-
nyebb, kisebb a hibalehetőség. Az "órajellel kombinált" RZ vál-
tozat, amelyet mágneslemezes tárolóknál ("diszkeknél") használ-
nak elterjedten, minden bit időt egy órajellel kezd, majd
ezután - ha a rögzített bit-érték éppen 1-es - egy negyed pe-
riódusnyi 1-es négyzetjellel következik, "0"-nál a következő
órajelig marad a 0 szint (1.98b ábra). Hátrány: a sávszéles-
ség-igény nagyon nagy, szélső esetben (csupa 1-nél) a bit frek-
vencia kétszerese, és ez nem "gazdaságos": adott rögzítési se-
bességhez precízebb mechanika (drive), kisebb légrésű fej szük-
séges, mint más, kevésbé igényes rögzítési módszerekhez. Ki-
mondottan digitális jelrögzítéshez alkalmas viszont az NRZI
(NRZ Interrupt = "NRZ megszakadásos", vagy más helyeken NRZ
Inverse = "NRZ inverzbe ugró") jelforma. A bit-értékeket nem
DC-szintek, hanem jel-ugrások, megszakadások jelképezik, és
mivel olvasáskor éppen az ugrásnál keletkezik jel, az olvasás
biztonságos lesz. Az NRZI jel "1"-es csatornáján akkor követ-



1.98. ábra.

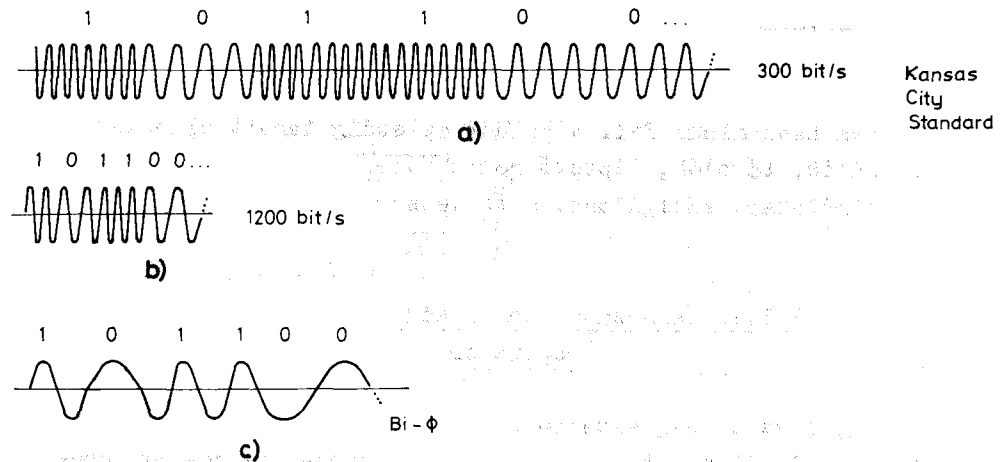
kezik be jel ugrás (0-ból 1-be, vagy 1-ből 0-ba, teljesen mindegy), amikor a bit érték 1, és 0-nál nem következik be állapotváltozás. Gyakran használnak egy másik, "0"-ás csatornát is, ezen akkor "ugrik" a jel, ha az illető bit érték 0 (1.98c ábra). Két csatornás esetben tehát minden bit idején van ugrás, és ezért olvasott jel, vagy az "1"-es, vagy a "0"-ás csatornán: ez a jel "ön-szinkronizáló". Tekintve, hogy a bit-szinkronizálás nem "időre" történik az olvasás helyességét a "lejátszás" sebessége nem befolyásolja. Ez az oka annak, hogy a két csatornás NRZI jelet előszeretettel alkalmazzák "igénytelen" helyeken ("mágneskártyás" programtárolók, személy-azonosító mágneskártyák, kazettás, cartridge-es adatrögzítők, stb.). A legnagyobb jel frekvencia a bit frekvencia fele egy-egy csatornán, ami előnyös. A fázis-kódolt, PE (Phase Encoded) jelben szintén átmenetek felelnek meg a bit értékeknek, de most az átmenet iránya határozza meg, hogy 1-es (pl. 0-1 átmenet), vagy 0-ás (1-0 átmenet) a bit érték. Az 1.98d ábrából látszik, hogy a jelalak felrajzolása könnyű mindaddig, amíg 1 és 0 bitek követik egymást, mert 1-be ugrást mindig 0-ba ugrás követ és fordítva. Amikor egymás után több azonos bit következik, a jel-átmenet irányának egymás után többször azonosnak kell lennie, ami két szintnél csak úgy realizálható, hogy a jel a két bit idő között (rendszerint "fél időben") visszaugrik a kiindulási szintre. A bit értékeket a PE-ben is jelátmenetek képviselik, ezért elterjedten használják mágneses adatrögzítésre azt a formát is. Olvasáskor arról kell gondoskodni, hogy a "tényleges" ugrásokat (bitenként egyet) megkülönböztessük az egyforma szomszédos bitek közötti fél bit időben detektált, bit-értéket nem hordozó ugrásoktól (ilyenkor bitenként két ugrás, azaz egy teljes négyszögjel-periódus játszódik le, a feladat végül is a fele-bitfrekvenciás és a bitfrekvenciás jelek elkülönítése). A PE rögzítés sáv szélesség igénye ezek szerint nagy (felső határ a bitfrekvencia, igaz, hogy az alsó határ nem DC, mint az NRZ, NRZI jelnél, hanem a bitfrekvencia fele). Az MFM (Modified Frequency Modulation), vagy Miller kód fele sáv szélesség igényű, a PE-ből egyszerű 2-es frekvencia-osztással származtatható (1.98e ábra) úgy, mintha a PE jel egy 2-es osztó flip-flop órajele lenne, a flip-flop akkor billen, az MFM jel akkor változtat szintet, amikor a PE jelben

pl. 0-1 ugrás van. Ez a jelforma is "ugrások" segítségével rögzít, de nem mindig a bit-időben. Olvasáskor az eredeti bit-minta "visszanyerése" is bonyolultabb, ez az ára a sáv szélesség lecsökkentésének. Végül a gyakran használatos jelalakok közül a Biphase M (Biφ -M), más néven Manchester kódot említjük meg, amelynek "szinuszos megfelelőjét" az analóg rögzítők is használják. Jellegzetessége, hogy az egyik logikai állapotnak, az 1-nek egy teljes négyszögjel periódus, a másik logikai állapotnak, a 0-nak egy fél négyszögjel periódus felel meg egy bit idő alatt. A "teljes", ill. a "fél" négyszögjel a bit idő elején kezdődik és a következő bit-ig tart. (1.98f ábra). A jelalakból következik, hogy az 1-es teljes, ill. a 0-ás félperiódus helyenként 0°, helyenként 180° kezdőfázisú (innen a Biphase elnevezés). A jel visszanyeréséhez ebben az esetben is (hasonlóan a PE jelhez) az egyszeres és a fele-bitfrekvenciás részleteket kell elkülönítenünk az olvasott jelből. Az 1.98. ábrán összefoglalt jellegzetes hullámformákat áttekintve megállapíthatjuk, hogy a rögzítést (az egyébként erre a célra nem használt NRZ-t kivéve) "ugrásokkal" végezzük; a mágnesszalagon, lemezen, stb. a fluxus időfüggvénye a "felirt jel" ábráinak megfelelő lesz. Minden jelalak megnevezése alatt feltüntettük "sáv szélességét" (pontosabban a legrosszabb esetben rögzítendő minimális és maximális négyszögjel frekvenciahatárait) is, amely láthatóan fajtanként erősen eltérő (f_B = bitfrekvencia). Az előzőkből ismert, hogy a maximális rögzíthető jel frekvencia korlátozott: a fej rész és a hordozó sebessége határozza meg. Ebből a szempontból az olyan jelalakok látszanak előnyösebbnek, amelyek felső határfrekvenciája kisebb. Tudnunk kell, hogy ezenkívül más szempontok is vannak; a rögzített jelet üzembiztosan a lehető legkevesebb hibával kell olvasáskor visszanyernünk. Ez a sáv szélességen kívül alapvetően a jel-zaj viszonytól függ; az olvasott jel mindig tetemes zaj kíséretében jelenik meg a fejen, ill. a fej-erősítő kimenetén (az ábrán ezt nem jeleztük). A jel-zaj viszony azonban a felhasznált sáv szélességtől függ: nagyobb sáv szélesség esetén a zaj is nagyobb, csökken a biztonság, növekszik a hibalehetőség. A rögzítés biztonságát nemcsak ezek, hanem a jel visszaállíthatósága is erősen befolyásolja: pl. az időzítések pontosság-igénye, a szalag-, ill. hordozó

sebesség megengedett ingadozási tartománya, stb. Egy adatrögzítő alapvetően fontos technikai jellemzője a másodpercenként rögzíthető bit szám a bit-sebesség ("bit rate" bit/s-ban, baud-ban) - ez kb. 0,5 kbit/s-tól több 100 kbit/s-ig, esetleg Mbit/s-okig terjedhet. A bit-sebesség nem jellemzi egyértelműen a rögzítés jóságát (mert főleg arra utal, hogy "gyors" vagy "lassu" rögzítőről van-e szó). Sokkal inkább jellemző az, hogy egységnyi hosszúságu szalagra, hordozó-pályára ("track"-re) hány bitet rögzítünk az adott rögzítési móddal és készülékkel. Ezt az adatot legtöbbször bit/inch-ben, bit/2,54 cm-ben közlik (rövidítése bpi = bits-per-inch, ez a nemzetközi viszonyítási alap). Jó adatnak számít pl. 800 bpi sűrűségű rögzítés, az NRZI kódban dolgozó orsós adatrögzítőkre ez a szabványos érték, az 1600 bpi sűrűséget a PE kódu készülékekre írják elő, de természetesen a műszaki haladásnak köszönhetően egyre nagyobb adatsűrűségű készülékekkel találkozhatunk (egészen a 18...24 csatornás kazettás rögzítőig, amelyek MFM kóddal 1-2 Mbpi-re képesek!). Az 1.98. ábrára tekintve az a nyugtalanító kérdés is felmerülhet, hogy vajon az olvasott jelből - ami igazán nem hasonlít a felírt jelre - hogyan lehet az adatokat visszanyerni, milyen eszközök, megoldások szükségesek hozzá. A fej által leadott kis jelet kis zaju olvasó erősítővel megfelelő szintre kell erősíteni, szűrni, majd megfelelő áramkörökkel - kódtól függően - nullaátmenet detektálással vagy adott szintre való komparálással logikai szintű jellel kell alakítani. A többi feladat már digitális áramkörökkel végezhető; megfelelő időzítésekkel, tárolással, stb. előállítható az NRZ jel - a részletekre itt nem térünk ki. Azt azonban érdemes megjegyezni, hogy ma már integrált olvasó egységek is kaphatók, olyan cél-áramkörök, amelyek tartalmazzák az összes szükséges analóg egységet (pl. MOTOROLA MC 3468: Magnetic tape memory read amplifier). Alapvetően az olvasó áramköröktől, a jel visszaállítás jóságától függ az adatrögzítők másik, nem kevésbé fontos jellemzője: a hiba-arány (error-rate), hiba valószínűség (tipustól függően 10^{-7} ... 10^{-11} -nél nem lehet rosszabb).

Analóg rögzítővel való digitális jelrögzítéskor, a szalagot lineáris tartományban használjuk, az eredeti magnetofon felvevő, ill. lejátszó elektronikájának meghagyásával. Felvé-

telkor a szintet a lehető legnagyobbra, a torzítás határának környékére állítjuk, a lehető legjobb lejátszási jel-zaj viszony elérése érdekében. A rögzített jelalak ilyenkor általában nem négyzög (ennek a szalagra való felvételét a legtöbb magnetofon elektronikája nem teszi lehetővé), hanem inkább szinusz, vagy ahhoz többé-kevésbé hasonló "lekerekített" jelforma. A logikai 0 és 1 szintet e jel valamely jellemzőjének kétféle értéke jellemezheti. Amplitudó modulációt általában nem alkalmaznak (a szintek bizonytalansága miatt), inkább frekvencia, vagy fázismodulációt. Leggyakoribb, és legegyszerűbb módszer a 0 és 1 rögzítésére az FSK (Frequency Shift Key), a kétféle frekvenciájú jellel való rögzítés: a logikai 0-nak f_0 frekvenciájú, a logikai 1-nek f_1 frekvenciájú jel felel meg. Erre a jel típusra létező, elterjedt szabvány a KANSAS CITY STANDARD (KCS), amelyben $f_0 = 1200$ Hz és $f_1 = 2400$ Hz (1.99. ábra). Ilyen frekvenciákon a legtöbb magnetofon (és a legtöbb olcsó átviteli osztorona: telefon, kábel, stb.) kielégítően és megfelelően üzembiztosan működik, jó hibaarány érhető el. Az 1.99a ábra egy adott bit-mintára 300 bit/s esetére mutatja a KCS jel időfüggvényét, a b) ábra pedig 1200 bit/s-ra. Ekkor már egy 0 bitnek egyetlen szinusz-periódus felel meg, de még ennél is jobban lehet takarékoskodni az idővel és növelni a bit sűrűséget: ezt teszi a biphase jelforma (1.99c ábra Bi- ϕ). Ez a jel a telítésbe vezérelt üzemmód négyzögjelének (1.98f ábra) a "szinuszos" megfelelője. A detektálás, az eredeti di-



1.99. ábra.

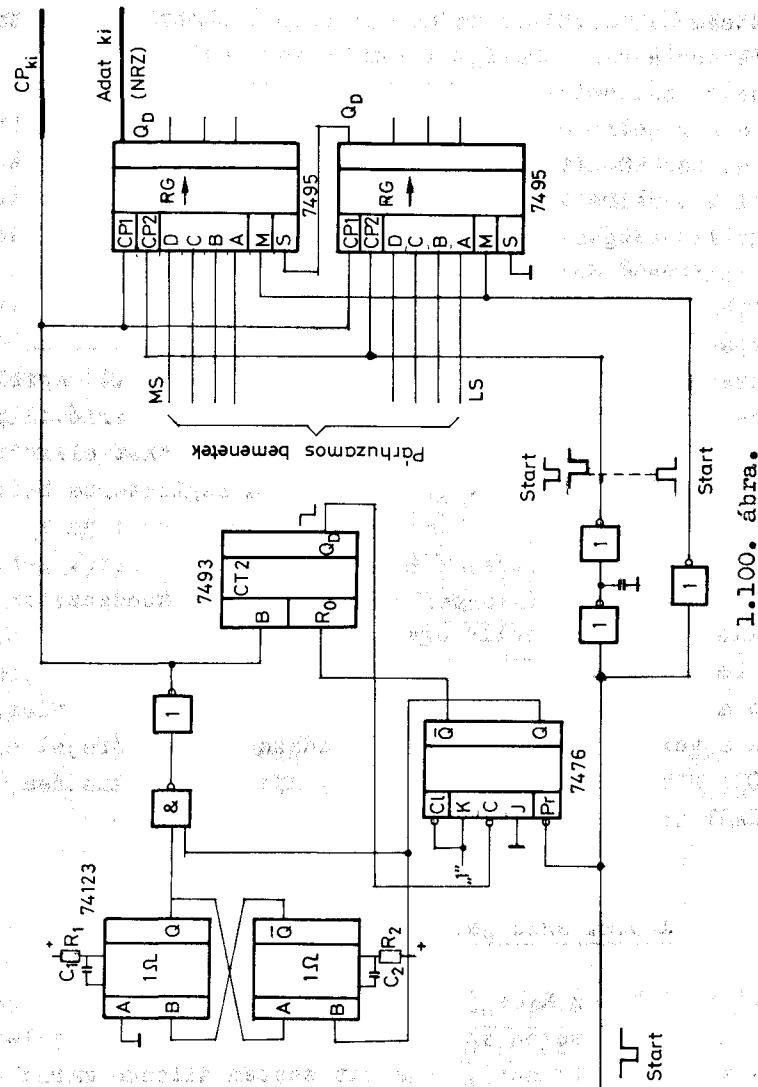
gitális jel visszaállítása lejátszáskor legtöbb esetben frekvencia-diszkriminátorral (szűrő, PLL) történik. Gondolnunk kell azonban arra, hogy minél kevesebb periódus "hordoz" egy bitet (szélső esetben a biphasé kódnál egy fél szinusz), annál pontosabban kell a frekvencia, ill. periódusidő elkülönítését elvégezni. Ilyen esetekben általában a nullátmeneteket "figyeljük", és az ezek között eltelt időből következtetünk a periódusidőre. Problémát csak az okozhat, hogy a hangrögzítő készülékek lejátszó fokozatába a légrésfüggvény (1.97. ábra) kompenzálására frekvenciafüggő korrekciót építenek be, ami az amplitudó karakterisztikát ugyan bizonyos mértékig "kiegyenesíti", de ezzel frekvenciafüggő fázismenetet hoz létre. Ennek következménye, hogy a lejátszott jelben az f_0 és f_1 jel eltérő fázissal jelenik meg, a nullátmenetek helye nem lesz pontos. A lejátszó erősítő és a digitális jelformáló, illesztő fokozat közé ezért beállítható "mindentáeresztő" fáziskorrigáló tagot célszerű beépíteni (l. Elektronikus áramkörök II/A. jegyzet). Ilyen technikával, modern készülékkel, normál szalagsebességgel 3000, egyes források szerint 5000 bit/s jel-sűrűség is elérhető, de a fejlődés várhatóan nem áll meg ezen a téren sem.

1.5. NÉHÁNY PÉLDA ÁRAMKÖR

A következőkben néhány egyszerű példa áramkört, ill. áramkörü részletet rajzolunk fel, olyanokat, amelyeket "adatforgalom lebonyolításában", adatrögzítésben, a digitális adatátvitelben használunk fel. A példák az eddig tanult alapelemek (számlálók, tárolók, léptető regiszterek, stb.) és alapelemek illusztrálására szolgálnak, a teljesség igénye nélkül.

1.5.1. Párhuzamos-soros kódátalakító shift regiszterrel

Egy léptető regiszterbe párhuzamosan beírt adatot jobbra léptetéssel bitenként "kiirhatunk"; az utolsó kimeneten órajelenként az eredetileg beírt párhuzamos adat bitjei jelennek



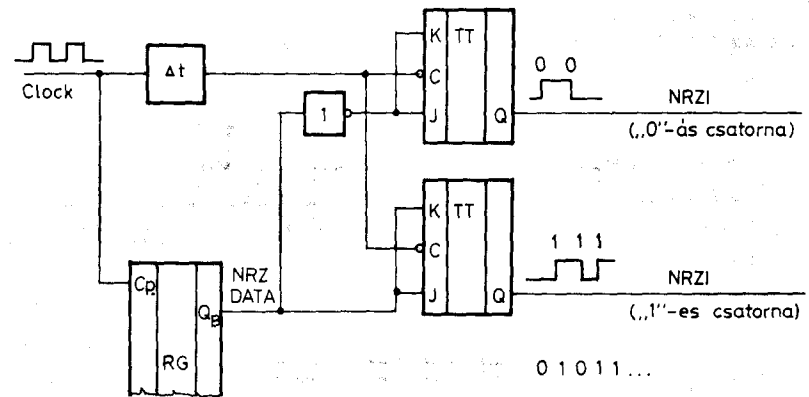
1.100. ábra.

meg sorosan, NRZ formában. Erre láthattunk egyszerűsített változatot az 1.3.3. pontban. Gyakran az adatforgalom nem folyamatos, hanem - mint például a mágneses rögzítéskor legtöbb esetben - blokkokat, "adatcsomagokat" kell képeznünk adott szóhosszúsággal, közöttük szünettel (gap). Ehhez olyan "sorosító" áramkörre van szükségünk, amely egy indító jelre (START) a párhuzamos bemeneteire odakészített szót beolvassa, majd a szintén START jelre elindított óragenerátor által megszabott ütemben az összes bitet sorosan kiadja, és ezután leáll, a következő indítójelre várva (amely tetszőleges idő múlva érkezhet). Egy lehetséges áramköri megoldás látható az 1.100. ábrán: az indítható óragenerátor két monostabil flip-flopból épül fel, a kimenetén kapuzással, ez adja a léptető regiszter és az egység kimeneti órajelét. A számláló gondoskodik arról, hogy pontosan a bit számnak (jelen esetben 8 bitnek) megfelelő lépés történjen. Az indító impulzus hatására a vezérlő flip-flop 1-be billen, a Q kimenetén előálló 0-1 átmenet elindítja az oszcillátort. Az indítás pillanatában a regiszterbe beíródik a párhuzamos adat, mivel a START impulzus negáltja a (7495-ös) léptető regiszter M (Mode control) bemenetét 1-be viszi, miközben a két inverter és a késleltető kondenzátor által alkotott "monostabil" ugyanabból a START jelből a párhuzamos beírást vezérlő 1-0 órajelét (CP2) állít elő. 8 órajel után a számláló D kimenetén előállító 1-0 átmenet visszabillenti a vezérlő flip-flopot, a rendszer leáll (órajel nincs, mert B=0), a számláló nullázódik, egy újabb 8 bit kiadása újabb START jelre történhet.

1.5.2. NRZI jel előállítása NRZ-ből

Mint tudjuk, az NRZI jelben a bit-értékeket ugrások jelképezik: 1-es bit esetén az "1"-es csatornán történik jel-ugrás (0-1 vagy 1-0 átmenet), 0-ás bit esetén állandó marad az "1"-es csatorna jele, és (ha van) a "0"-ás csatornán történik jel-ugrás (1. az 1.98. ábrát). Az áramköri megvalósítás nagyon egyszerű, ha visszaemlékezünk a JK master-slave flip-flopok

működésére. Ezek $J=K=1$ esetén az órajel hatására, annak 1-0 átmenetekor ellentétesre változtatják állapotukat, kimenetükön tehát "jel-ugrás" következik be, ha $J=K=0$, akkor nem billenek, így a jel-ugrás elmarad. Egy csatorna NRZI jelét tehát egy flip-floppal előállíthatjuk az 1.101. ábra vázolata szerint. Az NRZ adat (amelyet rendszerint egy shift-regiszterből léptetünk ki sorosan) közvetlenül az "1"-es flip-flop összekötött J és K bemenetére kerül. Ha az adat bit 1, akkor az órajel lefutó élére a flip-flop ellentétes állapotba billen, ha 0, akkor nem változtatja állapotát. Amennyiben "0"-ás csatorna is van, akkor ehhez is tartozik egy flip-flop, amely a J és K bemenetén az adat negáltját kapja, így 0-ás bitnél következik be állapotváltozás. Az időzítésekre kell csak ügyelnünk: a flip-flop(ok) órajelét egy kissé késleltetnünk kell (Δt) azért, hogy a léptető regiszter kimenetén egy kicsivel előbb jelenjen meg a jel, mint a flip-flopok óra-bemenetén (az egy-szerre érkezés bizonytalan, hibás működéshez vezet).

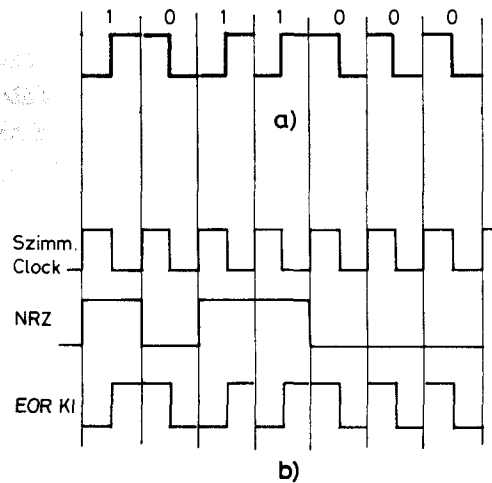


1.101. ábra.

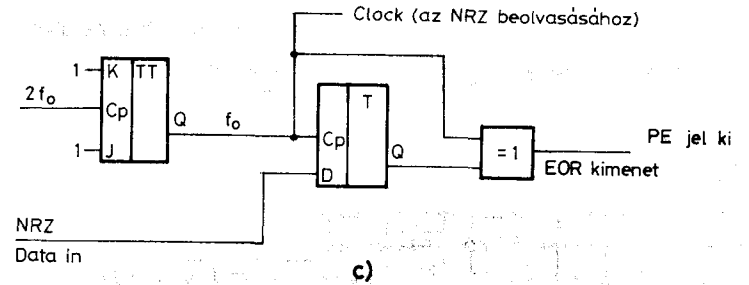
1.5.3. PE (Phase Encoded = fázis kódolt) jel előállítása NRZ-ből

A PE jelben az ugrások iránya határozza meg a bit-értéket (pl.: 0-1 ugrás jelképezi a logikai 1-et, 1-0 ugrás jelképezi a logikai 0 értéket az 1.98d ábrán látható módon). A jelet úgy is felfoghatjuk, mintha az szimmetrikus, a két idő

közepén ugró jel darabokból lenne összeállítva az 1.102a ábrán látható módon: az 1-nek megfelelő "minta" egy szimmetrikus 0-1 "lépcső", a 0-nak megfelelő minta egy 1-0 "lépcső", bárhol is helyezkedjen el a jelfolyamban. Ennek előállításához pedig nem szükséges más, mint egy szimmetrikus (50 %-os kitöltési tényezőjű) órajel, amelynek fázisát "cserélgetjük" a bit értéknek megfelelően; a folyamatot az 1.102b ábra szemlélteti. 1-es bit esetén az órajel fázisát megfordítjuk, vagyis az órajelet negáljuk, 0-ás bit esetén pedig változatlanul hagyjuk, ebből "magától" kialakul a PE jel. Az eszköz, amellyel 1-es érték esetén negált, 0-ás érték esetén ponált jelet állíthatunk elő: a jól ismert kizáró-VAGY kapu. A PE jelet előállító áramkör végeredményben pl. az 1.102c ábra szerinti lehet: kétszeres frekvenciájú CLOCK jelből indulunk ki, azért, hogy 2-es frekvencia osztóval biztosan szimmetrikus négyszögjelet kapjunk, majd ezt negáljuk, ill. engedjük át változatlanul a kizáró-VAGY kapu segítségével, attól függően, hogy a D tároló éppen milyen NRZ adat-bitet olvas be és tárol egy órajel időtartamig.



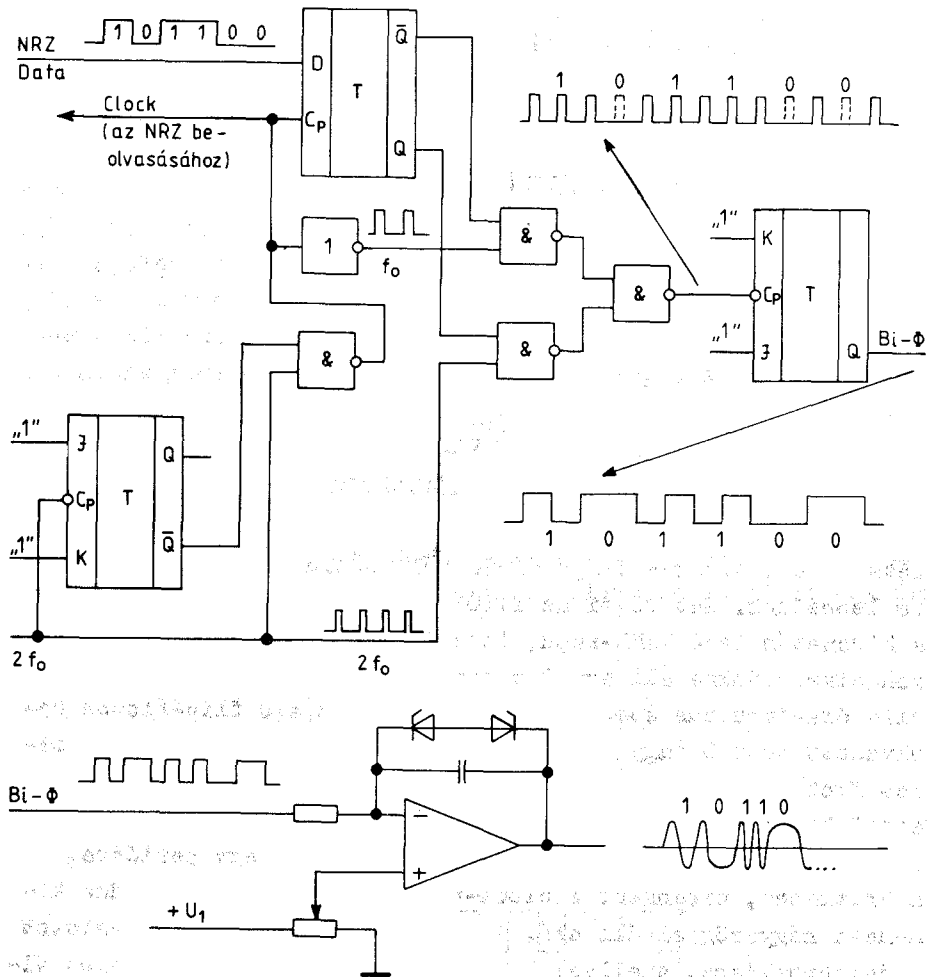
1.102a), b) ábra.



1.102c) ábra.

1.5.4. Biphase (Bi- Φ) jel előállítása

Logikai 0-hoz egy fél-bitfrekvenciás, fél periódusnyi négyszögjelet kell rendelnünk. Egy lehetséges megoldás, hogy kétszeres bitfrekvenciájú órajelből indulunk ki, amelyet felére leosztunk. Ezt végzi az 1.103. ábra első JK flip-floppja és a kimenetén lévő NAND-kapu, inverterrel (ÉS-kapu). Ily módon rendelkezésünkre áll egy 2-szeres és egy 1-szeres bitfrekvenciás óra-impulzus sorozat. Aszerint, hogy a D flip-flopba beolvasott adat 0 vagy 1, választunk a 2-szeres, ill. az 1-szeres frekvenciájú sorozatból bitenként 2, ill. 1 darabot, és ezzel billentjük a frekvenciaosztóként működő kimeneti flip-flopot. A "sűrűbb", bitenként 2 clock jelből egy periódus, a "ritkább", bitenként 1 clock-ból pedig egy fél periódus kimeneti négyszögjel áll elő. Az ábrán láthatunk egy javaslatot a jelformálásra, amellyel hozzávetőleg szinuszos jelalakot állíthatunk elő, az 1.99c ábrán láthatóhoz hasonlóan. A potenciométerrel a szinteltolást állíthatjuk be, kb. fél logikai szintre, ezzel biztosíthatjuk a jel szimmetriát, integrálással a négyszögjel oldalait "ferdítethetjük el", a Zener diódákkal limitálást végzünk. Az így előállított jel általában alkalmas "lineáris üzemi" magnón történő felvételre, hangfrekvenciás (pl. telefon) csatornán való továbbításra, és egyéb keskenysávú digitális jelfeldolgozásra.

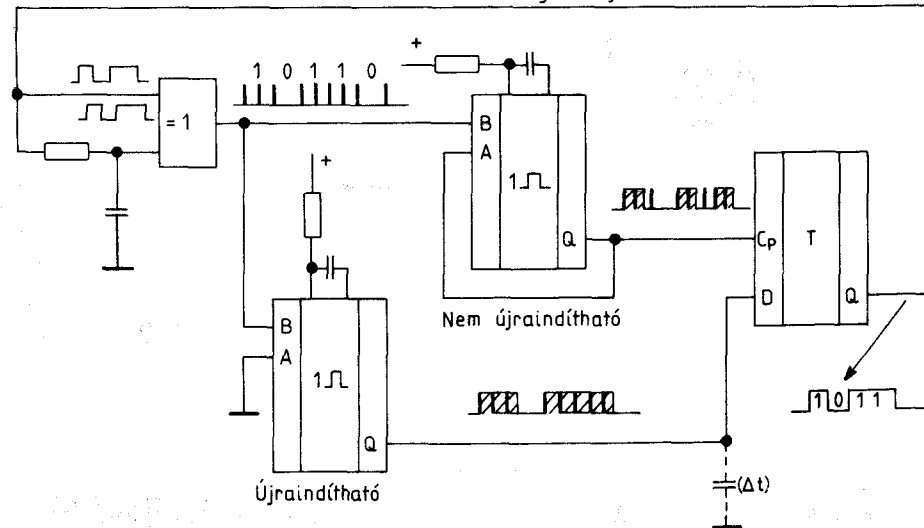
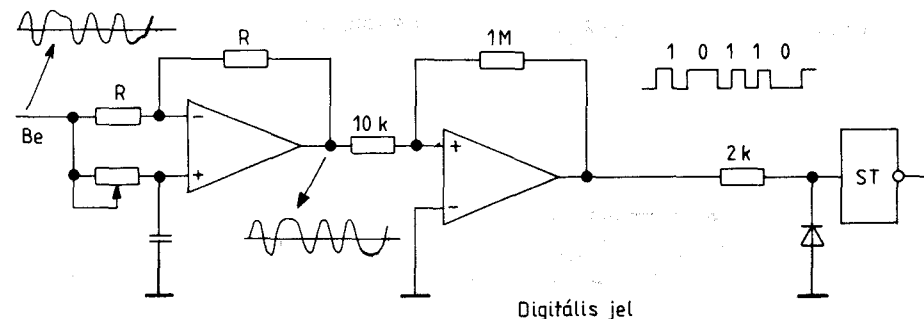


1.103. ábra.

1.5.5. Bi-φ jel "visszaállítása" NRZ-re

Amennyiben a biphasz jel lineáris működéshez készült rögzítőből származik, a jelet digitálisan feldolgozhatóvá kell formálni. Első lépésben a hibamentes nullátmenet detektálás érdekében a szokásos, forgalomban lévő magnók által okozott fázistorzítást kell korrigálnunk, amelyet a légrés véges mérete

okozta csillapítás kiegyenlítésére beépített "magasemelés" okoz (l. az előző pontot!). Ezután következnek a nullátmeneteket detektáló hiszterézises komparátor és egy Schmitt trigger. Innen a feldolgozás már digitális: minden nullátmenet pillanatában - függetlenül az átmenet irányától - egy-egy keskeny impulzust állítunk elő úgy, hogy a kizáró-VAGY kapura az eredeti és az RC taggal kissé késleltetett jelet vezetjük (a két bemeneten minden jelugráskor egészen rövid ideig "nem ekvivalens" a két jel, ezért a kimeneten log 1-be menő "tüske" keletkezik). Logikai 1 érkezése esetén az impulzusok 2-szeres bitfrekvenciával követik egymást, 0 érkezése esetén 1-szeresével, ezeket kell különválasztanunk. Legegyszerűbb (de nem a legjobb), ha az időket monostabilokkal "mérjük" (precízebb készülékekben számláncokkal időzítünk). A "tüske sorozatot" egy



1.104. ábra.

ujrainditható, és egy nem ujrinditható monostabil trigger bemenetére vezetjük. Mindkét monostabil flip-flop időzítését úgy állítjuk be a külső R-C tagokkal, hogy a bit periódusidőnél rövidebb, de a félperiódus időnél hosszabb legyen az általuk előállított impulzus. A nem ujrinditható monostabil fogja kijelölni a bit időket (hiszen, ha "sűrű" impulzusok jönnek, akkor csak minden másodikat veszi figyelembe), ennek kimeneti jele lesz az NRZ-t előállító D flip-flop órajele. Az ujrinditható monostabil 1-es beérkező bit esetén ("sűrű impulzusok") a következő "órajel" bekövetkezéséig biztosan 1-et fog tartani a D bemeneten, ezért ekkor a D flip-flop 1-be billen. 0-ás beérkező bit érkezésekor viszont a következő bit periódus kezdetéig a monostabil visszabillen, D = 0 lesz, a D flip-flop 0-ba billen. A Q kimeneten így megjelenik az NRZ jel (1.104. ábra).

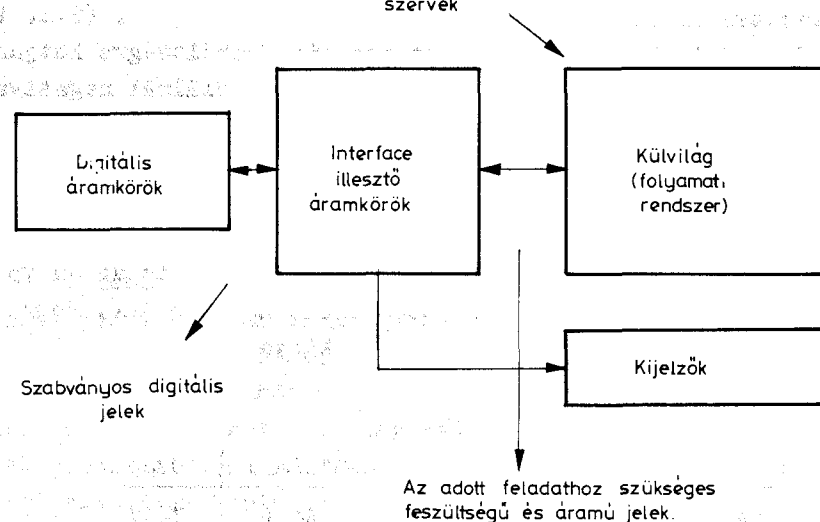
2. DIGITÁLIS RENDSZEREK ÉS KÜLSŐ ELEMELK ILLESZTÉSE

2.1. NAGYÁRAMU, NAGYFESZÜLTSGÜ ELEMELK MEGHAJTÁSA DIGITÁLIS JELEKKEL

Egy-egy folyamat, vagy rendszer vezérlését, kezelését sok esetben digitális áramkörök felhasználásával végeztetjük. Ilyenkor szükségünk van a folyamatba való beavatkozásra, és egyes állapotainak az ember számára történő kijelzésére.

Szükség van olyan interface (illesztő) áramkörökre, amelyek a szabványos digitális jelet átalakítják a kívánt elektromos paraméterű jelre. Tranzisztoros, tirisztoros kapcsolásokkal és/vagy jelfogókkal szoktuk ezt megvalósítani.

Végrehajtó, beavatkozó, mérőátalakító fizikai → villamos szervek



2.1. ábra.

Az integrált áramkör gyártók univerzális illesztő áramköröket hoznak forgalomba. Ezekben TTL kapukat és tranzisztorokat szoktak elhelyezni.

Az univerzális illesztő áramkörökkel szemben támasztott főbb követelmények:

nagy felső határfrekvencia 10 MHz,
 szokásos tápfeszültségekkel való kompatibilitás 5...24 V,
 TTL (MOS) áramkörökkel való kompatibilitás, nagy kimenő áram 0,5 A,
 sokoldalú felhasználhatóság, közepes teljesítmény 500 mW,
 olcsó tok.

2.1. táblázat

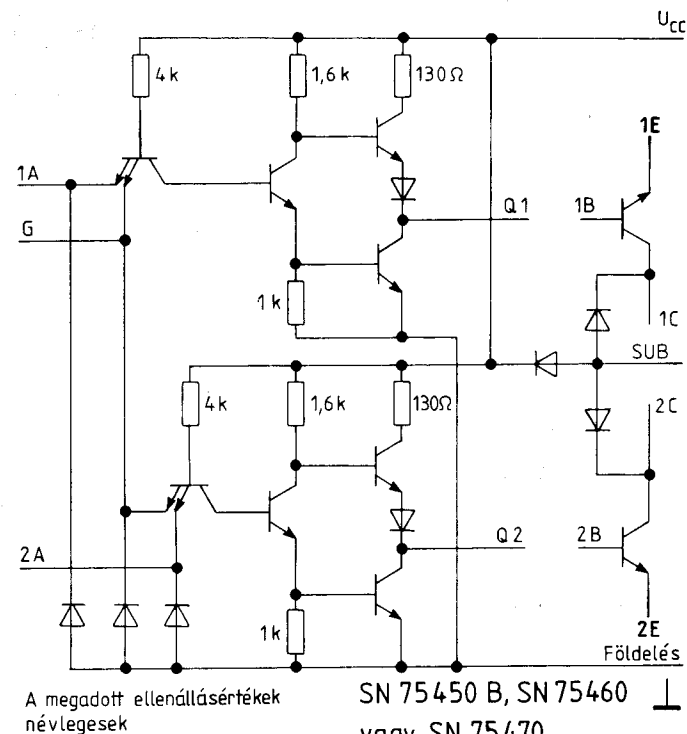
Tipus	I_C max	U_C max	U_C maxpp	t_{pLH}	P_d max tok	$I_C = 0,3$ A U_{CE}
SN 75 450 B	0,3 A	30 V	20 V	20 ns	0,8 W	0,5 V
SN 75 460	0,3 A	40 V	30 V	45 ns	0,8 W	0,5 V
SN 75 470	0,3 A	50 V	40 V	50 ns	0,8 W	0,5 V

Az SN 75450 B, SN 75460, SN 75470 IC-kben a szubsztrát ki van vezetve és belül nincs összekötve a földeléssel. (2.1. táblázat). Ezért, ha a szubsztrátot negatív feszültségre kötjük, akkor a kimeneti tranzisztorokra a földpotenciálnál negatívabb feszültség szintet is lehet adni. A 2.2. ábrából látható, hogy a szubsztrát a rendszer legnegatívabb potenciáljára kerül, akkor a szubsztrát diódák mindig zárva maradnak, tehát minden tranzisztor mindig szigetelve van az összes többi elemtől.

Megjegyzendő, hogy az SN 75451 B, SN 75461 és az SN 75471 IC-k a 450/460/470 típusoktól csak abban különböznek, hogy tranzisztorai emitterei össze vannak kötve a földpotenciállal, tehát közösitve is vannak.

	I_C max	I_C csucs ^x	U_{CE} max	U_{CEpp}
75401	0,5 A	0,5 A	40 V	30 V
74411	0,5 A	0,5 A	50 V	40 V

^x A csucsáramot max. 200 ms-ig és max 10 %-os kitöltési tényezővel vehetjük igénybe.



A megadott ellenállásértékek névlegesek

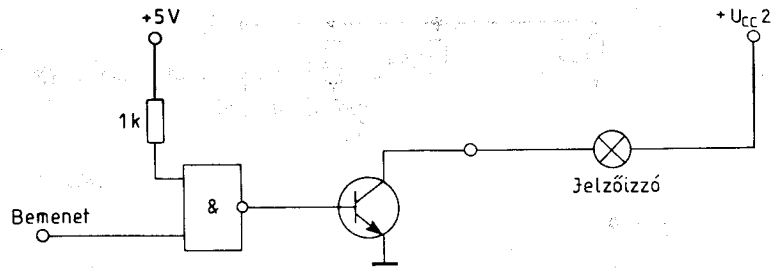
SN 75450 B, SN 75460
 vagy SN 75470

2.2. ábra.

2.1.1. Jelzőizzó, LED, jelfogó meghajtása és eszközei

a) Jelzőizzó meghajtása

Az ismertetett interface (illesztő, meghajtó) IC-k mindegyike jól alkalmazható a legtöbb jelzőlámpa meghajtására. Egy lámpa bekapcsolásakor nagy áramlökések vannak, az üzemi áram 10-szerese, tehát egy 100 mA-es lámpánál a 2.3. ábra szerinti kapcsolást nem alkalmazhatjuk, mert a kb. 1 A-es felfűtő (bekapcsolási) áram tönkretelheti a meghajtó áramkörünket. Ezért a kollektoráram korlátozását meg kell oldanunk.



2.3. ábra.

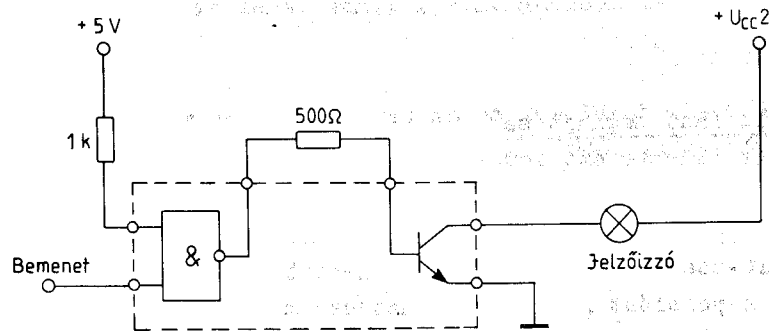
Kollektoráram korlátozása a vezérlő bázisáram korlátozásával:

$$I_B \text{ határ} = \frac{I_C \text{ határ}}{h_{21E}} = \frac{250 \text{ mA}}{50} = 5 \text{ mA.}$$

Mivel egy TTL kapu kimeneti feszültsége H-ban tipikusan 3,3 V és nyitott állapotban U_{BE} : 0,85 V körüli, ezért

$$R_B = \frac{U_H - U_{BE}}{I_B} = \frac{3,3 \text{ V} - 0,85 \text{ V}}{5 \text{ mA}} \approx 0,5 \text{ k}\Omega.$$

Értékelés: ezt a megoldást a felvett paraméterek erős bizonytalansága (pl. h_{21E} értéke) miatt nem tarthatjuk a legjobbnak.



2.4. ábra.

Kollektoráram korlátozása negatív visszacsatolással emitter ellenállás felhasználásával R_E számítása:

$$I_C \text{ max} = 250 \text{ mA}$$

$$U_{BE} = 0,85 \text{ V}$$

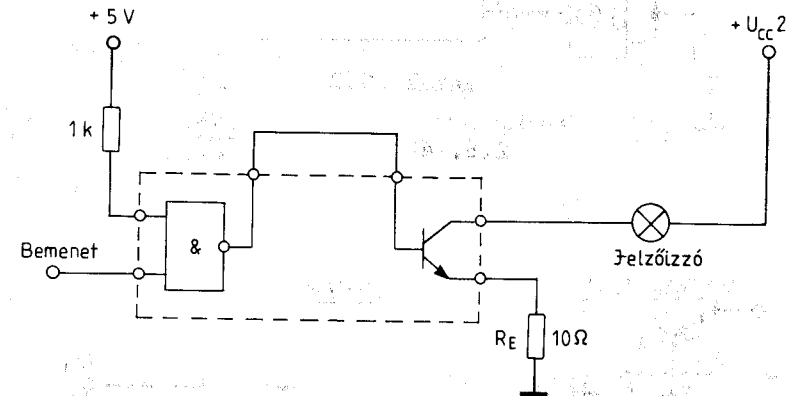
$$U_H = 3,3 \text{ V}$$

$$U_E = U_H - U_{BE} = 2,45 \text{ V}$$

$$R_E = \frac{U_E}{I_E} \approx \frac{2,45}{0,25} \approx 10 \Omega.$$

Értékelés: Az R_E -vel határolt I_C áram üzembiztosabb, sorozatgyártásnál kisebb szórású megoldást ad, mint az R_B -vel határolt I_C áram. Kedvelt kapcsolás lámpák meghajtására.

Mindkét megoldás a lámpák lassabb bekapcsolását és a szokásos sebességű eloltódását adja.



2.5. ábra.

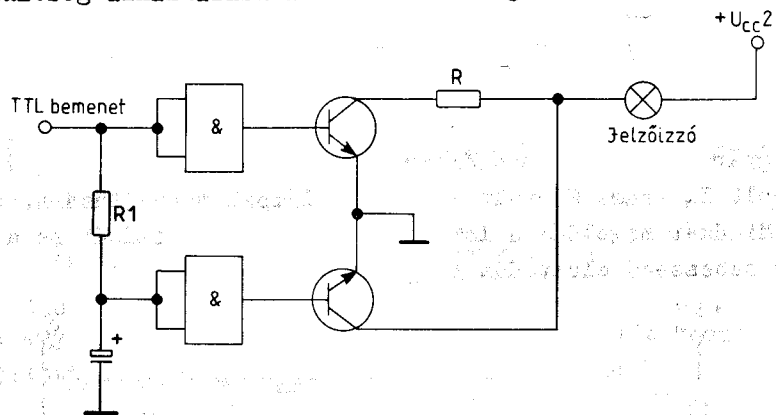
Gyorsabb bekapcsolás esetén, ha a meghajtó (kapcsoló) tranzisztorunk nem bírja el a nagy bekapcsolási áramot, szokás még az izzószálat előmelegíteni állandó nyugalmi árammal. (Fénysorompó fehér villogó fényénél is ilyen megoldást alkalmaznak.) A következő néhány ábra az előmelegítés kivitelezési módjait mutatja.

A 2.6. ábrán lévő áramkörrel a bekapcsolás után először előfűtünk az $R_1 \cdot C_1$ -gyel arányos ideig, majd teljesen bekapcsoljuk az izzót.

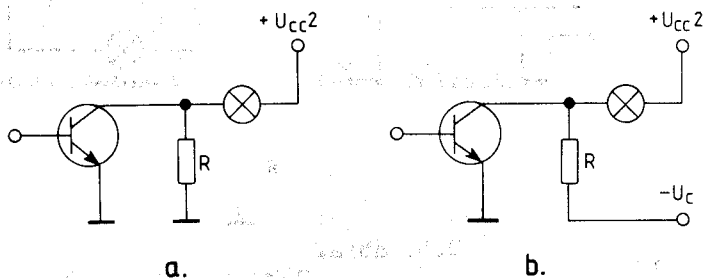
A 2.7. ábrán az állandóan előmelegített jelzőizzó kapcsolását láthatjuk. Az a) esetben bekapcsoláskor az izzó (majdnem)

teljes árama a tranzisztoron folyik keresztül. A b) esetben a tranzisztor bekapcsolt állapotánál is folyik jelentős áram az R-en keresztül a negatív tápfeszültség felé. A kapcsolás előnye, hogy $I_{G \max}$ -nál nagyobb áramu izzót is tudunk vezérelni, hátránya, hogy kell egy külön negatív tápfeszültség is.

A c) és d) kapcsolások a b) kapcsolás tulajdonságait egy tápfeszültség alkalmazásával közelítik meg.

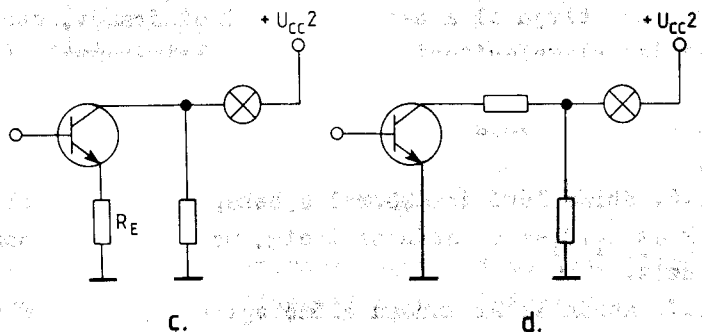


2.6. ábra.



a.

b.



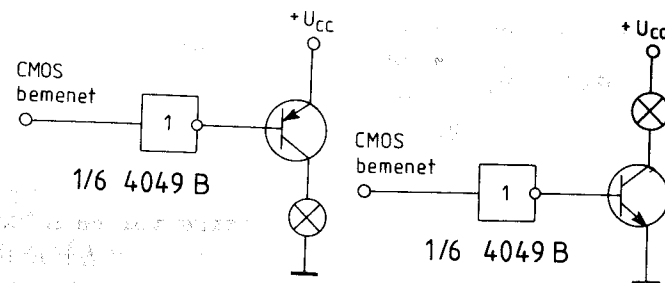
c.

d.

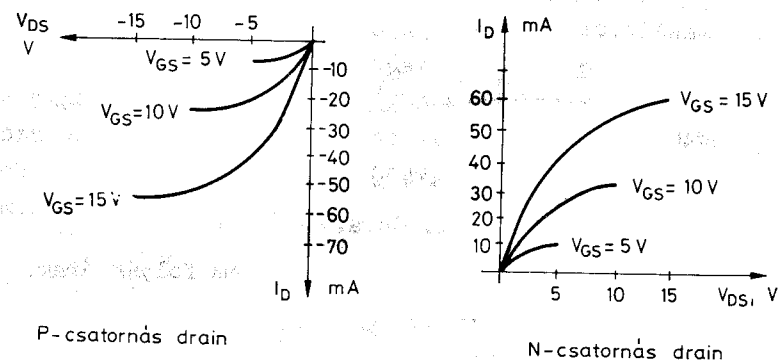
2.7. ábra.

Ma már szinte kizárólag csak bufferelt CMOS áramkörök kaphatók. Ilyen pl. a Philips cég HEF 4000B sorozata. A CMOS áramkörök kimenetére közvetlenül ráköthető egy bipoláris tranzisztor bázisa. Mivel a kimeneti csatornák közel szimmetrikusak, ezért a tranzisztorokat invertáló és neminvertáló kapcsolásban egyaránt felhasználhatjuk, lásd a 2.8. ábrát.

A CMOS IC tápfeszültsége 3...15 V között változhat. A maximális kimenőáram a tápfeszültség függvénye, melyet a 2.9. ábra mutat.



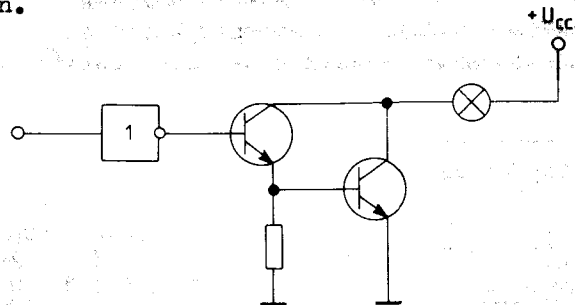
2.8. ábra.



2.9. ábra.

A karakterisztikákból láthatjuk, hogy a 4000B sorozatu típus bármelyik kimenete 5 V-os tápfeszültségnél a PNP tranzisztort 5 mA-es bázisárammal, az NPN tranzisztort 8 mA-es bázisárammal képes vezérelni. Nagyobb áramerősítések esetén szokásos a Darlington kapcsolás alkalmazása, lásd a 2.10. ábrát. Itt az eredő áramerősítés közelítőleg a két tranzisztor egyen-áramu áramerősítési tényezőinek szorzata. Fontos még megjegyeznünk, hogy a CMOS áramkör és egy tranzisztor az előbbi példákban közölt összekapcsolásokor a CMOS áramkör kimenetén lévő fe-

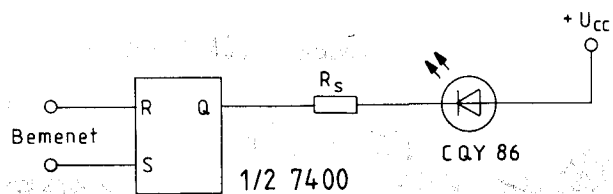
szültség más CMOS áramkör vezérlésére alkalmatlan, mivel értéke 0 V és 0,8 V vagy U_{CC} és $U_{CC} - 0,8$ V körül mozog a kapcsolástól függően.



2.10. ábra.

b) LED-ek meghajtása

A ma használatos LED-ek tipustól, mérettől és a kívánt fényerőtől függően 4...15 mA áramot igényelnek. Ezt a teljesítményt egy normál TTL áramkör közvetlenül biztosítja.



2.11. ábra.

R_S méretezése: Ha Q = H, akkor a diódán nem folyik áram.

Ha Q = L, akkor $U_0 \approx 0,4$ V

$$U_Q = 0,4 \text{ V}$$

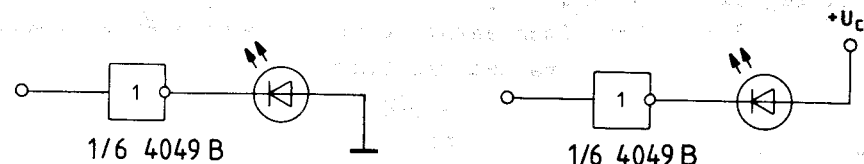
$$U_D = 2,3 \text{ V} \quad I_D = 8 \text{ mA}$$

$$U_{CC} = 5 \text{ V}$$

$$R_S = \frac{U_{CC} - U_D - U_Q}{I_D} = \frac{5V - 2,3V - 0,4V}{8 \text{ mA}} = \frac{2,3V}{8 \text{ mA}} \approx 300 \Omega$$

A meghajtás CMOS áramkörrel egyszerűbb, mivel a korlátozó ellenállás (az áramgenerátoros jellegű meghajtás miatt) elhagyható 5...10 V-os tápfeszültség használatakor. A LED (2.12. áb-

ra) a föld és a tápfeszültség felé egyaránt köthető, tehát egy esetleges invertáláskor nem kell külön CMOS kapu, hanem a diódát a tápfeszültség másik polaritására kell kötnünk. Ilyen alkalmazásoknál a meghajtó kapu kimenetét egyidejűleg más CMOS kapu vezérlésére nem használhatjuk, mivel a feszültség szint erősen eltér a megengedett értéktől.

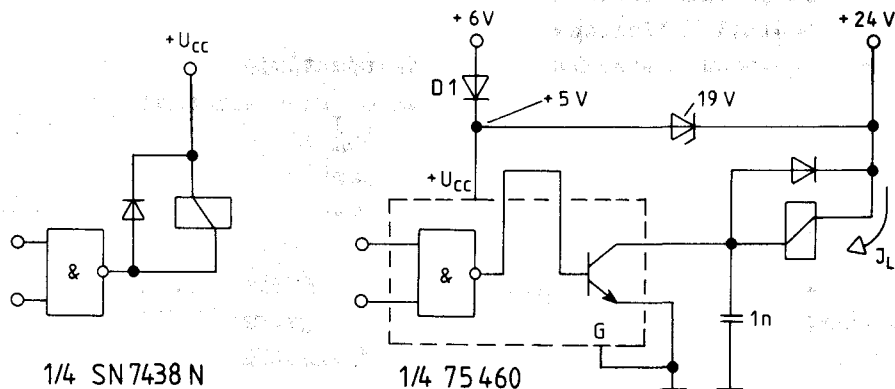


2.12. ábra.

c) Jelfogók meghajtása digitális jelekkel

A jelfogók behuzási árama, tipustól függően, $n \times 10$ mA...A nagyságrendbe esik. A miniatűr reed relék normál TTL buffer elemekkel is működtethetők. A nagyobb áramuakhoz, feszültségűekhez egy illesztő-meghajtó áramkört kell alkalmaznunk.

Minden jelfogó tulajdonsága, hogy induktivitása miatt kikapcsoláskor ellenkező polaritással nagy feszültség jelentkezik a kapcsain (Lentz törvény). A feszültségtűskék levágása érdekében elengedhetetlenül fontos vágódiódákat beépítenünk, különben az indukált nagy feszültségek a meghajtó félvezetős áramköreit tönkretennék.



2.13. ábra.

A 2.13b ábrán 75450 B típusú áramkört használtunk. A megengedett váltakozó feszültség értéke a kimeneten $20 V_{pp}$, tehát csak ez alatti feszültségekkel működtethetjük a jelfogónkat.

Miért van a két tápfeszültség között egy Zener dióda? Két tápfeszültségünk van. Ezeket lehet, hogy különböző sorrendben kapcsoljuk be, vagy egyszerre csak az egyik tápfeszültség hiba miatt megszűnik. Ha a jelfogót meghajtó esik ki, (vagy kapcsoljuk be később) akkor nincs semmi probléma, mert csak a meghajtó tranzisztor kollektora nem kap feszültséget. Ha a $+5 V$ esik ki, (vagy később kapcsoljuk be, mint a $24 V$ -ot) akkor a meghajtó tranzisztor bázisa nem kap vezérlést, a bázis meghajtó impedanciája nő. Ilyenkor a kollektor-emitter letörési feszültsége lecsökken, átüthet a meghajtó tranzisztor.

$24 V$ -os táplálásnál a $19 V$ -os Z dióda a tokon $4...5 V$ körüli feszültséget biztosít akkor is, ha nincs meg a $+5 V$ -os tápfeszültség. A DL dióda a 75460 felé engedi csak a Zener áramát. Nélküle egy nagy áramot felvevő kapcsolás esetén a Zener leégne.

Miért kell a jelfogóval párhuzamosan kapcsolt gyors működésű védődióda?

Képzeljük el, hogy a tranzisztor a bekapcsolt állapotból a kikapcsoltba vált át (a 2.14 és a 2.15. ábra). Tehát a jelfogó tekercsén (egy induktivitáson) I_C nagyságú áram folyt át. A kapcsoló tranzisztor ezt hirtelen meg akarja szüntetni. Mivel

$$\Phi = L \cdot I \quad \Phi = \text{a mágneses fluxus}$$

$$L = \text{a jelfogó induktivitása}$$

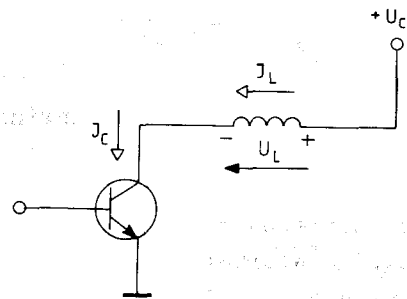
$$U_i = \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} = L \frac{\Delta I}{\Delta t}$$

I = a jelfogón átfolyó áram,

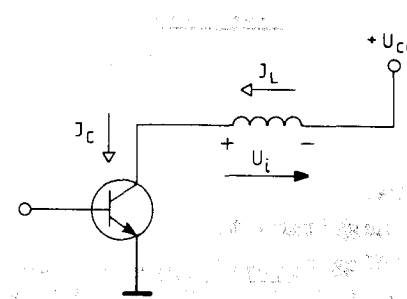
U_i = a jelfogón indukálódott feszültség.

Látható, hogy U_i nagysága a kikapcsolás gyorsaságától egyenes arányosságban függ. A kollektorra jutó feszültséget a 2.16. ábra szemlélteti.

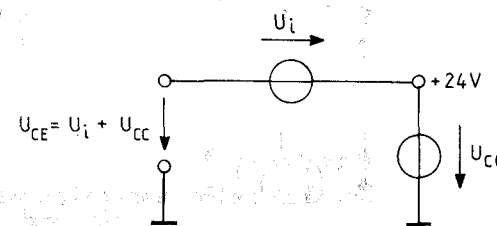
$U_{CE} = U_i + U_{CC}$ tehát nagyobb, mint a tápfeszültség. Látható, ha a kikapcsolást lassítjuk, akkor kisebb lesz U_i értéke is.



2.14. ábra.



2.15. ábra.



2.16. ábra.

Miért kell a kollektor és az emitter közé a $1 nF$ -os kondenzátor? (L. a 2.13b ábrát.)

A tranzisztor bekapcsolt állapotában a 2.13b ábra kondenzátorán közel $0 V$ van. Kikapcsoláskor ez a feszültség a kondenzátor töltődése miatt csak lassan nőhet. Ezzel elérjük, hogy

- U_i kisebb, mert nem hirtelen kapcsoltuk ki I_L -t,
- U_{CE} lassabban növekszik, s van ideje a kapcsoló tranzisztoros vezérlő áramkörének átkapcsolni, a bázist a föld felé kis impedanciával meghajtani. Így, mire az U_{CE} értéke megnő, a tranzisztor U_{CE} átütési feszültsége is megnő, s ezért nem megy tönkre.

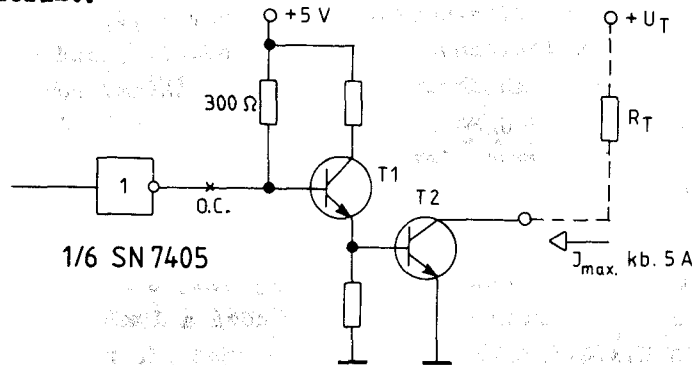
Tehát nagy U_{CC} értéknél átkapcsoláshoz nem elég csak a diódás védelem, kell a kondenzátoros is, hogy mire U_{CE} nagy lesz, a kapcsoló tranzisztor bázis lezáró impedanciája már kicsi legyen.

CMOS áramkörök alkalmazása esetén, mint azt a 2.8. és a 2.10. ábránál is láttuk, hasonló a helyzet, bár annyival jobb, hogy a bekapcsolási áramot H és L szinttel egyaránt tudjuk generálni.

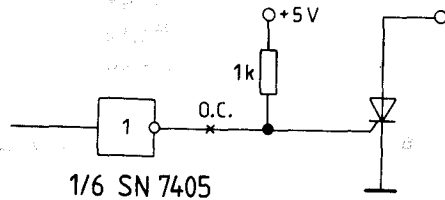
2.1.2. Teljesítmény-beavatkozó tranzisztor és tirisztor meghajtása

Nagyobb teljesítmények kapcsolásához kevés egy tranzisztor. Ilyenkor szokásos a Darlington kapcsolás használata (2.17. ábra).

T_2 nagyáramú tranzisztor. Az eredő áramerősítési tényező közelítőleg $h_{21E1} \cdot h_{21E2}$, ami gyakorlatilag elérheti a 400...500 körüli értéket. Ezért a kimenő áram akár 5 A is lehet. Kisebb tirisztorokat közvetlenül is lehet vezérelni a 2.18. ábra szerint.

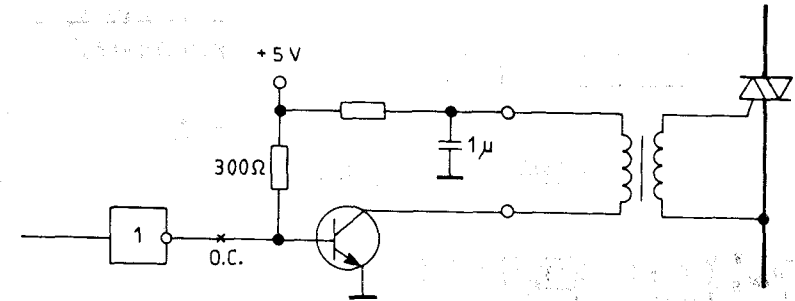


2.17. ábra.



2.18. ábra.

A nagy áramerősségű tirisztorokat és triacokat impulzus-transzformátoron keresztül szokás gyújtani. Így jól szétválasztható egymástól a vezérlő áramkör és a nagyteljesítményű rész, érintésvédelmi és zavarvédelmi szempontból egyaránt.



2.19. ábra.

2.1.3. Ferrit tárolók meghajtó és olvasó áramkörei

E könyv 1.4. fejezetében a ferrit tárolók működése és a működtetéshez szükséges jelek leírása megtalálható. Ott találhatjuk meg a ferrit magok felfűzési és szervezési módját is.

A ferrit tárolókhoz meghajtó és olvasó áramkörök szükségesek. A régebbi tranzisztoros átalakítókat kiszorították az integrált áramkörök.

A ferritmeghajtóval szembeni követelmények jelentősen függenek a megkívánt sebességtől és a tárolókapacitástól. A kapcsolóáram 0,2...1,2 A szokott lenni, tehát bekapcsolt állapotban a tok disszipációja nagy (1 W körüli 1 V-os maradékfeszültség mellett is). Kikapcsoláskor nagy lehet az önindukciós feszültség. A probléma és megoldása a 2.1. lc) pontban leírtakkal rokon.

Sokféle ferritmeghajtó integrált áramkör létezik. Pl.: a Texas cég gyártmányaiból az SN 75303, SN 75308, SN 75324, SN 75325, SN 75326, SN 75327, stb.

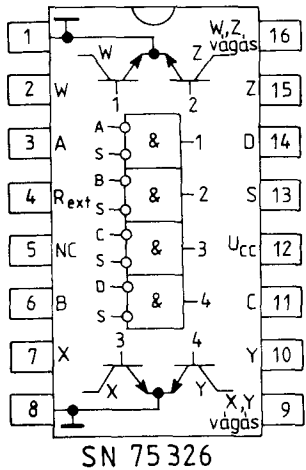
Az SN 75326 ferritmeghajtó (2.20. ábra)

A W és Z vágás pontot +24 V-ra kötjük. A dióda a kapcsoláskor fellépő induktív impulzusokat vágja le.

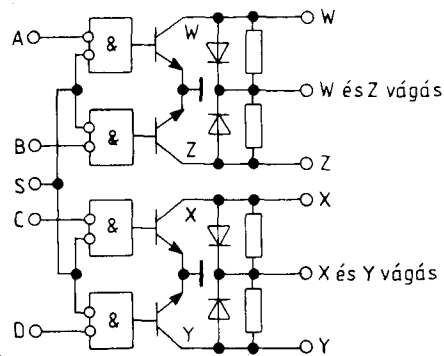
Az SN 75326

- TTL szinttel vezérelhető,
- +5 V-tal működik,
- kimeneti feszültség max. 24 V lehet,

- kimenetet vezérlő bázisáram nagysága a 4. láb és a +5 V közé kötött külső ellenállással növelhető.



2.20. ábra.



Az SN 75327 ferritmeghajtó

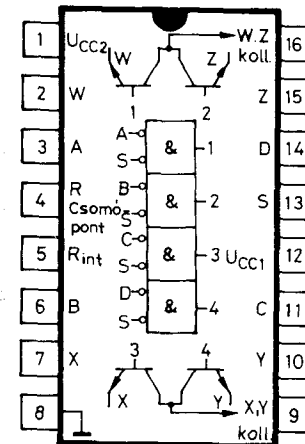
A 2.21. ábrán a tok belső elrendezését és bekötését látjuk. Az áramkör

- két tápfeszültséggel működik $U_{CC1} = +5V$, $U_{CC2max} = 24V$,
- a kimenőáram a belső ellenállás (4.-5. láb összekötve) felhasználásával 24 V-nál max. 0,6 A,
- a kimenőáram külső R_{ext} alkalmazásával növelhető.

A tárolóelemeket a 2.22. ábrán látható példa szerint hajtják meg.

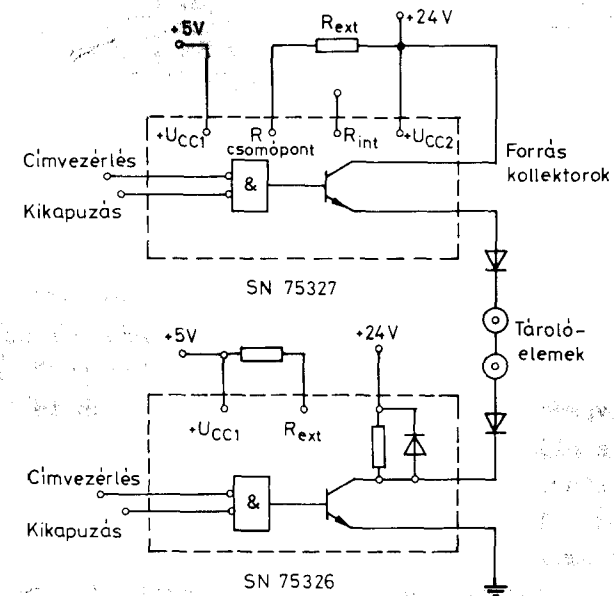
Az SN 75327 forrás kimeneteiről kapcsoljuk be az U_{CC2} feszültséget és az SN 75326 nyelő kimenettel földeljük le a vonal másik végét. A külső diódákat csak multiplex üzemmódnál kell bekötnünk. Egy tipikus alkalmazási példát mutatunk be a 2.23. ábrán. Ezzel a kapcsolással egy $16 \times 16 = 256$ bites mátrix címvezérlése oldható meg; mint látható 10 db IC tokkal. A terhelés nem csak ferrit tároló, hanem izzólámpa vagy jelfogómátrix is lehet.

A 2.23. ábrán a 2.22. ábra szerinti összeköttetéssel valósítottuk meg egy 16×16 bites ferrit gyűrűs mátrix vezérlését.

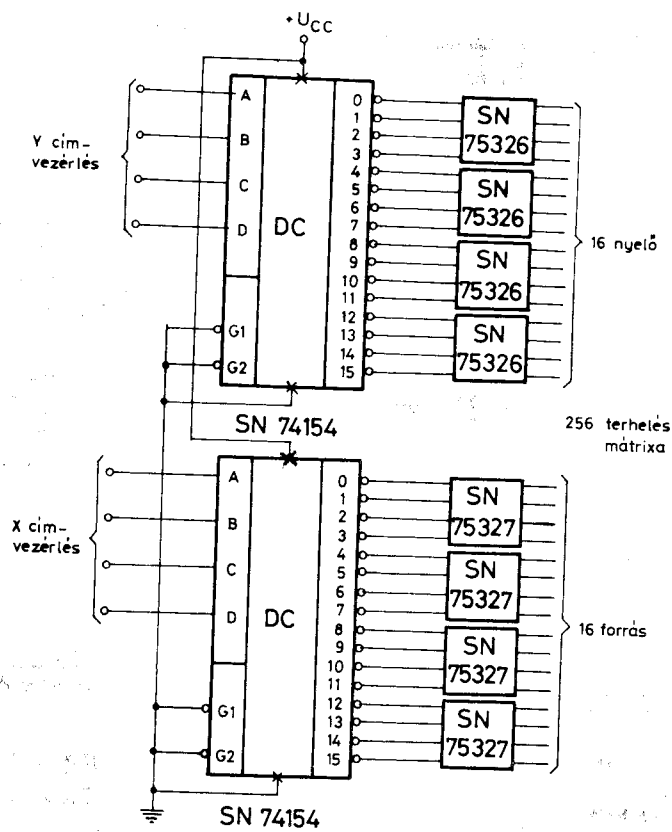


SN 75327

2.21. ábra.



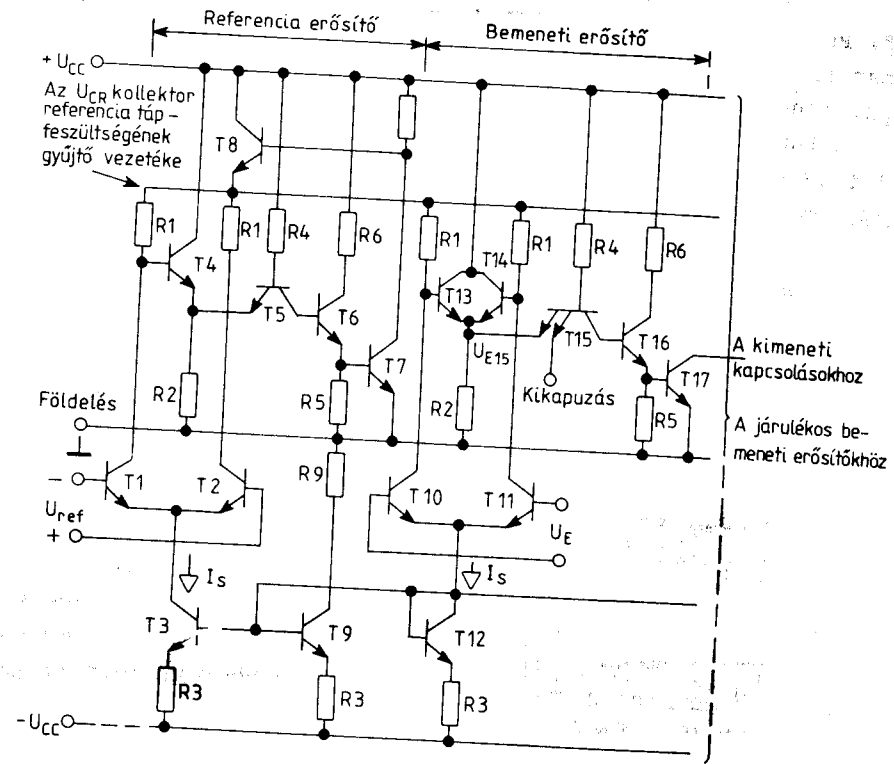
2.22. ábra.



2.23. ábra.

A ferrit tárolók kiolvasásához olvasóerősítők is szükségesek. Ezt a feladatot látja el az SN 7520 típusú áramkör. Bemenete az olvasóvezetéken megjelenő jel, a kimenetén pedig a TTL szintre alakított jel, nyitott kollektoros kimenettel. Az SN 7520 olvasóerősítő részletes kapcsolási rajzát a 2.24. ábrán láthatjuk. Teljesen egyenfeszültségcsatolt. Az alapkapcsolás többféle erősítési módban is működtethető. Járulékos logikai áramkörök végezhetik a kimenet kapuzását, T15 tranzisztor második emitterét vezérelve.

Az olvasóvezetéken levő impulzus (mint azt az 1.4. fejezetben részletesen láthatjuk) kb. 20 mV L szintnél és kb. 40 mV H szint kiolvasáskor. A komparálási küszöbszintet a kettő



2.24. ábra.

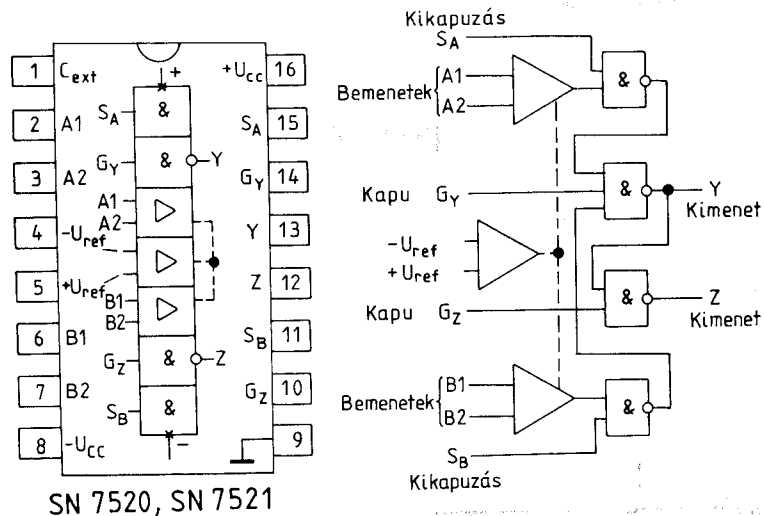
közé, 30 mV-ra kell állítanunk. Az eltérés tehát kicsi. Hőmérsékletváltozás és a technológiai szórásokból eredő hibák csökkentése érdekében az SN 7520-as olvasóerősítőbe két db. differenciálerősítőt építettek be, ahol az egyik egy referenciaerősítő. Mivel a két erősítő egy chipen van, azonos körülmények között, termikus és elektromos együttfutásuk biztosított van. A kapcsolási küszöbfeszültség szintet a referenciaerősítő biztosítja, a bemenő erősítő számára, a komparálási küszöbszint ezért még a tápfeszültségtől sem függ.

A 2.25. ábrán az SN 7520 és az SN 7521 tokbekötését és logikai vázlatát láthatjuk.

Ezek a chippek kétcsatornás bemeneti erősítőt tartalmaznak egymástól független tiltó bemenetekkel. A feltüntetett kapuk TTL kompatibilisek. Minden kapu külön kivezetett bemenettel is rendelkezik, ezáltal még további kimeneti variációk állíthatók

elő. Például bistabil tárolót is kialakíthatunk belőlük, külső visszaállító bemenettel, vagy kapacitív csatolással a kimeneti kaput impulzusnyújtásra is lehet alkalmazni.

A bemeneti kapcsolási küszöbszint kívülről állítható, ezért az SN 7520-as olvasóerősítőt sokféle ferrit-tároló alkalmazáshoz lehet illeszteni.



2.25. ábra.

Az ismertebb olvasóerősítők típusai a következők:

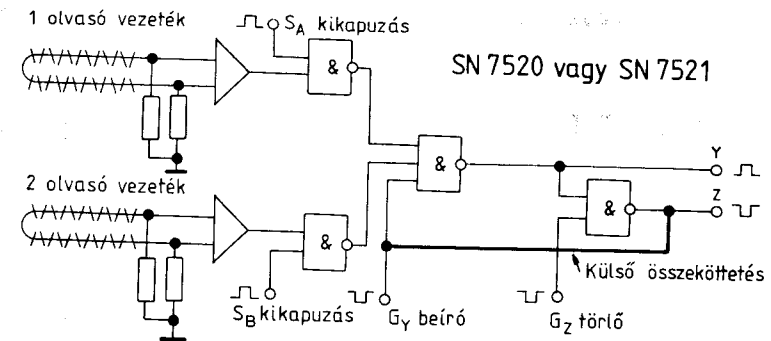
SN 7520, SN 7521, SN 7522, SN 7523, SN 7524, SN 7525, SN 7526, SN 7527, SN 7528, SN 7529, SN 75232, SN 75233, SN 75234, SN 75235, stb.

Ezek a típusok az SN 7520-hoz erősen hasonlóak.

Megjegyzendő még, hogy a sorozat áramköreinél a kapcsolási küszöbszint driftje kisebb, mint $15 \mu V/^\circ C$. Ez $0...70^\circ C$ tartományban is maximum $1,05 mV$ -ot jelent, amely a biztonságos működéshez elegendő. A sorozat áramköreinek frekvenciaátvitelle kiváló, ezért jelkésleltetése minimális.

Az SN 7520 alkalmazása

A tároló olvasóvezeték hullámimpedanciája tipikusan 200Ω körüli. Ezért az olvasóvezetékét $2 \times 100 \Omega$ -mal szokás lezárni, szimmetrikusan $100-100 \Omega$ -mal a föld felé.



2.26. ábra.

Az olvasóerősítőnek és a ferrit-tárnak közel kell egymáshoz lennie, hogy a zavarok rászóródása és a vezetékek okozta csillapítás minimális legyen. A 2.26. ábrán látható kialakításban a belső kapukból visszacsatolással egy tárolót is létrehozunk, így a kimeneti kapcsolás adatregiszterként is működik. Megjegyezzük még, hogy a referenciaerősítő bemenetére adott referenciafeszültséget célszerű kb. $10 nF$ -dal a földre kötni, hogy a nagyfrekvenciás zajok ne érvényesüljenek a referencia értékében.

2.1.4. Illesztés analóg jelkapcsolókhöz

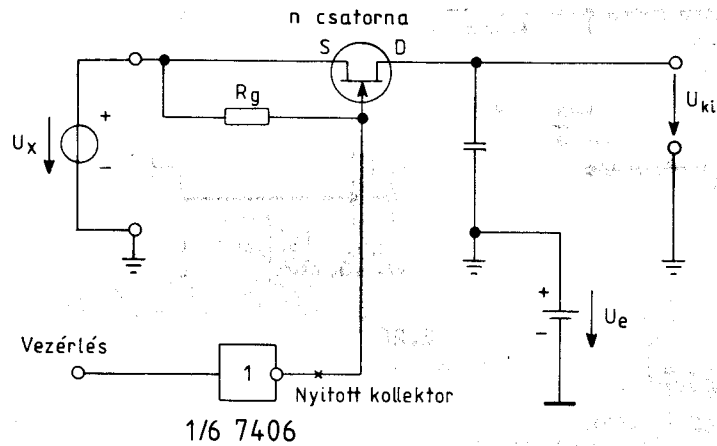
Analóg jelek kapcsolását félvezetős eszközökkel is megoldhatjuk. Ezek leírása és kapcsolási módjai az Elektronikus áramkörök II. 7. fejezetében a 347. oldaltól a 400. oldalig megtalálhatók. Ismétlésként és kiegészítésként tanulmányozzuk a következő példákat JFET kapcsoló vezérlésére.

1. példa

TTL áramköri kimenettel vezérelve készítsünk egy analóg mintavevő-tároló áramkört.

A feladathoz n csatornás JFET tranzisztort használunk, ezért a JFET lezárásához negatív gate feszültség kell. Ha p csatornás JFET-et használunk, a lezáráshoz pozitív feszültség kell. Egy megoldást mutat a 2.27. ábra n csatornás JFET-re: A digitális és az analóg null potenciált egymástól U_0 feszült-

séggel el kell tolnunk. A meghajtó TTL-áramkör nyitott kollektoros.



2.27. ábra.

A JFET tranzisztor lezár, ha a TTL inverter L szintet ad ki, és $U_E \geq -U_x + U_z + U_M$, ahol U_M : az inverter maradék feszültsége; U_z : a JFET záró feszültsége.

Ha az inverter H szintben van, akkor a nyitott kollektor kimenet feszültsége szabadon feljut $U_x - R_g I_M$ értékig. ($I_M = 250 \mu A$ a 7406 típusnál 30 V-os kollektorfeszültség esetén.) A FET $U_{GS} = 0$ V esetén lenne teljesen nyitva, de ebben a kapcsolatban csak $R_g I_M$ értékig tudjuk kinyitni. Hogy ez mekkora csatornaellenállást jelent, típustól függően katalógusból kell megnéznünk.

Gyakorlatban sokszor elégtelen az alapkapcsolási megoldás, mivel a nyitott kollektoros áramkör maradék árama túl nagy. Javított megoldást látunk a 2.28. ábrán.

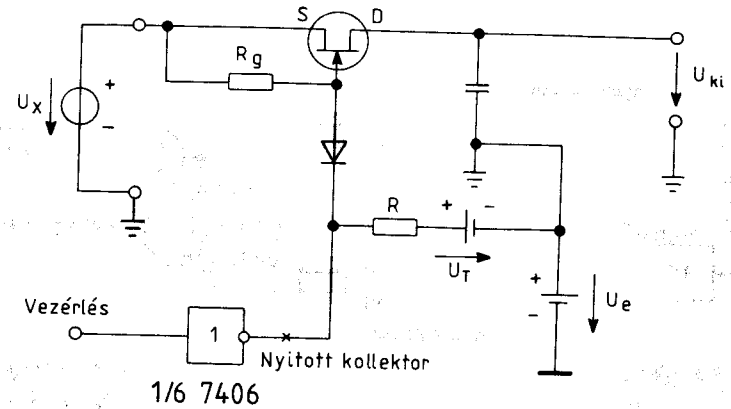
Nagyon kis maradékáramu diódával és negatív vezérlőfeszültséggel elérhető, hogy R_g több 10 k Ω -os értéke mellett is U_{GS} gyakorlatilag 0 V, tehát a FET teljesen nyitott állapotban van.

2. példa

4016-os CMOS kapcsolóval 0...+15 V analóg jelet kapcsoljunk.

A kapcsolás feltételei:

- a 4016-os IC-re $U_{DD} = +15$ V, $U_{SS} = 0$ V,
- a vezérlő bemeneten H-ban 15 V, L-ben 0 V szükséges.



2.28. ábra.

Megvalósítások:

- Bármely CMOS áramkörrel, mely áramkör 15 V-os tápfeszültségről működik,
- Nytított kollektoros TTL kimenettel, ahol a kollektor-ellenállás elég kicsi, hogy H állapotban valóban előállhasson a 15 V-ot elegendően megközelítő érték. A 2.29b ábrán TTL kapu segítségével vezéreljük az analóg kapcsolót, amellyel max. ± 5 V-ot kapcsolhatunk.

3. példa

Készítsen olyan áramkört, amelyet JFET kapcsoló vezérlésére használhat. A vezérlést TTL kapu adja.

- U_x max: kapcsolt maximális pozitív feszültség,
- U_x min: kapcsolt legkisebb feszültség. Lehet negatív is!
- U_z : a JFET lezárási feszültsége.

A JFET-es kapcsolót jelölésekkel a 2.30. ábrán látjuk.

Tehát bekapcsolt állapotban $U_{v\ be} = U_x$,

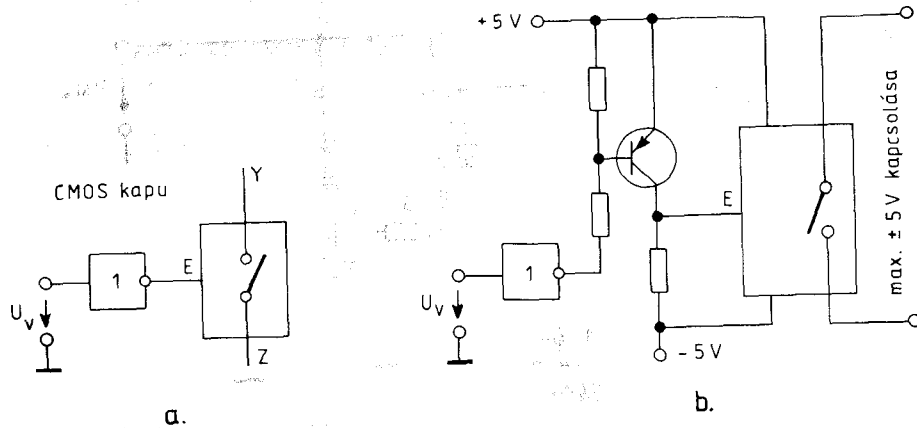
kikapcsolt állapotban $U_{v\ ki} = U_x\ min - U_v$.

Az általánosság érdekében tegyük fel, hogy $U_{v\ ki}$ negatív értékű is lehet.

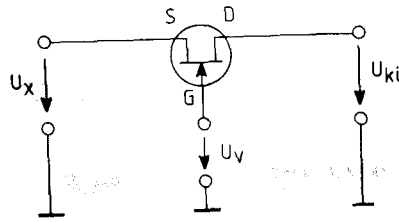
A 2.31. ábrán egy nyitott kollektoros TTL áramköri kimenettel valósítottuk meg a kívánt U_v értéket.

$$U_{T1} > U_x\ max - U_{R3}$$

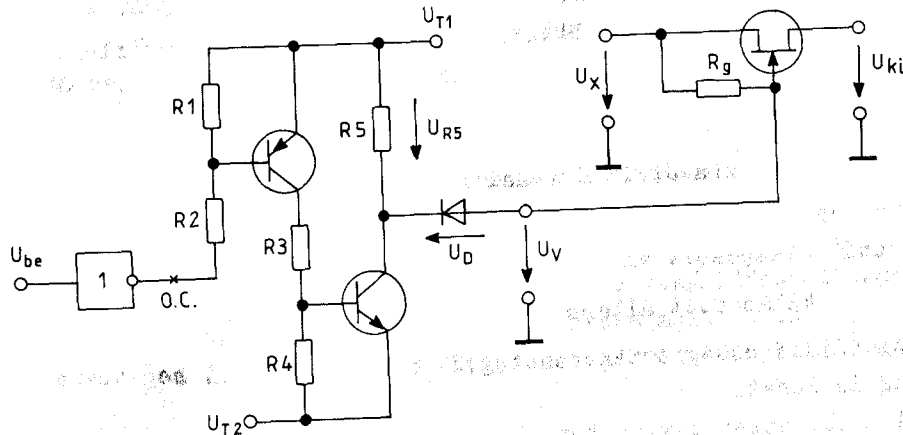
$$U_{T2} < U_x\ min - U_z - U_D$$



2.29. ábra.



2.30. ábra.



2.31. ábra.

Az utóbbi években egyre szélesebb körben, egyre gyakrabban alkalmazzuk az elektronikában az optoelektronikus építőelemeket.

Az optoelektronikus alkatrészek az elektromágneses sugárzás és az anyag töltéshordozóinak kölcsönhatása alapján működnek. A sugárzási tartomány az infravöröstől a láthatón át az ultraibolyáig bezárólag értendő.

Alkalmazás szerint megkülönböztetünk

- optoelektronikai sugárzókat, kijelzőket (világító diódákat),
- optoelektronikai érzékelőket (fotodiódákat, fototranzisztorokat, napelemeket, fotoellenállásokat),
- optoelektronikai csatolókat, amelyek meghajtó (kijelző) és érzékelő párból állnak. Ezek funkció szerint alkalmazhatók lehetnek:
 - mechanikai állapot (elmozdulás, helyzet, lyukszalagkód, stb.) figyelésére,
 - áramkörök galvanikus elválasztására (de az analóg vagy digitális jel továbbítására),
 - információ (opto) kábelben való továbbítására.

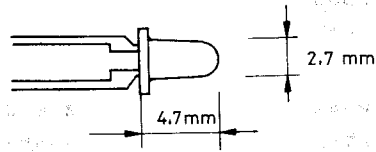
2.2.1. Optoelektronikai kijelzők (LED-ek)

Light Emitting Diode (LED) fényt kibocsátó diódát jelent. (Tehát helytelen a LED dióda elnevezés.) Ezt a legkülönbözőbb méretekben, formákban és sokféle sugárzási tartományban gyártják. A sugárzási iránykarakterisztika és intenzitás is típus szerint változó.

A LED-et kialakítás szerint felhasználhatjuk

- egyszerű kijelzőként (jelzőizzó helyettesítésére),
- alfanumerikus kijelzőként (7 vagy 14 szegmens, 7 x 9 pontmátrix, stb.),
- egyéb célokra (csatoló meghajtásra, fényérzékelésre, stb.).

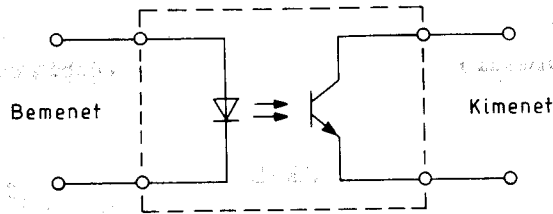
A 2.32. ábrán egy tipikus LED kijelzőt láthatunk, amelyet normál TTL kapuval meghajthatunk.



2.32. ábra.

2.2.2. Optocsatolók és illesztésük

Az optocsatoló elemek DIL tokban 6...8 lábbal, egy tokban egy-két csatoló párral kerülnek forgalomba. A tokon belül helyezik el a LED-fototranzisztor vagy LED-fotodióda (adó-vevő) párokat egymáshoz közel, elektromosan jól szigetelő, de fényáteresztő közegben. Így elérhető az adó-vevő oldal közti nagy szigetelő ellenállás (100 GΩ nagyságrendben), nagy átütési feszültség (1,5...5 kV), jó hatásfoku jel csatolás (2.33. ábra).



2.33. ábra.

Az optocsatolók legfontosabb jellemzői:

- adó-vevő oldal átütési feszültsége (1,5...5 kV),
- meghajtó áram (minimális) 6...20 mA,
- kimeneti áram (maximális) 16...16 mA,
- késleltetési idő 50 ns...3 μs.
- Áramátviteli tényező: a meghajtó és a kimenő áram hányadosa.

Az 1970-es évek végén Magyarországon a legelterjedtebben használt optocsatoló a TIL 111-es. Ez egy LED és egy fototranzisztor párból áll. Jelkésleltetése μs nagyságrendbe esik.

A Hewlett-Packard cég HP 2630-as optocsatolója külön vevőoldali TTL tápfeszültségellátást is igényel. LED és fotodióda pár alkotja az opto átvitelt, amelyet egy erősítő és egy Schottky kimenetű nyitott kollektoros tranzisztor követ. A HP 2630 jelkésleltetése optimális kollektorellenállás esetén 50 ns körüli. Az optocsatolóba beépített erősítő miatt, a kimenet áramerhelhetősége nagy, 13 mA is lehet 3,5 mA-nél nagyobb vezérlőáram esetén.

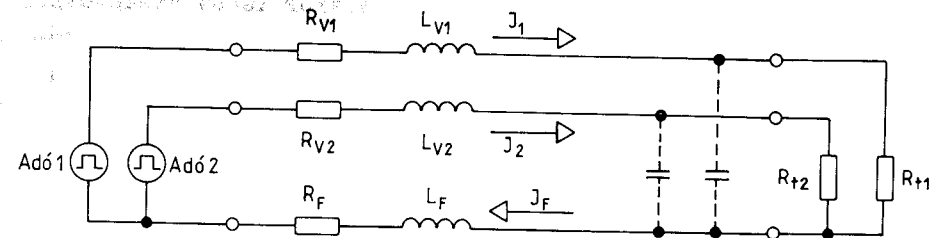
A HP 2630 ára jelentősen nagyobb, mint a TIL 111-é. Gyakorlatban többféle célra alkalmazhatunk optocsatolókat.

- Adatátviteli vonalaknál zavarvédelem növelésére.
- Közös módusu jelelnyomás megvalósítására.
- Galvanikus leválasztásra (zavarvédelem, életvédelmi előírások).

Adatátviteli vonalakon a szomszédos jelvezetékek közti áthallás okozta zavarfeszültség a hasznos jel amplitudójának maximum 15 %-át szokta elérni sodrott vezetékpár alkalmazásakor. A logikai rendszerek zavartávolsága ennél nagyobb (30...45 %), tehát ez nem okoz problémát.

Reléktől, motoroktól, tirisztoros kapcsolásokból származó indukált zavarjelek amplitudója a kV nagyságot is elérheti. A zavaró feszültség viszonylag kis vezetékimpedanciára (kb. 100Ω) kerül, ezért a zavaró energia az adó vagy a vevő tönkremenetelét is okozhatja, ha nem használunk e zavarok elhárítására védőrendszert (pl. árnyékolást). A földvezeték véges impedanciáján (!) folyó áramok az adó és a vevőoldal eltérő földelési potenciálját eredményezik.

A 2.34. ábrán látható, hogy a föld potenciálok az adó és a vevő oldalon közösitve vannak. (Mivel csak 1-1 tápfeszültségforrást alkalmazunk az adónál és a vevőnél.) A közösités miatt



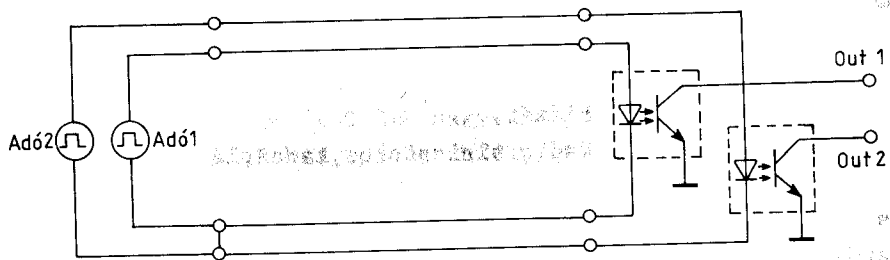
2.34. ábra.

a földáram okozta feszültségesés mindegyik jelvezetékre kihat. Mivel a vezetéknek inuktivitása is van, a meredek élek miatt tekintélyes feszültség tuskák is létrejöhetnek. E hatás ellen szimmetrikus jelvezetéssel is lehet védekezni, de a kereskedelmi forgalomban kapható szimmetrikus módban működő áramkörökkel csak kb. 15 V-ig. Az adó-vevő oldali földelési potenciál eltérése ennél nagyobb is lehet.

A megoldás: legalább az egyik oldalon a nullavezetők közösítését meg kell szüntetnünk.

Mivel a több jelvezeték jelét általában egy berendezéssel szoktuk feldolgozni, nem megoldás, ha jelvezetékenként külön tápfeszültségeket használunk, mert valahol - a közös feldolgozás miatt - közösíteni kell mégis a nullapotenciálokat.

Az optocsatolás leválasztó kényelmes, viszonylag olcsó megoldást kínál. Ezt láthatjuk a 2.35. ábrán.

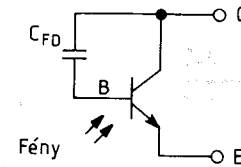


2.35. ábra.

Gyakorlati tapasztalat, hogy elektrosztatikus kisüléssel egy opto csatoló tönkremehet. A dolgozó mozgása akár 10 kV nagyságrendű potenciált is létrehozhat a keze és a föld között. A LED hozzávezetéséhez érve, átütheti az opto csatoló szigetelését és tönkretetheti a csatoló vevő oldali érzékelőjét, ha a LED oldalon nincs a föld felé viszonylag kis impedancia. (Ha nincs bekötve.) A LED oldal a gyakorlatban sokszor lehet "bekötetlen". A kábelek csatlakozón keresztül jutnak el az opto leválasztókig, s javításban a kábeleket általában lekötjük, kihuzzuk a rendszerből.

Nagyon rövid kapcsolási időknél fotodiódás csatolást alkalmazunk. Az áramátviteli tényező ilyenkor nagyon kicsi. (A kimenet nem csatlakoztatható TTL bemenetre.) Általános cél, hogy az optocsatolók be- és kimenete TTL kapukkal közvetlenül összeköt-

hető legyen. Ezért gyakori a fototranzisztoros érzékelés. Tulajdonképpen itt is egy fotodióda érzékel, de ez a kollektor-bázis dióda. A kollektor-emitter között a kollektor-bázis (foto) dióda áramának h_{21E} -szerese folyhat. A fotodióda kapacitása viszont - 2.36. ábra - a kollektor-bázis között van, tehát Miller kapacitás, ezért a tranzisztor frekvenciaátvittele, kapcsolási ideje lényegesen rosszabb lesz, mint a fotodiódás üzemenél.



2.36. ábra.

A C_{FD} értéke a kollektorfeszültség növelésével csökken. A Miller kapacitás értéke:

$$C_M = C_{FD} (A_u + 1).$$

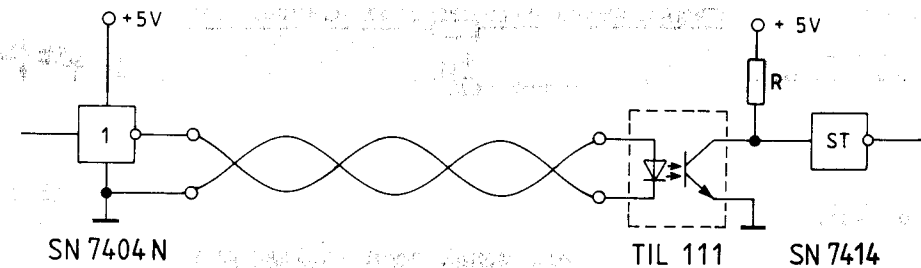
Tehát, ha az optocsatoló fototranzisztorán nagy a munkaellenállás, akkor nő a feszültségerősítés, nő a Miller kapacitás értéke.

Ha telítésbe kerül a fototranzisztor, akkor kicsi az U_{CB} , tehát nő C_{FD} , azaz a bázis-kollektor közti kapacitás, ami szintén C_M -et növeli.

Következtetés: a fototranzisztoros optocsatoló kapcsolási ideje jelentősen függ a fototranzisztor utáni hálózattól.

1. példa

Egyszerű adatátviteli vonal TTL meghajtással. (2.37. ábra).



2.37. ábra.

A kapu kimeneti áramának meghatározásához a kapu belső kapcsolását használjuk fel. A helyettesítő képet a 2.38. ábra mutatja.

$$I_F = \frac{U_{CC} - U_{CE sat} - U_D - U_F}{R_1 + R_{L1} + R_{L2}}$$

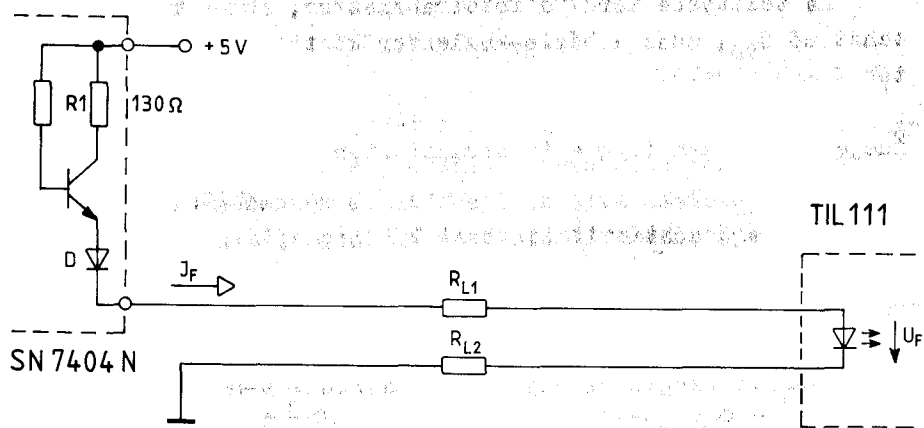
0,4 mm átmérőjű réz vezeték ellenállása 100 m-en 14Ω . 100 m sodrott vezetékpárt alkalmazva:

$$I_F = \frac{5\text{ V} - 0,3\text{ V} - 0,7\text{ V} - 1,2\text{ V}}{130\Omega + 14\Omega + 14\Omega} \approx 18\text{ mA}.$$

50 % áramátviteli tényezőnél a kapcsolt áram 9 mA. Az SN 7404 N típusu IC paramétereinek szórása, a tápfeszültség ingadozása, az optocsatoló öregedése figyelembe vételével célszerű a továbbiakban csak 4,5 mA-rel számolnunk.

A 2.37. ábrán levő R ellenállás értékét minimális értékűre kell méreteznünk, ha a leggyorsabb kapcsolási időket akarjuk megvalósítani (lásd Miller kapacitás számítása). Ezért

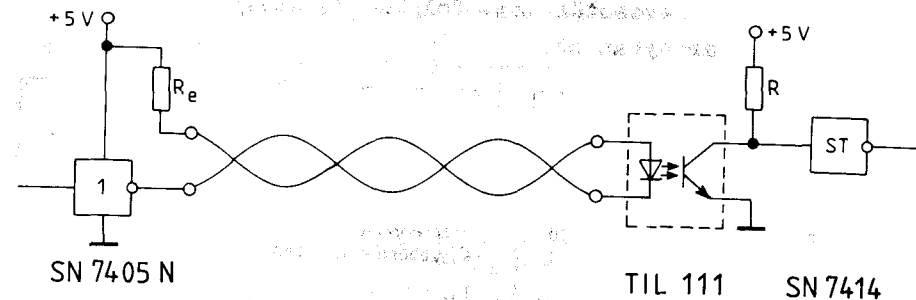
$$R = \frac{U_{CC}}{I_{oL} - I_{1L7414}} = \frac{5\text{ V}}{4,5\text{ mA} - 1,5\text{ mA}} = \frac{5\text{ V}}{3\text{ mA}} = 1,66\text{ k}\Omega.$$



2.38. ábra.

2. példa

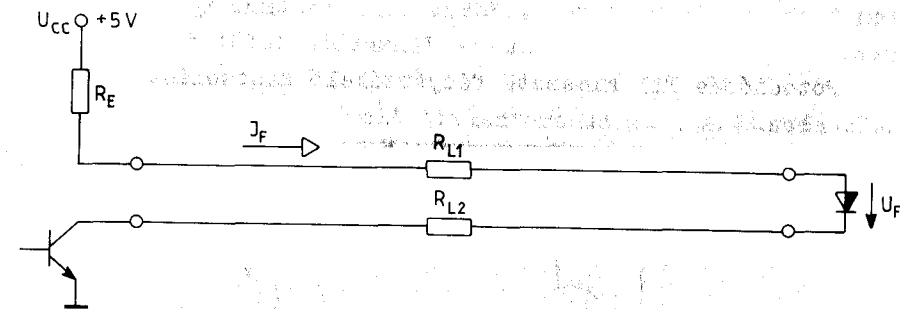
Egyszerű adatátviteli vonal open kollektoros meghajtással (2.39. ábra).



2.39. ábra.

A meghajtó helyettesítő képe a 2.40. ábrán látható.

$$R_E = \frac{U_{CC} - U_F - U_{CE sat} - I_F(R_{L1} + R_{L2})}{I_F}$$



2.40. ábra.

2.2.3. Fényérzékelő kapcsolások

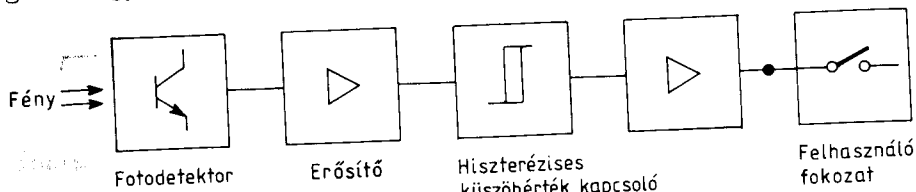
Alapvetően kétféle fotoérzékelő kapcsolást különböztetünk meg:

- digitális kimenetű (van-e egy küszöbérték felett fény mennyiség?),
- analóg kimenetű (modulált jelek vételére alkalmas).

A digitális kimenetű fényérzékelő kapcsolás megvalósítási elve a 2.41. ábrán látható.

A fotodetektor többféle elvű lehet. Például: fotodióda, fototranzisztor, fényelem, fotoellenállás. A fotodiódán - a diódára jellemző hullámhosszuságu - fény hatására a dióda rövidzárá-

sakor, a diódán keresztül áram folyik át, amely a fény erősségével egyenes arányban nő.

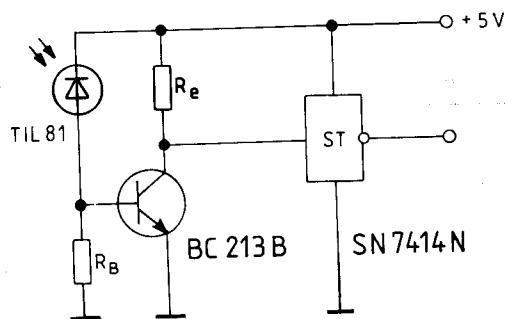


2.41. ábra.

A fototranzisztor kollektor-bázis diódája tulajdonképpen egy fotodióda, az emitter kialakításával ezt az áramot erősíti a fototranzisztor.

A fényelem rövidzárási fotoárama szigorúan lineárisan nő a fényelemet érő sugárerősséggel. Tehát célszerű analóg kimenetű fényérzékelők esetén alkalmazni.

Fotodiódás TTL kimenetű fényérzékelő kapcsolást mutat a 2.42. ábra.

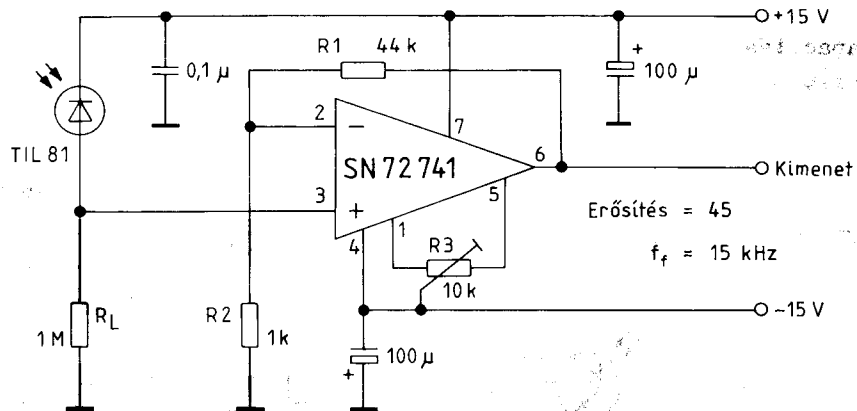


2.42. ábra.

A fotodiódák fotoárama és a ráeső sugárzási erősség között jó közelítéssel lineáris a kapcsolat. A kapcsolást a Schmitt trigger nélkül analóg érzékelőnek alkalmazhatjuk.

Modulált sugárzások érzékelésére, érzékeny luxmérőkhöz jól használható a következő kapcsolás (2.43. ábra):

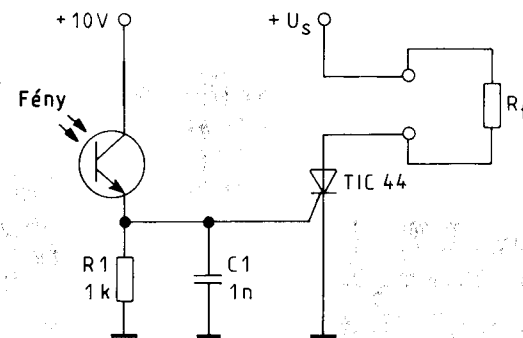
A TIL 81 megvilágításakor keletkező diódaáram nagy ellenálláson ($R_L = 1 \text{ M}\Omega$), és a nagy bemenőimpedancián átfolyva kelt feszültséget, amelyet az erősítő $(R_1 + R_2)/R_2$ -szőr felerősít. A kapcsolás határfrekvenciáját a művelati erősítőn kívül, a fotodióda kapacitása és az R_L munkaellenállás határozza meg.



2.43. ábra.

A fotodióda kapacitása egy zárórétegu dióda kapacitás, amely értéke - akár a többi diódáknál - a zárófeszültség növelésével csökken.

Fototranzisztorral vezérelt tirisztort mutat a 2.44. ábra.



2.44. ábra.

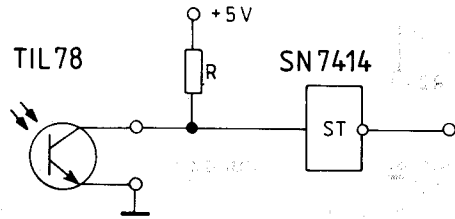
Megfelelő erősségű fény esetén a fototranzisztor árama az R_L ellenálláson akkora feszültséget ejt, hogy a tirisztor begyújt. C_1 szűrést lát el, így elérhető, hogy a tirisztor nem gyújt be zavarfeszültség impulzusok esetén.

TTL kimenetű fotoérzékelő kapcsolást mutat a 2.45. ábra. A 2.45. ábrán látható kapcsolás késleltetési ideje viszonylag nagy, μs nagyságrendű. A fototranzisztor bekapcsolt állapotban telítésbe kerül. Ezért a kollektor-bázis feszültség kicsi

lesz, így jelentősen megnő a bázis-kollektor dióda tértöltési kapacitása, amely a kollektor-emitter között "felerősítve" lát-szik.

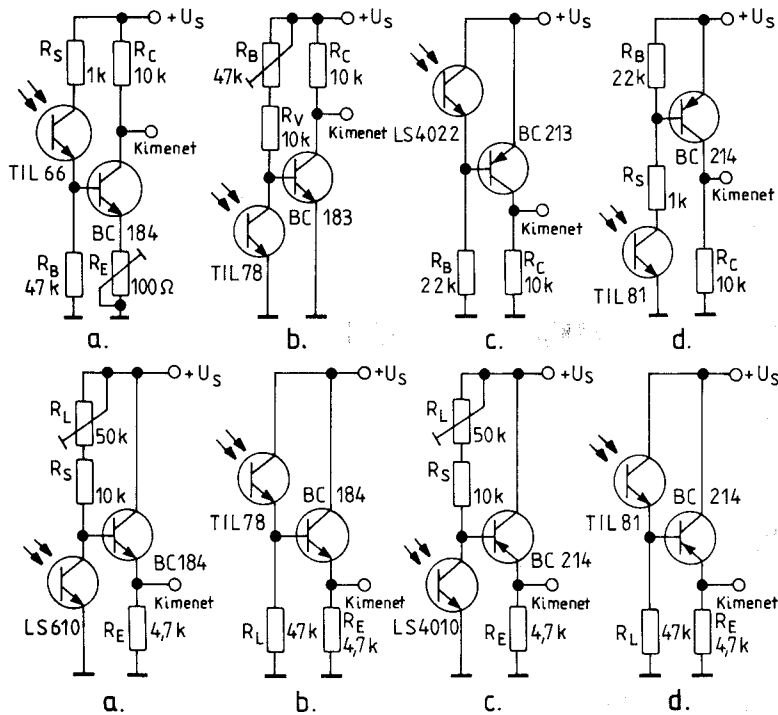
$$C_M = C_{CB} (A_u + 1)$$

Egyszerűsége miatt mégis elterjedten alkalmazzák ezt a kapcsolást.



2.45. ábra.

A 2.46. ábrán tranzisztoros erősítők fototranziszttal való vezérlési módszereit látjuk.



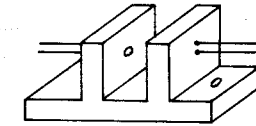
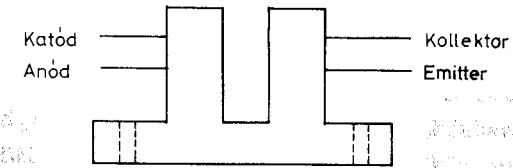
2.46. ábra.

2.2.4. Optoelektronikus érzékelők

Információ olvasásra, elmozdulások jelzésére, fényerősség mérésére alkalmasak az optoelektronikus érzékelők. Kétállapotu jelek olvasásában kiemelten nagy jelentőségük van. Például lyukszalag, lyukkártya, vagy az üzletek áruin található BAR-kód olvasása, levél irányítószámok, stb. olvasása. A kétállapotu jelek olvasására kétféle alaptípus létezik: a fényáteresztős és a fényvisszaverődéses olvasó.

Fényáteresztős olvasó

Az információhordozó egyik oldalán a fényforrás, a másik oldalán a fényérzékelő van elhelyezve. Egy ilyen megoldást, a TIL 138 típusu optoérzékelő rajzát láthatjuk a 2.47. ábrán.



2.47. ábra.

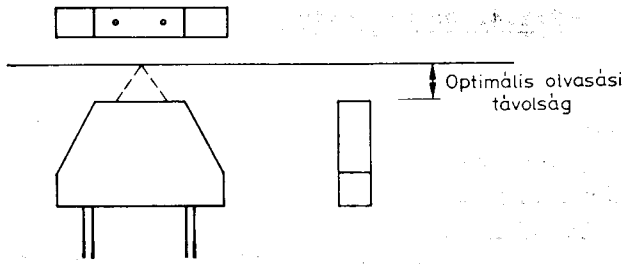
A világító dióda és az érzékelő tranzisztor egy tokba van elhelyezve úgy, hogy közéjük helyezhető el a fényt áteresztő - záró tulajdonságú információt hordozó anyag.

Fényvisszaverődéses olvasó

A fényforrás és a fényérzékelő az információt hordozó anyag azonos oldalán helyezkedik el. Ezért a fényérzékelő a vizsgált tárgyról visszavert fény mennyiségét méri. Ez a megoldás alkalmas az írott szövegek, kódok olvasására. (Levél irányítószám, pénztáros által olvasott BAR-kód.)

A 2.48. ábra egy ilyen megoldást mutat, amely a TIL 139 típusu olvasó.

Az áramkör szintén egy LED és egy fototranzisztor párt tartalmaz, amelyeket a szokásos módszerekkel használnak.



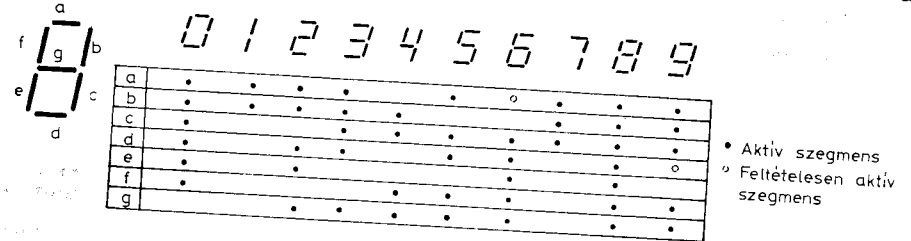
2.48. ábra.

2.3. MEGJELENÍTŐ ESZKÖZÖK

A digitális berendezések elterjedése óta, az adatok vizuális megjelenítésére igen sokféle eszközt használtak, a lehetőségeket mindenkor a technológia fejlettsége határozta meg. Első időkben főleg számkijelzésre volt szükség, amelyhez kezdetlegesenek ható, ma már elfelejtett módszereket, eszközöket vettek igénybe (pl. számjegyenként egy-egy oszlopban 10 lámpa, izzólámpás vetítő-kijelző, elektromechanikus kijelzők). Később hosszú ideig a gáztöltésű kijelzők voltak egyeduralmúak. Ma a rendkívül igénytelen és üzembiztos szilárdtest kijelzők (LED) terjedtek el, valamint azok a típusok, amelyek egy adott helyen, adott célra rendkívül előnyösen alkalmazhatók: pl. amelyek extrém kis fogyasztásúak, erős külső fénynél jól leolvashatók (LCD), avagy amelyek tetszőleges nagy méretben készíthetők (pl. mágneses elvű sokelemes megjelenítők). Sok helyen a számok megjelenítésén kívül alfanumerikus karakterek, sőt ábrák megjelenítésére is szükség van: erre a célra nagy választékban készülnek eszközök, készülékek - az egyszerű, kevés elemet tartalmazó LED-ektől kezdve, a gázkisülésű mátrix (mozaik) kijelzőkön át, a ma is még legtöbb variációs lehetőséget adó, legnagyobb "komplexitású" megjelenítést nyújtó katódsugárcsőekig. A következőkben a legfontosabb kijelző eszközökkel, azok működtetési elveivel, kiegészítő áramköreivel foglalkozunk.

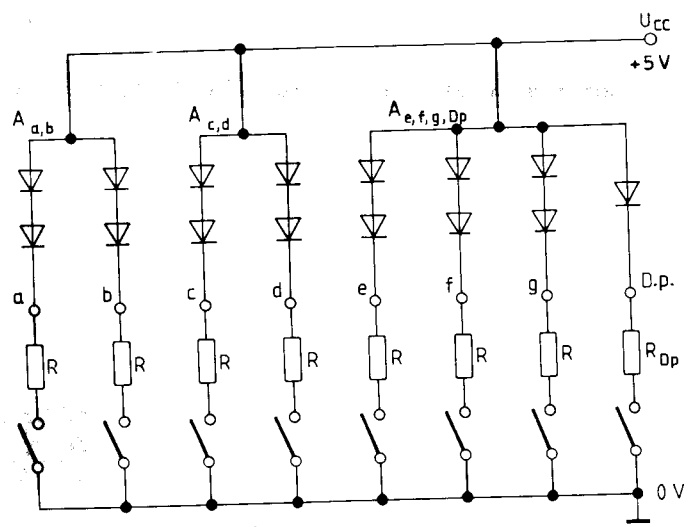
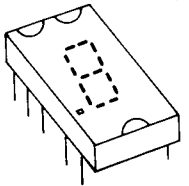
2.3.1. Szám kijelzők

Legegyszerűbb esetben (kalkulátorokban, elektronikus műszerekben, stb.) csak számok kijelzésére a 7-vonalas (seven segment) megjelenítést használjuk, mert ehhez kell a lehető legkevesebb kép-elem, bár a számjegyek szépsége vitatható. A szokásos formákat a szegmensek betűjelével a 2.49. ábra mutatja. A táblázatból megállapítható, hogy egy-egy szegmensre melyik szám



2.49. ábra.

kialakításakor van szükség. A 9-nél nagyobb számokra decimális kijelzés esetére nincs előírás, hiszen ilyen eset nem fordulhat elő decimális rendszerben. A 7-vonalas LED számkijelző talán a leggyakrabban használt eszköz néhány jegyből álló számok megjelenítésére. Nagy előnye a "szilárdtest megbízhatóság" és élettartam (100 000 h üzemi idő után a fényemisszió max 10 %-kal csökken). Sokféle változatban gyártják: mérete néhány mm-es számjegy magasságtól, (kalkulátorhoz) néhány cm-ig terjed. Színe legtöbbször piros, de használnak sárga, zöld kijelzőket is. Előny, hogy a LED-es kijelzőnek saját fénye van, így rossz megvilágítású helyeken jól leolvasható. Hátrány, hogy a kívánt fényerőtől függő, viszonylag nagy áramot kell átfolytatnunk a szegmenseken: "kis" kijelzőknél 0,1...2 mA, nagyobbaknál 2...20 mA a nyitóáram igény. Egy-egy szegmensben legtöbbször két darab elemi LED van sorbakötve, így az igényelt nyitófeszültség 3,2...3,4 V körüli. A hét vonalon kívül a kijelzőben általában tizedes pont is van, ennek egyszeres a nyitófeszültsége (!). A hét szegmens és a tizedes pont diódáinak elektródjait nem vezetik ki egyenként; vagy az anódokat, vagy a katódokat a kijelző tokon belül összekötik és egyetlen kivezetésre, vagy csoportonként egy-egy kivezetésre hozzák ki. Előbbi



2.50. ábra.

az ún. közös anódu, utóbbi a közös katódu típus. Közös anódu pl. a TIL 302 típus, amely a LED-vonalakat átlátszó tokban tartalmazza és meglehetősen "éles fénye" van (2.50. ábra). Más típusokban diffuzorokkal ellátott, egyenletesebben (de általában még rosszabb hatásokkal) kivilágított vonalakat találunk (pl. LITRONIX DL... sorozat). A 2.50. ábra a meghajtás vázlatát is mutatja: a közös anódot a szokásos +5 V-os tápfeszültségre kötjük, minden diódával sorosan áramkorlátozó ellenállást kapcsolunk, és a megfelelő szegmens a hozzá tartozó "le-huzó" kapcsoló bekapcsolásával világítható ki (sajnos a közös anód vezetékébe elhelyezett egyetlen korlátozó ellenállás nem elegendő, mert a fogyasztás változó - gondoljunk pl. az 1-es és 8-as szám kijelzése közötti különbségre!). Az ellenállások méretezése a kívánt fényerőhöz szükséges áram ismeretében Ohm törvénye alapján történik. A szegmens-diódák soros korlátozó ellenállása, ha a kapcsolókon maradó feszültséget elhanyagoljuk:

$$R = \frac{U_{CC} - 2U_D}{I_D} \approx \frac{5V - 3,3V}{15 \text{ mA}} = \frac{1,7V}{15 \text{ mA}}$$

(pl.: $R = \frac{1,7V}{15 \text{ mA}} \approx 100 \Omega$).

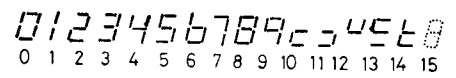
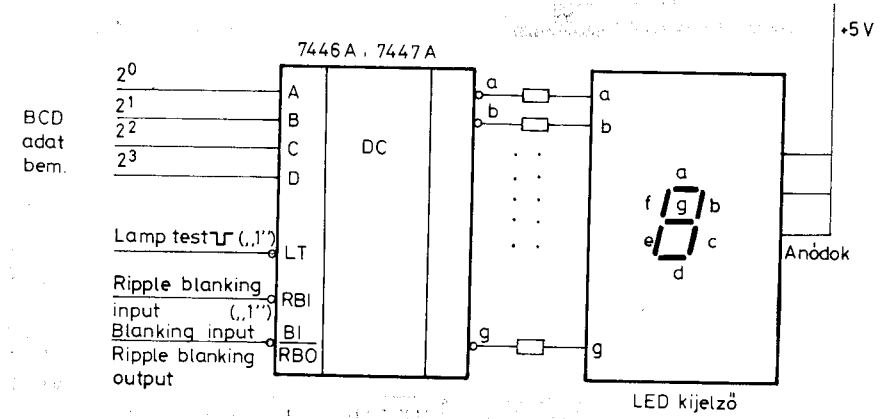
és:

$$R_{D.p} = \frac{U_{CC} - U_D}{I_D} \approx \frac{5V - 1,65V}{10 \text{ mA}}$$

(pl.: $R_{D.p} = \frac{3,35V}{10 \text{ mA}} \approx 330 \Omega$)

a tizedespont diódájának soros korlátozó ellenállása. (Megjegyzendő, hogy a közös katódu típusok meghajtása azonos elven történik, csupán a "kapcsolók" elhelyezése más: a +U_{CC}-re menő, korlátozó ellenállásokkal ellátott anód ágakban "húzzák fel" a feszültséget.)

Meghajtó áramkörként - főleg közös anódu típusokhoz - a "kapcsoló" funkció ellátására a 7-vonalas dekódoló-meghajtó áramkörök széles választéka ismert. Leggyakrabban BCD-jegyeket kívánunk kijelezni, ehhez kaphatók a BCD-7-vonalas (BCD-seven segment) dekódoló változatok. A TTL családban erre a célra legismertebb, legtöbbször használt típus a 7446A és 7447A (30 V, 40 mA, ill. 15 V, 40 mA kimeneti határadatokkal). Adat bemenetükre (A, B, C, D) a BCD jelet kell vezetnünk, a...g kimenetei-re az áram-korlátozott kijelző katód-ágakat kell bekötnünk, az aktív 0 kimenetek a bemeneti adatnak megfelelő szegmenst "kigyujtják" (2.51. ábra). A 15-ös bináris szám érkezése esetén a kijelző kialszik.



2.51. ábra.

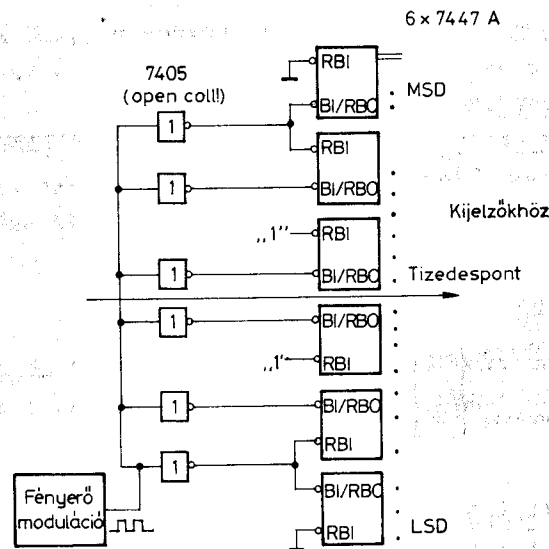
Egyéb, vezérlő bemeneteket is találunk e típusokon:

LT (Lamp Test = "lámpa ellenőrzés"): ha ezt "0"-ba visszük, akkor valamennyi szegmens világít, így ellenőrizhető a kijelző hiánytalan működése.

RBI (Ripple Blanking Input, értelmezése soros kioltó bemenet): ha ezt a bemenetet 0-ba visszük, akkor a kijelző kialszik BCD zérus adatbemenetek esetén.

BI/RBO (Blanking Input/ripple Blanking Output, kioltó bemenet /soros kioltó kimenet): ez egyszerre bemenet és kimenet (éppen ezért csak nyitott kollektoros áramkörrel, vagyis csak 0-ba huzással szabad vezérelni). Ha erre 0 szintet adunk, a dekódoló összes kimenete 1 lesz, a kijelző kialszik, függetlenül a bemenetek állapotától. Ha kimenetnek használjuk, akkor ezen a ponton 0 jelet kapunk zérus kijelzendő szám esetében, feltéve, hogy az RBI bemenet 0 vezérlést kap.

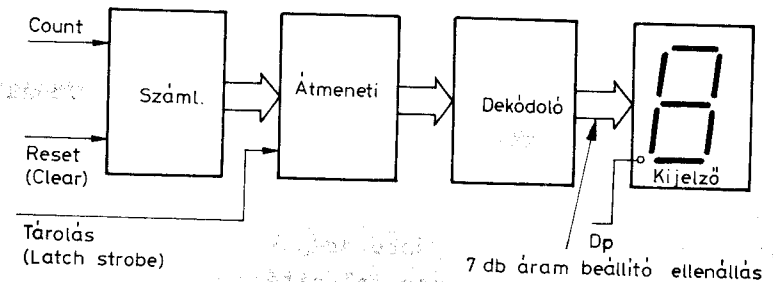
A két utóbbi bemenet (ki- bemenet) a "felesleges nullák" kioltására használható egy több digités kijelzőben (pl. 001,030 helyett: 1,03 - vagyis rögzített tizedes vessző esetén az MSD felől minden, egymás után következő nullát kioltunk, kivéve a tizedes vessző előtti jegyet, ugyanígy az LSD felől az egymást követő nullákat kioltjuk, kivéve a tizedes vessző mellett-



2.52. ábra.

ti jegyet - erre mutat példát 6 digités esetre a 2.52. ábra, középen rögzített tizedes vesszővel). A BI/RBO ezenkívül "fénymodulációra" használható; a kijelző fényereje veszteség nélkül folyamatosan változtatható 0-ról az áramkorlátozás által meghatározott maximumig, ha a dekódolókat periódikusan letiltjuk, ill. engedélyezzük, és ezt változtatható idő-arányban végezzük egy változtatható kitöltési tényezőjű négyszögjellel. A kijelzőket ki- bekapcsolgató négyszögjel frekvenciájának olyannak kell lennie, hogy a szem a villogást ne észlelje, csak az átlagot (n.100 Hz...n.1 kHz) - részleteket a katalógusból és az irodalomból [1] tudhatjuk meg.

Nemcsak a TTL, hanem a CMOS áramkör családban is van BCD-7-vonalas kódoló. A régebbi, hagyományos típusok (pl. CD 4056A) közismerten nem alkalmasak LED-es kijelzők meghajtására, csak LCD (folyadékkristályos - l. később) eszközökhöz, kis kimeneti áramuk miatt. Ujabbán már CMOS dekódoló-LED meghajtó áramkörök is vannak, mint pl. a MOTOROLA MC 1543B, MC 1544B ($I_{max} = 10 \text{ mA}$).



2.53. ábra.

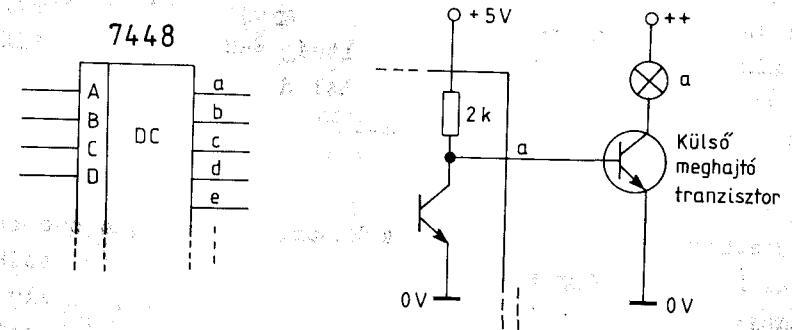
Szintén "második generációs" dekódolóknak mondhatók azok, amelyek a decimális kijelzésben a kijelzett eredmény előállításában szokásosan résztvevő áramköri egységeket is tartalmazzák; legtöbbször egy BCD számlálóval adott ideig impulzusokat kell számolnunk (számláló-készülékek, frekvencia-időmérők, fordulatszám-mérők, egyes analóg-digitál átalakítók), majd a számolási ciklus végeztével a számláló tartalmát egy átmeneti tárolóba kell írunk, és ezt kell dekódolva kijelzeznünk. A tárolás megtörténte után, a számláló azonnal új ciklusba kezdhet, a kijelzőn nem lép fel zavaró villódzás, hiszen a tároló

"tartja" az utolsó eredményt, és csak az újabb ciklus végén íródik át tartalma az új kijelzendő számértékre, amit ismét tart, és így tovább. Az ehhez szükséges elrendezés tömbvázlatát mutatja a 2.53. ábra. "Hagyományosan" ez pl. egy 7490-es dekódorszámológó, egy 7475-ös vagy 74175-ös tárológó és egy 7447A dekódoló-meghajtógó építhető fel, ehhez csatlakoztatható a kijelző - mindez egyetlen számjegyre! Ezeket az amugyis össze-
rendelt áramköröket egyetlen tokban tartalmazza pl. a 74143-as (igaz, hogy 24 kivezetésű) áramkör. A kijelzőre menő kimenetek áramgenerátorosak, kimondottan LED-meghajtáshoz készültek (15 mA huzóárammal). Ez nagy előny, mert megtakarítjuk a digitenként szükséges 7 db árambeállító ellenállást!

Még jobban takarékoskodhatunk helyvel, huzalozással, anyaggal, ha az optoelektronikus eszközök között nyilvánított integrált LED kijelző egységeket használjuk. Alakjuk hasonló a 2.50. ábrán láthatóhoz. A kissé megnövelt hosszúságú átlátszó tokban benne van az integrált áramköri lapka is, amely pl. a TIL 306-307-es típusok esetében tartalmazza a 2.53. ábrán felvázolt, számláláshoz, tároláshoz, kijelzéshez szükséges összes elektronikát, csupán a megfelelő vezérlésről kell gondoskodnunk. Van olyan változat, amely számlálót nem tartalmaz, "csak" tárolót, kódoló-meghajtót és kijelzőt arra az esetre, ha nem impulzusszámot, hanem adott pillanatban előálló párhuzamos BCD adatot kívánunk megjeleníteni (TIL 308-309). Az integrált LED kijelző egységek ma már kevésbé drágák, felhasználásukkal a készülékek mechanikai, villamos felépítése egyszerűsödik (lényegesen egyszerűbb nyomtatás, kevesebb forrasztás, stb.), tehát alkalmazásuk mindenképpen gazdaságos.

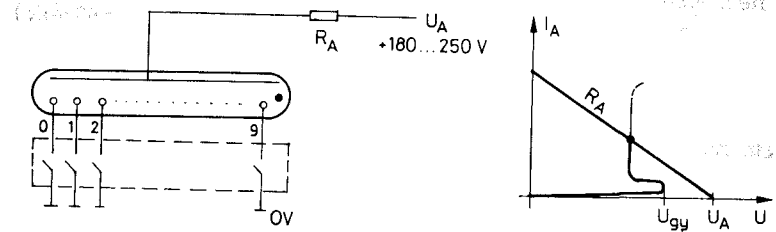
A "szilárdtest" LED kijelzőkön kívül, sokféle más kijelző típust használunk még a gyakorlatban. Nagyméretű, nagy fényerejű megjelenítéshez ma is sokszor izzószálas, izzólámpás eszközöket veszünk igénybe, számkijelzéshez ezeket is legtöbbször 7-vonalas elrendezésben. Rendszerint nagy a teljesítmény igényük, ezért nem közvetlenül a dekódoló kimenetéről, hanem szegmensenként legalább egy-egy teljesítménytranszisztor (esetleg tirisztor) közbeiktatásával hajtjuk meg őket. Erre a célra aktív 1 kimenetű dekódolót kell használnunk, mint pl. a TTL 7448-as típust (2.54. ábra). A külső meghajtó tranzisztorok bá-

zisát közvetlenül csatlakoztatjuk a kimenetekhez, mert az IC-ben lévő 2 kΩ -os felhúzó ellenállások látják el a bázis-áram-beállítás, korlátozás szerepét (kb. 2 mA). A külső meghajtó tranzisztorok kollektor munkaellenállása a megfelelő szegmenshez tartozó izzólámpa, vagy izzólámpa-sor. Nagyobb áramigény esetén Darlington-meghajtót kell alkalmaznunk.

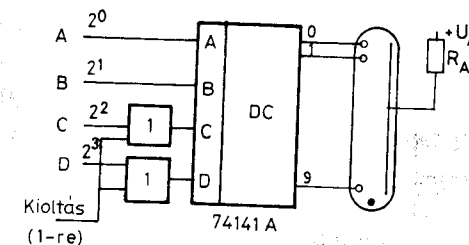


2.54. ábra.

A "hagyományos" (de még néha megtalálható) kijelző fajták között említettük a gáztöltésű számkijelző (NIXIE) csöveket. Jellemzőjük, hogy meglehetősen nagy, 180...250 V-os anódfeszültség, és ehhez alkalmas meghajtó áramkör kell a működtetésükhöz.



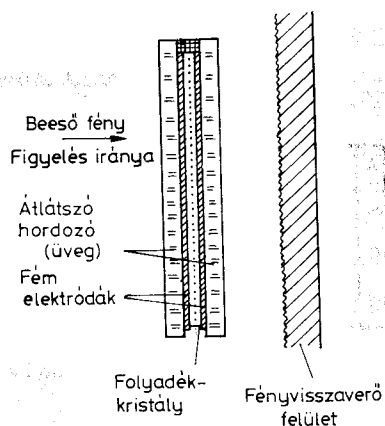
2.55. ábra.



2.56. ábra.

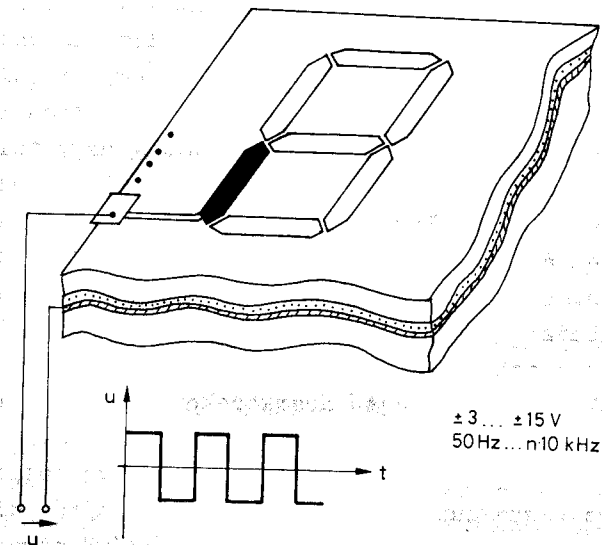
Az anódot korlátozó munkaellenálláson keresztül erre az anód-feszültségre kapcsoljuk és a kívánt számot a 10 db, számjegy alakú katód valamelyikének 0 V-ra vitelével jelenítjük meg: ezt a katódot piros vagy narancs színű "ködfény" veszi körül (az áram ezen a katódon 1-2 mA). Most elegendő egyetlen R_A korlátozó ellenállás, mivel értelemszerűen egy időben csak egyetlen katód "gyújt be" (a cső karakterisztikája és munkapont szerkesztése is látható a 2.55. ábrán: U_{gy} a gyújtási feszültség, ennél mindenképpen nagyobb tápfeszültség szükséges). A NIXIE csőhöz szinte kizárólagosan a TTL 74141 dekódoló-meghajtó áramkört használják (2.56. ábra), ami végeredményben egy "tisztá" BCD-decimális dekódoló, megfelelő feszültségtűrő végfokozattal, aktív "0" kimenettel. A dont'care állapotokban (9-nél nagyobb szám érkezése esetén) mindegyik kimenet passzív, a cső kialszik. Ezért, ha egy számjegyet ki kell oltanunk, nem szükséges a nagyfeszültségű körbe beavatkoznunk, elegendő valamely (pl. 12. vagy annál nagyobb) tiltott bit-kombinációt a bemenetre adni. Egy ilyen, kioltó vezérléssel kiegészített változatot mutat a kapcsolási rajz. Számlálási, tárolási, dekódolási, meghajtási feladatra NIXIE csőhöz a 74142-es IC alkalmas.

A folyadékkristályos (LCD = Liquid Crystal Display) kijelzők alkalmazási köre napjainkban is egyre bővül. Az önállóan fényt nem kibocsátó megjelenítők legfontosabb képviselője. Működésének alapja, hogy egyes anyagok (folyadékkristályok) optikai jellemzőjét, főleg átlátszóságát a rájuk ható villamos mező befolyásolja. A leggyakrabban használt ("twisted nematic", "transmissive") megjelenítő szerkezetét a 2.57. ábra mutatja



2.57. ábra.

vázlatosan, nagyítva, nem méretarányosan. A folyadékkristály két átlátszó, rendszerint üveglemez között van nagyon vékony (μm) rétegben. Az üveglemezek belső oldalára gőzöltetik fel a villamos teret létrehozó átlátszóan vékony fémréteget: egyik oldalon rendszerint a "közös" elektróda van, a másikon a szegmensek alakját meghatározó mintázat (2.58. ábra). A villamos

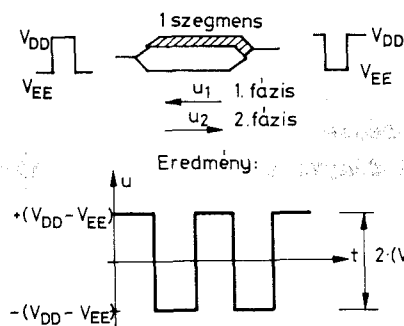


2.58. ábra.

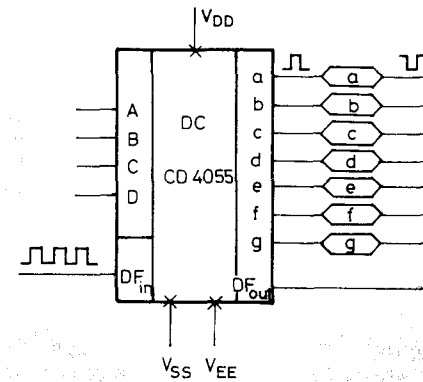
teret a közös elektródára és az aktiválni kívánt szegmensekre kapcsolt feszültséggel hozzuk létre. Ennek a feszültségnek szimmetrikus váltakozó feszültségnek kell lennie, zérus egyenkomponenssel (azért, hogy a folyadékkristályban kémiai változás ne következék be). A rendszerint négyszögfeszültséggel aktivált vonalak elnyelik a fényt, míg a feszültségmentesek átlátszók maradnak. Azért, hogy a néző felől beeső fény hatására az átlátszó, nem aktivált részek világosak legyenek, az LCD panel mögé matt-ezüst színű fényvisszaverő (és szóró) felületet helyeznek el. A karaktereket a megfelelő vonalak (szegmensek) váltakozó feszültséggel való meghajtásával alakítjuk ki. A meghajtáshoz áramra gyakorlatilag "nincs szükség" a folyadékkristály nagy ellenállásának köszönhetően, ezért a kijelzéshez szükséges teljesítmény is gyakorlatilag zérus - ez az LCD kijelzők legfőbb jellegzetessége és előnye. Ez teszi lehetővé kis fo-

gyasztásu, telepes készülékekben való alkalmazásukat (egy CMOS karóra, kalkulátor, digit, műszer évekig működhet egyfolytában, egészen kis méretű telepről), az LCD-k ezen a téren felülmúlhatatlanok. Előny ezenkívül az is, hogy a kijelezhető alakzatok nem kötöttek; attól függően, hogy gyártáskor a megrendelő kívánságára milyen mintázatot visznek fel, LCD-ből skálák, grafikonok, közös lemezen a legkülönbözőbb jelzők készíthetők, vagy akár TV kép is létrehozható. Az előnyök mellett hátrány egyrészt, hogy ez a fajta kijelző saját fényt nem emittál, így akkor látható jól, ha a külső világítás erős (sötétben külön megvilágításról kell gondoskodni, ami viszonylag nagy teljesítményt igényel). A másik hátrány: az LCD üveg-alapu, ezért törékeny, sérülékeny, kémiaailag agresszív közegnek a folyadékkristály anyaga nem áll ellen - mindez sok helyen, ipari környezetben előnytelen. Az LCD kijelzők megbízhatósága, élettartama (néhány év), működési hőmérséklet tartománya (kb. $0^{\circ}\text{C} \dots +50^{\circ}\text{C}$) sem vetekedhet a szilárdtest eszközökével (LED-del).

LCD számkijelzők meghajtó áramköröként bármely kis kimeneti áramu típus megfelelő, a kisfogyasztású MOS áramkörök ugyanúgy, mint a még kevesebbet fogyasztó CMOS változatok bármelyike. Amire vigyáznunk kell az, hogy a meghajtó jel, amelyet egy-egy szegmensre ráadunk, zérus DC-középértékű négyyszögjel legyen. LSI áramkörök (óra, kalkulátor, digitális műszerek egy-egyének) kimenetén közvetlenül ezt a jelet állítják elő, de ha valamely elektronikához nekünk kell LCD-t csatlakoztatnunk, akkor gondoskodnunk kell a megfelelő meghajtóról. TTL-ben ez általában bonyolult és ezért célszerűtlen, nagy is a fogyasztásu,



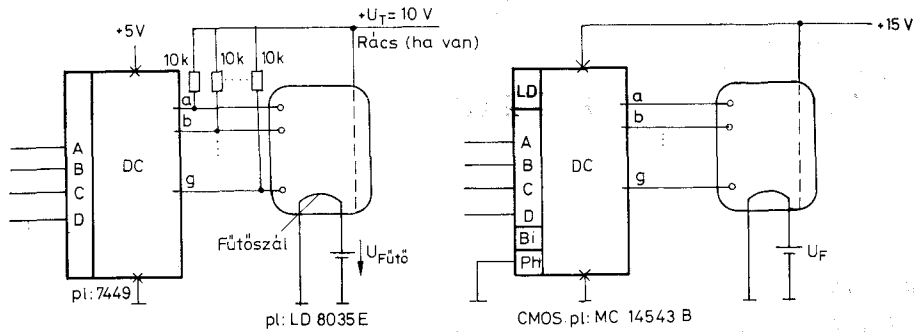
2.59. ábra.



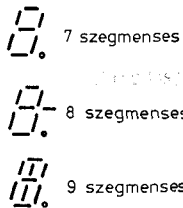
2.60. ábra.

tása, viszont a CMOS típusválasztékában többféle - főleg 7-vonalas - dekódoló-meghajtó van. Azért, hogy a kijelző kiválasztott szegmense a megfelelő kontraszt arányhoz szükséges elemezőn nagy amplitudójú négyyszögjelet kapjon az általában kis tápfeszültségű meghajtó áramkörből, némi "trükköt" alkalmaznak; a szegmens két fegyverzetét ellenütemű négyyszögfeszültséggel hajtják meg (2.59. ábra), ezáltal a teljes feszültség-amplitúdó a tápfeszültség ($V_{DD} - V_{EE}$) kétszerese lesz. Egy ilyen, szokásos elrendezés látható a 2.60. ábrán pl. CD 4055-ös CMOS dekódolóval, amelynek DF_{in} - Display Frequency In - bemenetére 30...200 Hz-es négyyszög-vezérlő jelet kell adnunk. Hasonló elven működő, de egy tápfeszültségű "második generációs" változat pl. a már említett CMOS MC 14543 B, MC 14544B, amely LCD és LED meghajtásra közvetlenül alkalmas.

A vákuum fluoreszcens cső (vacuum fluorescent tube, VF) hazánkban ritka, de külföldi (főleg japán gyártmányu) elektronikus berendezésekben előszeretettel alkalmazzák számkijelzési célra. Élénk, zöldes fénnel világít, jellegzetessége, hogy fűtőszál van benne (0,5...1,5 V fűtőfeszültségre), amely elektronemissziót hoz létre. Anódként az aktivált szegmensek szolgálnak, ezek fluoreszcens anyagát készíttetik világitásra az elektronok. Ebből következik, hogy a számok kijelzéséhez a megfelelő szegmensre adott pozitív feszültségre van szükség. Áramigénye szegmensenként általában mA nagyságrendű, a nehézséget



Kijelzési képek:



2.61. ábra.

inkább az okozza, hogy az igényelt tápfeszültség legtöbbször több a logikai eszközök +5 V tápfeszültségénél (+10...30 V), ezért járulékos tápegység kell, a meghajtást pedig TTL-ben open collectoros, felhúzó ellenállással ellátott nagyobb feszültséget tűrő dekódolóval, CMOS-ban aktiv 1 kimenetű dekódolóval (ha a tápfeszültsége 15 V) végezhetjük (a 2.61. ábra vázolata szerint).

2.3.2. Hexadecimális kijelzők

A hexadecimális kijelzésnek, mint a bináris számok "érthető" formában való kijelzésének, a mai technikában igen nagy a jelentősége (pl. mikroprocesszoros fejlesztő rendszerek, digitális logikai vizsgáló műszerek egyes típusai). Tudvalevő, hogy a karakter-készlet 0-tól 9-ig, majd A-tól F-ig terjed, tehát a hexadecimális kijelzés átmenetet képez a számkijelzés és az alfanumerikus megjelenítés között.

Hexadecimális kijelzés 7-vonalas kijelzővel

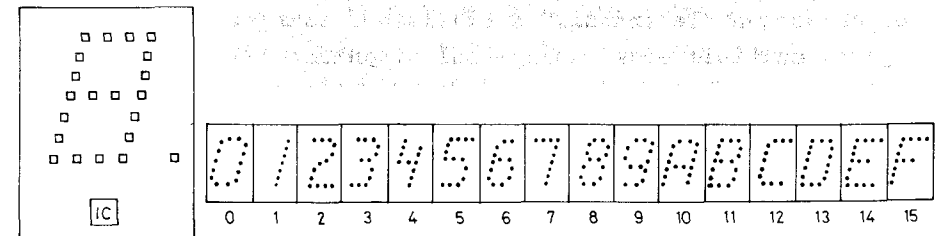
Ez a legolcsóbb, legegyszerűbb módszer, "igénytelen" helyeken használják. A 7 vonalból az ABC első nagybetűi nem állíthatók össze egyértelműen, ezért vegyesen kis- és nagybetűket jeleznek ki, általában a 2.62. ábrán látható módon. Meghajtáshoz természetesen nem használhatók a BCD 7-vonalas dekódolók és meghajtók (ezen IC típusok tervezésekor valószínűleg nem gondoltak a hexadecimális kijelzés elterjedésére). A kódolást mai berendezésekben ilyen kijelzőhöz rendszerint "software uton" végzik (kijelző szubrutint használnak fel), ezután már csak buffer (meghajtó) elemekkel, esetleg tranzisztorokkal hajtják meg a kijelzőt.



2.62. ábra.

Kijelzés hexadecimális kijelző elemmel

Kaphatók integrált kijelzők, amelyek a számkijelzőkhöz hasonlóan tartalmazzák a meghajtó elektronikát is: 4 bites tárolót, dekódolót és az áramgenerátoros meghajtót. Elterjedt típus pl. a TIL 311, amelyben a kijelzési képet LED-pontokból hozzák létre (2.63. ábra). A karakterek így igazán felismerhetők, az "IC"-vel való építkezés nagyon egyszerű: fél byte-onként négy-négy vezetékre egy-egy ilyen kijelző négy adatbemenetét kell csatlakoztatnunk, a kijelzés tetszőleges "bit-szélességre" kiterjeszthető.



2.63. ábra.

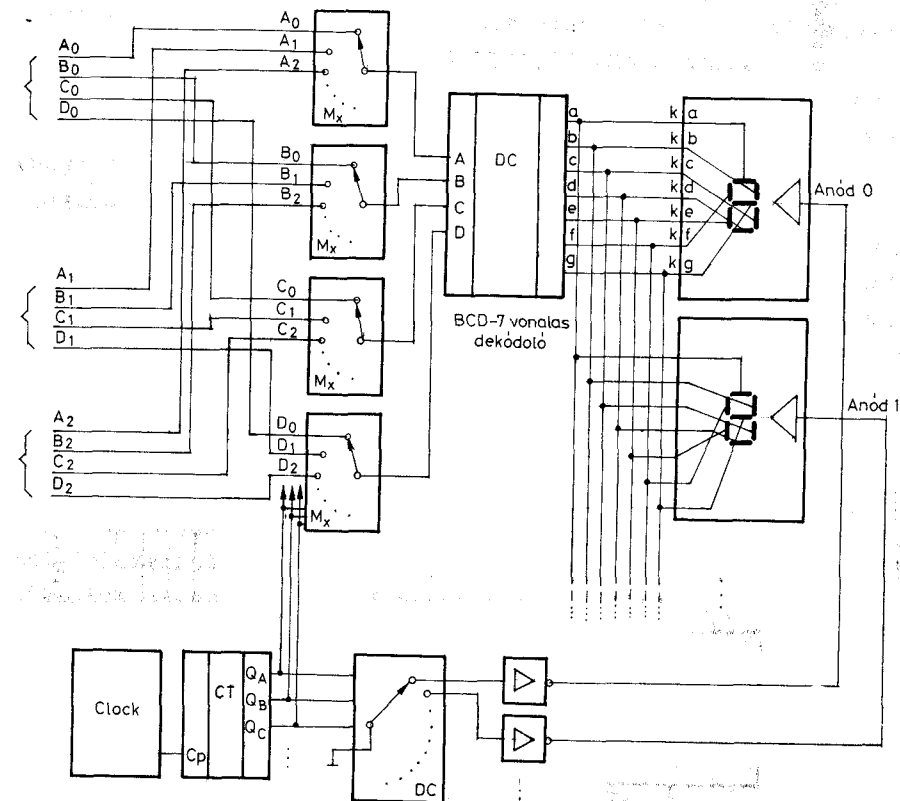
Erdemes megjegyezni, hogy ha valamely berendezésben alfa-numerikus megjelenítő van, akkor természetes, hogy ezen a hexadecimális kijelzés is megvalósítható (csak ekkor szűkebb karakter készletet használunk fel).

2.3.3. A kijelző elemek multiplex működtetése

Több digitos számkijelzés esetén, amikor a kijelzőt több egymás mellé helyezett azonos elemből építjük fel (pl. 7-vonalas LED-ekből), gazdaságtalan minden egyes számjegyhez dekódoló-meghajtót kapcsolni (pl. 10 számjegyhez 10 dekódoló, 70 db ellenállás, 80...90 db huzal és bekötés szükséges!).

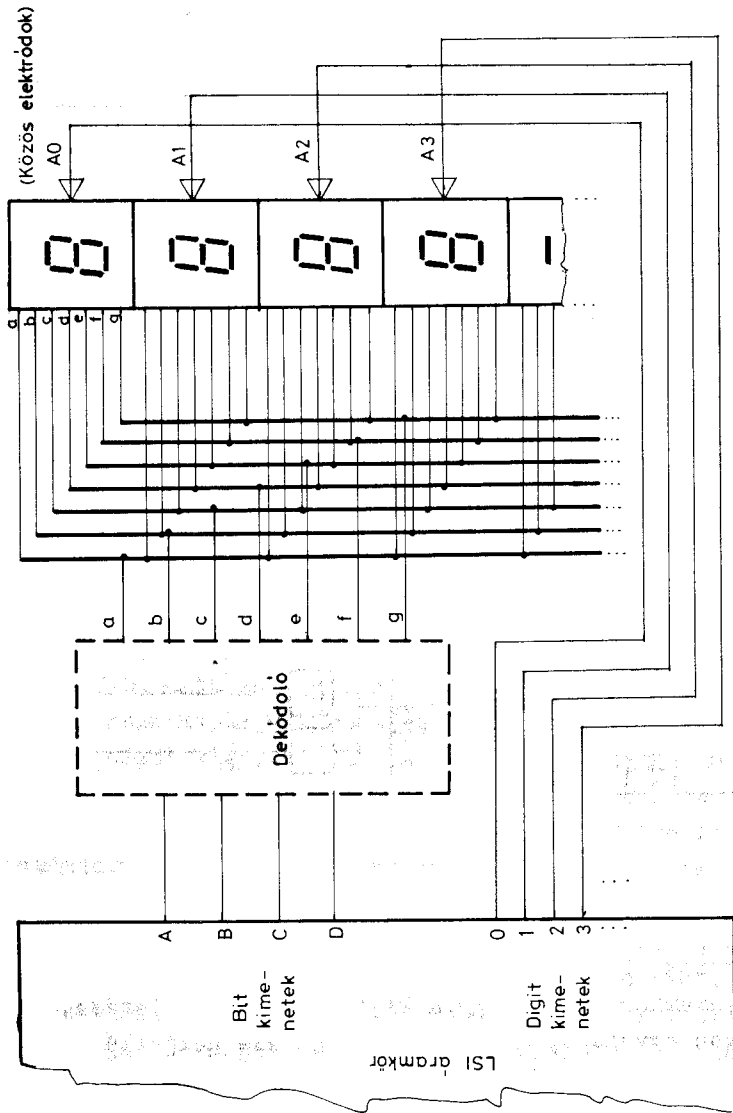
A számjegyenkénti idő-multiplex (időosztásos) működtetés alapelve az, hogy egyszerre, egy időben mindig csak a kijelző egy számjegyét "gyújtjuk ki". A dekódoló-meghajtó áramkör közös, így valamennyi kijelző (közös anódu LED esetén) megfelelő katódja egymással össze van kötve (2.64. ábra). A közös dekódoló bemeneteire felváltva adjuk egymás után először az első kijelzendő számjegy bitjeit ("0"-ás sorszámú csatorna: A₀, B₀, C₀, D₀), azután a másodikét (A₁, B₁, C₁, D₁) és így tovább. Ezenközben azt a kijelzőt, amelyiknek a kijelzendő adata éppen a dekódolón van, "kigyújtjuk" anódjának pozitívba vitelével (először ANÓD 0, majd ANÓD1 és így tovább). Amikor a dekódoló bemenetére sorban mindegyik számjegy jelét rávittük, közben a megfelelő kijelzőt kigyújtottuk, a folyamatot kezdjük előlről, mindezt olyan gyakorisággal, hogy szemünk nem veszi észre az időben egymás utáni felvillanásokat, hanem egyszerre látja az összes számjegyet, ugyanúgy, mint "normál" kijelzéskor. A 2.64. ábra tömbvázlatán a "választó" áramkörök (azok a "kapcsolók", amelyek sorban "lekérdezik" a kijelzendő számjel A, B, C, D bitjeit) multiplexerek, amelyekből bitenként egyet kell tennünk annyi bemenettel, ahány kijelzendő karakter van. A multiplexereket egy órajellel meghajtott számláló "címezi" (kijelöli, hogy hányadik számjegyhez lépjenek a multiplexer bemenetek). Ezzel együtt a számláló egy dekódolót (vagy demultiplexert) is címez, amely az éppen soron lévő kijelző anódját viszi (teljesítmény invertereken keresztül) pozitívba. A számláló egy cik-

lus befejeztével természetesen 000...-ra visszatérve újra és újra ismétli a lekérdezést.



2.64. ábra.

LSI áramkörök, amelyek kijelzendő eredményt állítanak elő (kalkulátorok, DVM IC-k, stb.) magukba foglalják a multiplex kijelzés áramköreit is. Így a kijelző csatlakoztatása, huzalozása nagyon egyszerű; a bit kimenetek jele dekódolás után (esetleg az LSI-ben lévő dekódolóból) a kijelzők közös szegmens vezetékéhez megy, a digit. kimenetek jele pedig közvetlenül (vagy bufferekkel) a kijelzők közös elektródáját hajtja meg. A kijelzőt tehát csak megfelelően az LSI áramkörhöz kell csatlakoztatnunk, a többi "magától" elvégzi az áramkör (2.65. ábra).



2.65. ábra.

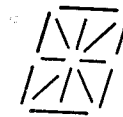
A 2.64. ábra. azt mutatja, hogy a multiplex kijelzés meglehetősen sok elektronikát kíván, ha nekünk kell felépítenünk (nem LSI-t használunk). Ma már olyan áramkörök is kaphatók, amelyek azt az elektronikát tartalmazzák egyetlen tokban pl. 4 digit. kijelzésére (4 digit. kb. az a határ, ahol még nem kifizetődő "külön elemekből" multiplex kijelző elektronikát építeni), pl. a CMOS MC 14499, 144100 (Motorola).

Tudnunk kell, hogy a multiplex kijelzés - bár LED kijelzőkhöz előnyösen alkalmazható - csucsáram szükséglete jóval nagyobb, mint 1 digit esetén: tekintve, hogy egy-egy digit szegmenseire csak egy-egy periódus egynegyed...egyötöd részében "kerül sor", ezalatt a rövid idő alatt igen nagy áramot kell felvennie azért, hogy teljes fénytel világító hatást keltsen. Éppen emiatt a nagy csucsáram miatt kell alaposan megvizsgálnunk az izzószálas, izzólámpás változatokat: vajon bírják-e az ilyen nagy áram-impulzusokat. A "közönséges" LCD kijelzők pedig egyáltalán nem alkalmasak multiplex üzemre, sajnos minden szegmensüket külön-külön meg kell hajtani (ezért van az LCD-k üveglapján a széleken nagyon sok csatlakozó pont). Léteznek olyan változatok, amelyek bizonyos feltételek között multiplexelhetők, de ez - a leírások szerint - mindenképpen a kontraszt-arány és a láthatóság szögének csökkenésével jár.

2.3.4. Alfánumerikus kijelzés

Egyenkénti (karakterenkénti) kijelzők

Összesen 7 vonalból csak nagyon kevés betű állítható össze (pl. nagybetűk: A, C, E, F, H, J, L, P, S, U). Csupán a nagybetűk kijelzéséhez 14 vagy 16 vonal szükséges (2.66. ábra) - ezeken némileg torzítottan a kisbetűk is megjeleníthetők.

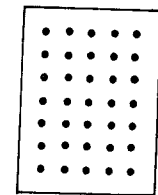


14-vonalas



16-vonalas

2.66. ábra.

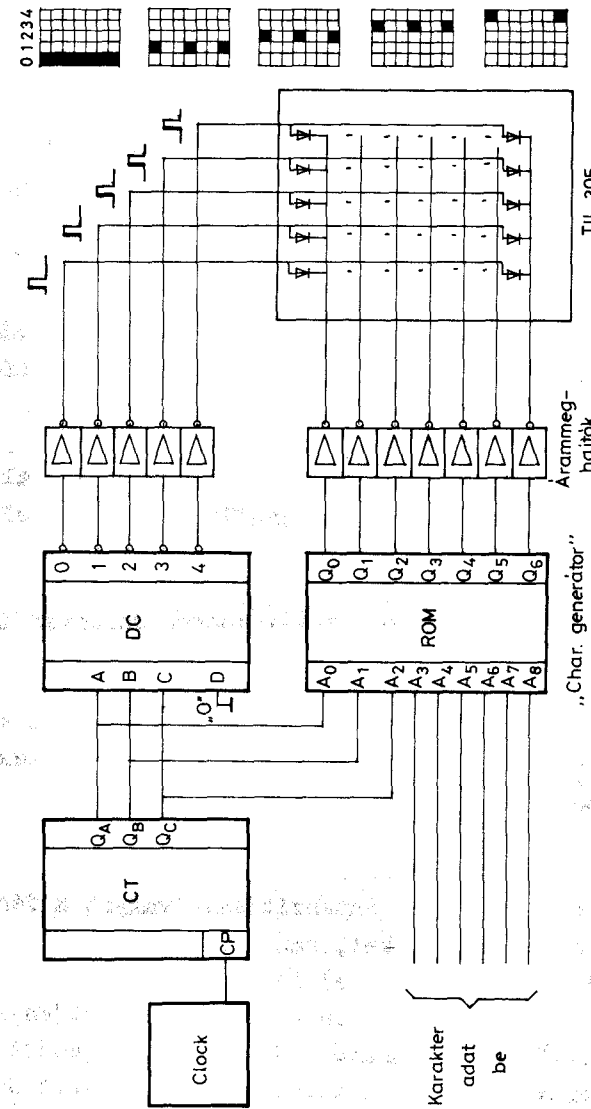


2.67. ábra.

Ilyen elrendezésűek az egyszerűbb fluoreszcens, LCD, stb. kijelzők. Meghajtót egyedileg kell terveznünk hozzájuk (rendszerint egy ROM-ot, kiolvasható, állandó-tartalmu memóriát érdemes felhasználni).

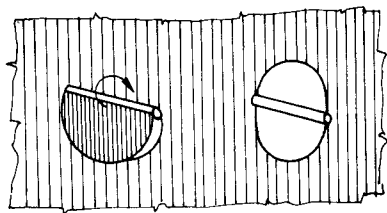
A teljes alfanumerikus karakter készlet torzítás nélküli megjelenítéséhez a pont-mátrix (dot-matrix) kijelzők megfelelőek (mondhatjuk "mozaik" kijelzőnek). Ezekon a karaktereket a sorokban, oszlopokban szabályosan elhelyezett pontokból állíthatjuk össze. Minimálisan 5x7 pont szükséges a szokásos karakterek kijelzéséhez (2.67. ábra). A pontok lehetnek LED-ek, mint például az általános célra egyedi kijelzéshez gyakran felhasznált TIL 305 esetében (az 5x7 ponton kívül egy tizedes-pont is van). A 35 db LED meghajtásához nem lenne célszerű 35 kimenetű dekódolót építeni, ezért még egy karakteren belül is multiplexelést alkalmazunk, ennek tömbvázlatát mutatja a 2.68. ábra. A számláló bináris sorrendben 0-ról indulva címezi egyrészt a dekódolót, amely sorrendben egy-egy LED oszlop aktiválását végzi (teljesítmény meghajtók segítségével), másrészt az állandó tartalmu memóriát ("karakter generátor" ROM-ot), amely az adott oszlop katódjait a bejövő kijelzendő karakter-adat jelétől ($A_3 \dots A_8$) és az éppen kijelzett oszlop számától ($A_0 \dots A_2$) függően a meghajtók segítségével 0-ra huzza. A kijelzett kép az egymás után kivilágított oszlopokból a szem tehetetlensége folytán "áll össze" egy karakterré (az ábra az "E" betű felrajzolási sorrendjét mutatja). Azt természetesen a ROM-nak kell "tudnia", hogy egy adott karakter adott oszlopában, az adott sor meghajtására éppen milyen bit kombináció szükséges.

A mátrix pontokban természetesen nemcsak LED-ek lehetnek. Izzólámpákból több karakteres kijelző paneleket is építenek sokszor extrém nagy méretben (pl. eredményjelző táblák, pályaudvari, repülőtéri tájékoztató feliratok). Elektromechanikus kijelzőket is használnak erre a célra: pl. a képpontokat mágneses működtetéssel kihajtható fél-korongok alkotják (2.69. ábra; "összehajtva" a képpont fekete, nem látszik, a felső fél-korongot kihajtva a képpont világos). Mivel a korongok a két stabil állapot valamelyikében megmaradnak, a kijelzéshez nem kell energia, csak az információ-tartalom megváltozásakor



2.68. ábra.

(a képelemek tárolnak is), ami nagy előny! Az a hátrány, hogy az ilyen típusu jelző fényt nem emittál, nem számottevő, hiszen ugyanis megfelelően megvilágított helyen használják fel őket (magyar szabadalom). Az ilyen panelek meghajtása természetesen külön e célra felépített elektronikát igényel (bár az eddig ismerttetett alapelvek ezeknél is érvényesülnek).



2.69. ábra.

Az "egyenkénti" és az "általános célú" alfanumerikus kijelzők közötti átmenet képviselői azok a kijelzők is, amelyek egyetlen egységben egy egész sor, vagy esetleg több sor karakter-helyet tartalmaznak. Gyakori típus a gáztöltésű pontmátrix kijelző, amelyben a képpontokat "glimm-lámpák" alkotják (gas-discharge panel), de gyártanak VF és LCD sok-elemes mátrix kijelzőket is - a világon található típusok választéka gyakorlatilag kimeríthetetlen.

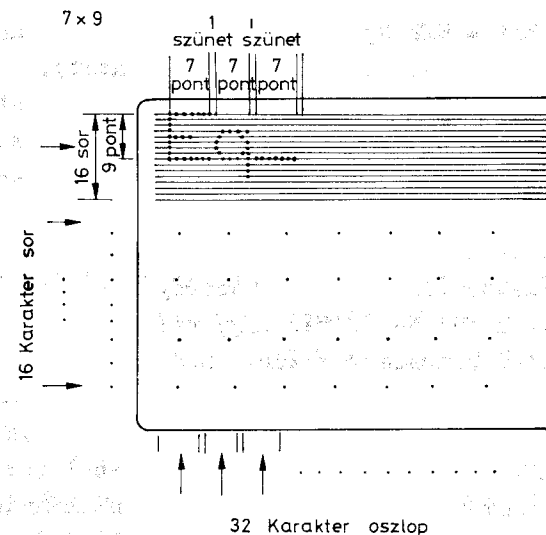
Általános célú megjelenítők

Ez alatt értjük azokat a megjelenítőket, amelyek nagymennyiségű információ vizuális közlésére alkalmasak, a karakter készlet, ill. a kijelzési formák nem kötöttek, "flexibilisek". Az ilyen megjelenítők java része ma is katódsugárcsőves (CRT = Cathode Ray Tube display), ezért főleg evvel a típussal foglalkozunk. Mivel a katódsugarat szinte tetszés szerint teríthetjük el és vezérelhetjük intenzitását (vagyis a fényerőt), a képernyőn nemcsak karaktereket, hanem rajzokat (graphic display), "tónusos" képeket (picture) is megjeleníthetünk, a drágább változatokban színesben is - mindez alapvetően a meghajtó (és eltérítő) elektronikától függ. Célszerű ezért a meghajtó elektronika működésének legfontosabb alapelveit összefoglalnunk.

Az eltérítés kétféle alapelven történhet: raszteresen, soronkénti letapogatással (scanning) - hasonlóan a TV képhez (általában a kép- és sorfrekvencia is megegyezik a TV szab-

vánnyal), vagy pedig "közvetlen" eltérítéssel, amikor a katódsugár közvetlenül vonalakból rajzolja fel az ábrát vagy karaktert (ugy, mint az oszcilloszkópban, csak éppen bonyolultabb rajzolattal). Belátható, hogy az első módszer főként alfanumerikus kijelzéshez, egymás mellett és alatt szabályos rendben elhelyezkedő karakterek megjelenítéséhez célszerű, míg a második módszer alapvetően grafikus display számára előnyös. A raszteres megjelenítés egyszerűbb és olcsóbb, mikroszámítógépekhez ezt használják elterjedtebben (előny a normál TV készülék display-ként való alkalmazásának lehetősége is).

A raszteres megjelenítéskor a karaktereket pontokból állítjuk össze úgy, ahogy a pont-mátrix-os kijelzőnél. Ezeket a pontokat úgy hozzuk létre, hogy miközben a katódsugár soronként "letapogatja" a képernyőt, az adott helyen világosság-vezérléssel egyes képelemeket "kivilágosítunk", míg a többi helyen kioltjuk az elektronsugarat (ha fekete háttérben fehér karaktereket jelenítünk meg, ez a gyakoribb). Az egymás melletti és az egymás alatti világos pontokból kialakítjuk a karaktereket, amelyekkel "tele írhatjuk" az egész képernyő-felületet. A 2.70. ábrán egy olyan példát láthatunk, ahol 16 sorban, soronként 32 karaktert rajzolunk ki. Egy-egy karakter pl. 7x9 pontból tevődhet össze: vízszintesen egy karakter-hely 7 képelem, 1 pedig mindig kioltva, ez az elválasztó két szomszédos



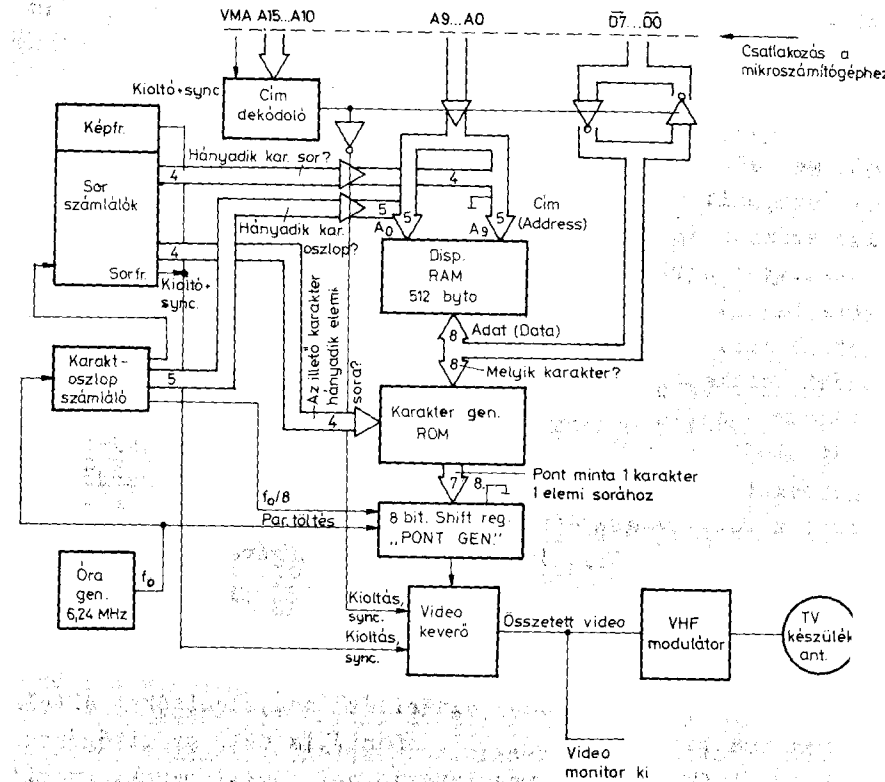
2.70. ábra.

betű-szám között, függőlegesen 9 "hasznos" sor tartalmaz karakter-pontokat, 7 pedig a karakter-sorokat elválasztó "hézag", így az egy karakterre jutó valóságos képelem: 8×16 (visszintés · függőleges). Vannak speciális karakterek, amelyek az elválasztó hézagba nyulnak bele (pl. g, p, q, y ...). A képernyőn szükséges egy CURSOR jelenléte is, amely megmutatja, hogy az írásban, javításban, stb. éppen "hol tartunk" (szokás szerint ez egy "aláhúzó vonal", vagy valamilyen villogó jel).

Ahhoz, hogy folyamatos, álló képet lássunk, szükséges egy memória (író-olvasható: "display RAM"), amely tárolja az egész képtartalmat (a kép "frissítése": display refresh céljából). Minden alkalommal, amikor a katódsugár végigsöpri a képernyőt "megkérdezzük" a memóriát, hogy az adott helyen éppen mit kell rajzolni. Ha valahol a képernyő bármely részén a kijelzendő információ megváltozik, akkor az ennek megfelelő memória tartalmat módosítjuk, újra írjuk. A memóriának nem szükséges az összes képpont világos - nem világos (1-0) értékét tartalmaznia (példánkban ez $256 \times 256 = 65\,536$ bit lenne), hanem csak azt, hogy egy adott helyen milyen karakter van. Egy-egy karakter pont-sorrendjét egy állandó tartalmu memória (ROM), a karakter-generátor tartalmazza, ezért a display-RAM-nak csak azt kell "számon tartania", hogy adott helyen milyen karakter rajzolása folyik - vagyis olyan kapacitásnak kell lennie, amely a kirajzolt karakter számtól függ (pl.: $16 \text{ sor} \times 32 \text{ oszlop} \times 8 \text{ bit} = 512 \text{ byte}$, mert 8 bites szavakkal "hívjuk le" a karakter generátor egy-egy jel-sorozatát).

A teljes kijelzési folyamatot jobban megérthetjük, ha végigkövetjük egy katódsugárcsöves megjelenítő elektronikájának működését (funkcióit) a 2.71. ábra tömbvázlata alapján, a számszerű adatokat illetően az eddigiekben választott példánk nál maradván (MOTOROLA ADS 1).

Az alap oszcillátor (ÓRA) adja a képernyőn egymás után következő (vezérléstől függően sötét vagy világos) pontok ütemét, valamint a teljes rendszert vezérlő számláló órajelét. A karakter-oszlop számláló 5 bites kimenete (0...31) határozza meg, hogy az elektronsugár éppen egy adott sorban hányadik karakternél tart. A sorszámoló "felső" 4 bit-jéből (MSB) derül ki, hogy hányadik karakter sort rajzoljuk éppen (hányadik 16-os sor tartunk. 1. a 2.70. ábrát!). E két adat együttesen



2.71. ábra.

jellemző arra, hogy pillanatnyilag melyik karakter rajzol folyik, ezért ez a 9 bit címezi a display RAM-ot, ahonnan felelő címről 8 bites kimeneti szó formájában megjelenik előzőleg erre a helyre beírt karakter kódja. Ezt a kódot a karakter-generátor ROM, amelynek az éppen megrajzolendő szám kiválasztásán kívül arról is információt kell kapnia az elektronsugár a karakter hányadik elemi sorát rajzolja (a 16 közül). Erről tájékoztat a sorszámoló "alsó" 4 bit (LSB), így végül a 12 bites címről a karakter generátor huzamosan a kimenetre adja azt a 7 elemből álló "pont mi

(8-adik mindig 0, ez a karakterek közötti elválasztó), amelyet az elektronsugárnak az adott karakter ezen sorában egymás mellé kell rajzolnia (pl. a 2.70. ábra első karakterének 4-es elemi sorában ez a minta: 11110000, az E betű középső szára). Ezt a pont mintát sorosítja a 8 bites shift regiszter, azaz "pont generátor", amelynek kimeneti jele a video (világosság) modulációt végzi. A video keverőbe ezenkívül a kép széleit kioltó jelek, valamint a szinkron jelek is bekerülnek a számláncból, megfelelő kapuzással, így jön létre az összetett video jel (composit video), amely a monitorra (CRT-re) kerülhet. Mikroszámítógépekhez sokszor normál TV vevőt használnak, ezért a display vezérlő elektronika nagyfrekvenciás modulátort is tartalmazhat, így a TV készülék antenna bemenetéhez lehet csatlakozni. A megjelenítőt működtető mikroszámítógép csatlakozási felülete az ábra tetején látható: az A10...A15 cím-vezetékekre csatlakozó dekódoló (ES-kapu) "felismeri" a display saját címét, amikor a gép hozzá fordul, és az A0...A9-cel megcímezett frissítő RAM-ba "beveszi" az új, kijelzendő információt a $\overline{D0}...D7$ adat-(negált) vezetékek segítségével (a csatlakozás bufferek, ill. inverterek segítségével történik, ezeket jelképezik háromszöggel). Érdeemes megjegyezni, hogy - főleg mikroprocesszoros rendszerekhez - kaphatók egy áramkörben LSI katódsugárcső-vezérlők ("CRT Controller"-ek).

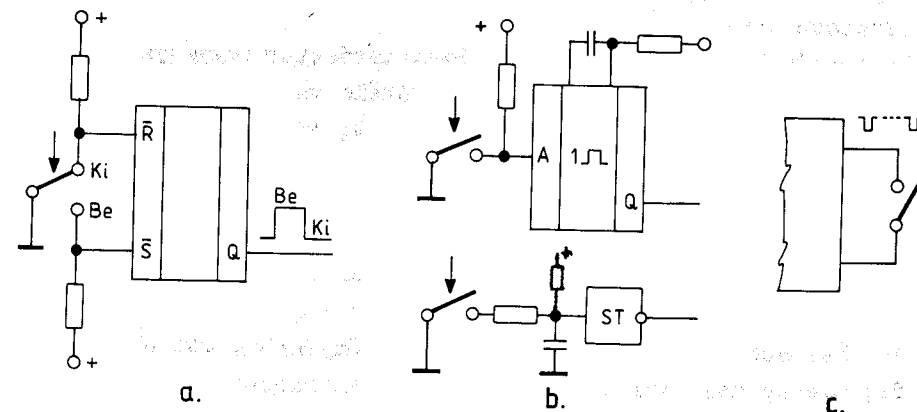
A közvetlen (grafikus) eltérítésű megjelenítőket általában nagyobb teljesítményű, ill. speciális célú számítógépekben használják, ezekkel részletesen nem foglalkozunk. Annyit érdemes megjegyezni, hogy ilyenkor a katódsugarat X és Y irányban egyaránt gyors digitál-analóg konverterek térítik el; a következő hely koordinátáit számítógép közli digitálisan, az ennek megfelelő analóg jelre "válaszol" a display. Az "álló" ábra a sokszorosan ismétlődő felrajzolás eredménye.

2.4. ADAT BE/KIVITELI ESZKÖZÖK

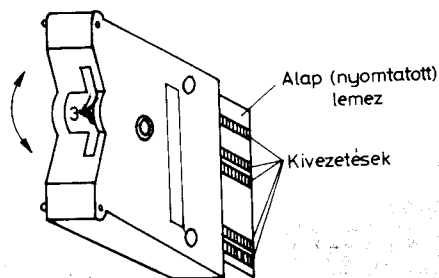
Ebben a részben, a teljesség igénye nélkül, foglalkozunk néhány olyan további kiegészítő "periférikus" elemmel, amely a mikroszámítógépet tartalmazó, vagy ahhoz kapcsolódó rendszerekben gyakran megtalálható.

2.4.1. Kapcsolók, számkapcsolók

Ezek az elektronikus rendszerek és a "külvilág" közötti kapcsolatot létrehozó legegyszerűbb, de gyakori és sokszor problémát okozó elemek; lehetnek egyszerű ki-be kapcsolók, nyomógombok kapcsolótáblán, vagy műszer-előlapon, lehetnek végálláskapcsolók, relé érintkezők, stb. A mechanikus kapcsolók által okozott legnagyobb problémával, a pergéssel már az előző kötetben foglalkoztunk: a kapcsolás sohasem egy pillanat alatt, határozott jel-ugrással megy végbe, hanem többszörös, bizonytalan jel-átmenetek sokaságával. E káros jelenség, mint ismeretes, legegyszerűbben bistabil flip-flop segítségével küszöbölhető ki, feltéve, hogy morse érintkezőről van szó (2.72a ábra). Legtöbb esetben csak egyszeres, bontó vagy záró érintkezőnk van, ilyenkor a fogadó áramkörbe monostabil funkciót ellátó részt kell beépítenünk (egyszerűen monostabil flip-flop-pal vagy szűréssel és Schmitt triggerrel stb. 2.72b ábra). Az időzítést úgy kell megválasztanunk, hogy a legrosszabb esetben bekövetkező leghosszabb pergést is kivédjük, de ne akadályozzuk meg az előforduló leggyakoribb ki-bekapcsolás érzékelését. Más módszer, amit leggyakrabban számítástechnikai eszközöket tartalmazó készülékeknél alkalmazunk, hogy az érintkező nyitott vagy zárt állapotát pl. csak meghatározott időnként "kérdezzük le" (2.72c ábra). A zárás, ill. bontás biztonságos érzékelése érdekében célszerű a kapcsolón legalább néhány mA egyenáramot átfolytatni.

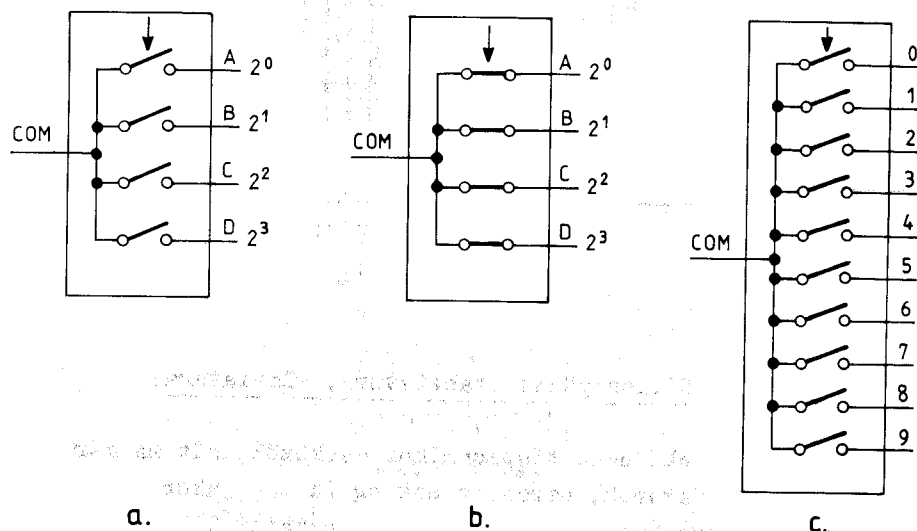


2.72. ábra.



2.73. ábra.

Időkapcsolók, programadók, bizonyos alapjel-adó, digitál-analóg konverterek gyakori "programozó" eszköze a számkapcsoló. Sokféle változata létezik a régebben használt többtárcsás forgókapcsolótól (Yaxley) kezdve, a ma leggyakrabban alkalmazott peremkerekű (él-kerekű) BCD, decimális, hexa, ± előjelkapcsoló, stb. változatokig. A peremkerekű kapcsoló egyik kiviteli formáját (CONTRAVES) mutatja a 2.73. ábra kb. 1:1 méretben. A kapcsoló az elől elhelyezett kis pecek segítségével vihető különböző állásba, belül rendszerint egy leszedő érintkezős korong fordul el, amely az alaplemez (aranyozott) "kódolt" fólia mintázata segítségével hozza létre az adott szám-kódhoz szükséges összeköttetéseket. A kapcsolókból tetszés szerinti darabot egymás mellé lehet helyezni, majd kétoldalt rugós lezáró elemekkel ellátva, hosszanti csavarokkal összeerősítve a megfelelő méretre (!) kivágott műszer-előlapba be lehet pattintani. A kivezetések hátul, az alaplemez végén vannak, csatlakozóval vagy forrasztással történhet az elvezetés. Mivel igen sokféle kód előállítására kaphatók számkapcsolók, a megfelelő típus kiválasztásakor nagy gonddal kell eljárunk. Pl. csak BCD-hez is többféle változat létezik, két gyakori elrendezést a 2.74. ábra mutat, a ki-bekapcsolási funkciókat 4 db "bit-kapcsolóval" jelképezve; az a) típus adott szám-helyzetbe forgatás esetén a BCD kódnak megfelelően összeköti a kimeneti bit vezetéseket a közös (COM = common) ponttal. A b) változat éppen ennek az ellenkezőjét teszi, a megfelelő bit kapcsolót megszakítja. Meg kell gondolnunk, hogy pl. TTL-hez adatbevitelre melyik típus előnyösebb. Itt ugyanis figyelembe kell vennünk, hogy az üresen hagyott TTL bemenet l-nek számít, ezért nincs értelme, hogy a kapcsoló COM. pont-

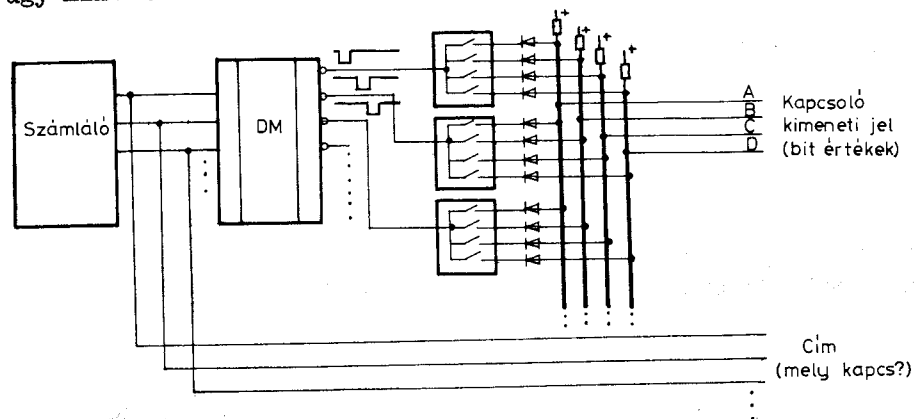


2.74. ábra.

ja +5 V-on legyen; a megfelelő bit kapcsolónak inkább "le kell húznia" az ide csatlakozó TTL bemenetet, ezért ide a megszakító b) változatot célszerű használnunk 0 V-ra kötött COM. ponttal (létezik ponált-negált kimenetű kapcsoló is, ezek alkalmazása a legkényelmesebb). A c) ábra egy "teljesen dekódolt", 10 kimenetű decimális számkapcsoló változatot mutat.

Olyan készülékekben, berendezésekben, ahol az előlapon és egyéb helyeken igen sok kapcsoló, számkapcsoló van, a huzalozás rendkívül bonyolulttá válik. Ezen a kapcsolók multiplex üzemeltetésével lehet segíteni: pl. számkapcsolók esetén a COM. pontokat időben egymás után huzzuk le 0 V-ra egy sorrendben címezett demultiplexer segítségével, így "kérdezzük le" egymás után a kapcsolókat. A bit kimeneteket (soros elválasztó diódák beiktatásával) közös gyűjtő vezetésekre ("busz vezetésekre") lehet csatlakoztatni (hiszen egyidőben csak egy kapcsoló ad jelet), ami a huzalozást nagyon leegyszerűsíti; csak a közös sineket (2.75. ábrán vastag vonal) kell az előlapról, mint adatvezetéseket elvezetni. Az elektronika valamivel bonyolultabb, de különösen intelligens (pl. mikroprocesszoros) készülékekben ez nem jelent hátrányt, sőt az időben egymás utáni lekérdezés lehetősége sokszor előnyös is. A "normál", két kivezetésű kapcsolókat is multiplex üzemből szokás

működtetni (ha sok van), rendszerint mátrix-elrendezésben, úgy mint a tasztatura érintkezőket (l. a következő pontot!).



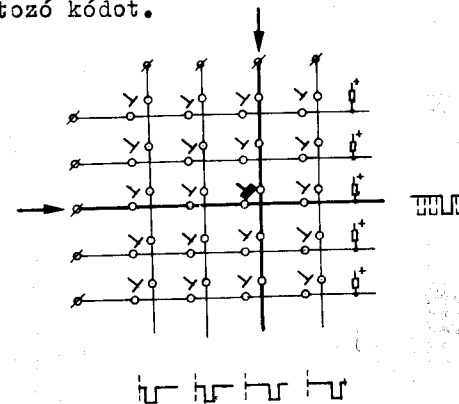
2.75. ábra.

2.4.2. Billentyűzet (tasztatura, klaviatura)

Számológépek, számítástechnikai eszközök, sőt ma már elektronikus műszerek, berendezések egyik leggyakoribb (kézi) adatbeviteli eszköze a billentyűzet (tasztatura, klaviatura, stb. elnevezés is használatos). Az mechanikus típusok egy-egy gombjának lenyomásakor egy-egy érintkező záródik (a mechanikai felépítés sokféle lehet: rugós, membrános, arretáló-szerkezetes, stb.). Ahol a megbízhatóság és élettartam az elsőrendű szempont, ott rendszerint nem mechanikus érintkezőt, hanem "elektronikus" alkalmaznak, leginkább HALL-cellát (a gomb megnyomásakor egy mágnes kerül az érzékelő közelébe, ekkor az általában beleintegrált elektronika aktiv logikai szintet ad ki). A számjegyes, hexadecimális billentyűzetek, amelyeket kalkulátorokhoz, mikroszámítógépekhez használnak, általában 20...25 billentyűt tartalmaznak maximálisan, az alfanumerikusak (pl. ASCII keyboard) pedig 50-nél is többet (53...64). Egy műszer, vagy elektronikus berendezés billentyűinek száma típustól függő, nem korlátozott.

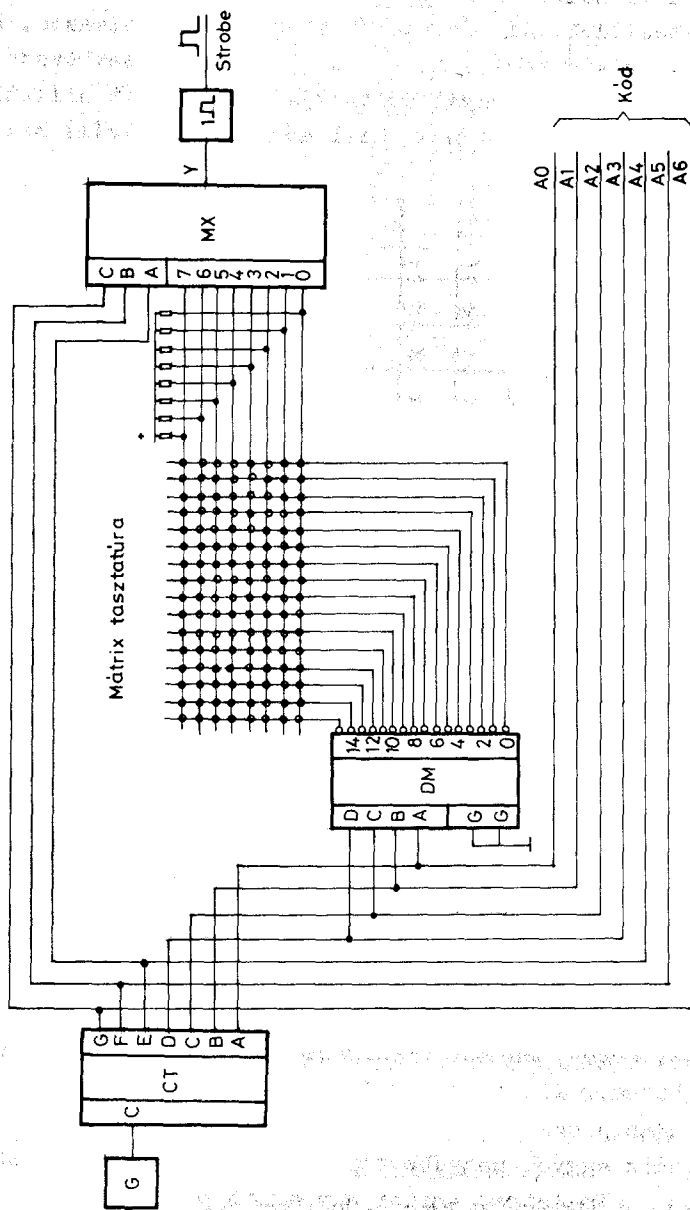
Mechanikus érintkezők esetében mindegyik billentyű két-két kivezetését nem célszerű az elektronikához elvezetni (n billentyű esetén ez $2n$ bekötés lenne!). Ehelyett inkább a multi-

plex üzemmódot választják, a billentyűzetet mátrixba rendezik (2.76. ábra). Ebben a "raszterben", ha lenyomunk egy billentyűt, akkor a megfelelő sor és oszlop vezeték között összeköttetést létesítünk. Az "érzékelő" elektronika feladata, hogy "megkeresse", melyik sor és melyik oszlop van összeköttetésben, erről egyértelműen megállapíthatja a lenyomott billentyű helyét. Ennek eldöntése után ki kell adnia az aktivált billentyűhöz tartozó kódot.



2.76. ábra.

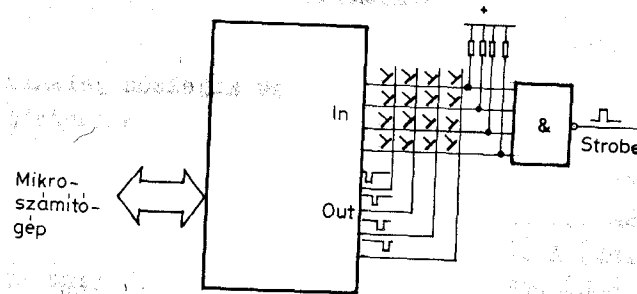
A mátrix-tasztatura elektronikájában általában a soros lekérdezés elvét alkalmazzák. Ennek lényege, hogy az egyik vonal-sorozatra, pl. a függőlegesre sorban, egymás után logikai 0 impulzusokat adunk és "figyeljük", hogy melyik vízszintes soron jelenik meg a 0, és melyik pillanatban. A vízszintes sor számából és a 0 jel megjelenésének késleltetéséből megállapított függőleges sor-számból egyértelműen kiderül, melyik metszéspontban van a rövidzár. Egy lehetséges és különálló áramköri elemekből összeállított lekérdező elektronika vázlatja látható a 2.77. ábrán. A számláló a 16 kimenetű demultiplexer segítségével sorra, egymás után 0-ba viszi a függőleges vezetéseket, és ezt ciklusonként 8-szor ismétli (a számláló 7 bites). Minden egyes függőleges vezeték lekérdezői sorozat után a számláló EFG kimenetei által vezérelt multiplexer mindig eggyel nagyobb sorszámú vízszintes vezeték jelt viszi az Y kimenetre. Amikor egy adott pillanatban (tehát egy adott sor adott oszlopának címzésekor) a kimenet 0-át érzékel, elindítja a monostabilt, amely egy keskeny impulzust



2.77. ábra.

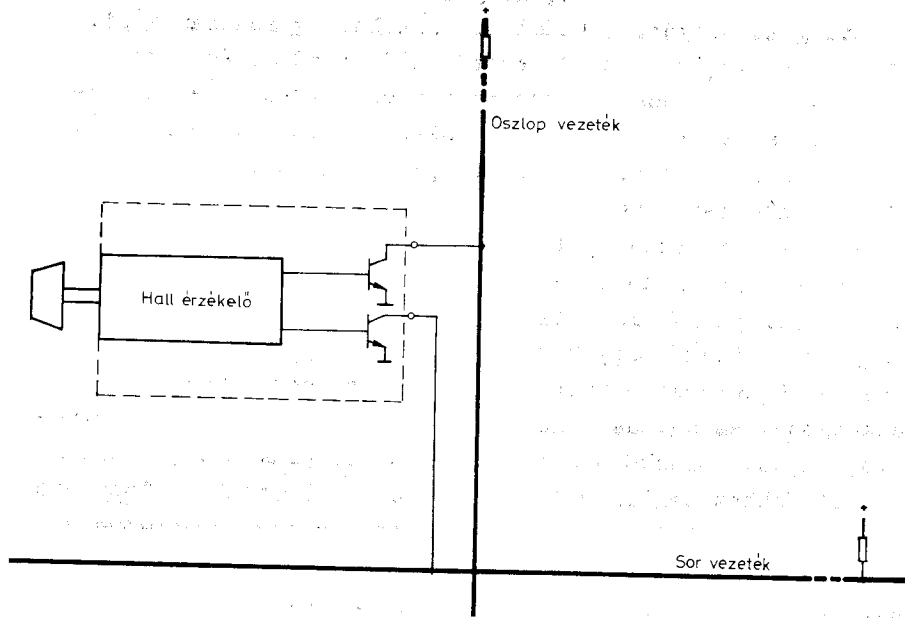
(STROBE) állít elő, jelezve, hogy a rendszer "megtalálta" a lenyomott gomb helyét. A számlánc tartalma ugyanabban a pillanatban a rövidzár "címét", koordinátáját adja, és a gombok megfelelő feliratozása, sorrendbe csoportosítása esetén közvetlenül az adott kiválasztott karakter (7 bites) kódját is.

Ilyen fajta lekérdező áramkör pl. a kalkulátor IC-ben, egyéb tasztatura-bemenetű LSI-ben természetesen benne van. Egyszerűbb billentyűzet jelének fogadására, mikroprocesszoros rendszerekben programozható input-output áramkört használnak (pl. PIA: Peripheral Interface Adapter). Az áramkört programmal úgy irányítják, hogy kivezetéseinek egy csoportja pl., amelyek a függőleges mátrix vezetésekre mennek, kimenetként viselkedjenek és egymás után egy-egy 0-ba menő impulzus jelenjen meg rajtuk. Ezenközben a bemenetnek programozott, visszintesz vezetésekhöz csatlakozó kivezetéseken figyelik az impulzus megjelenését, amiből a már ismert módon (de most programmal) eldönthető, melyik keresztezési pontban van a rövidzár (2.78. ábra).



2.78. ábra.

Érdemes megjegyezni, hogy mátrix elrendezésű tasztatura jelének fogadására külön LSI típusok vannak (l. a későbbiekben!). Azt is érdemes figyelembe venni, hogy a Hall generátoros (és egyéb elektronikus) nyomógombokból álló tasztatura-elemeknek nem független, "lebegő" két kivezetése van, hanem a billentyűbe épített elektronika a földhöz képest adja ki logikai jelét, ezért csak a kettős kimenetű típusok szervezhetők mátrix alakba a 2.79. ábra szerint. Természetesen az eddig ismertetett billentyűzet típusokon kívül sokféle más is létezik (opto, kapacitív, szenzoros, stb.). Érdekes és újabb terjedő módszer az ún. Soft Key, amelynél a tasztatura egyes bil-



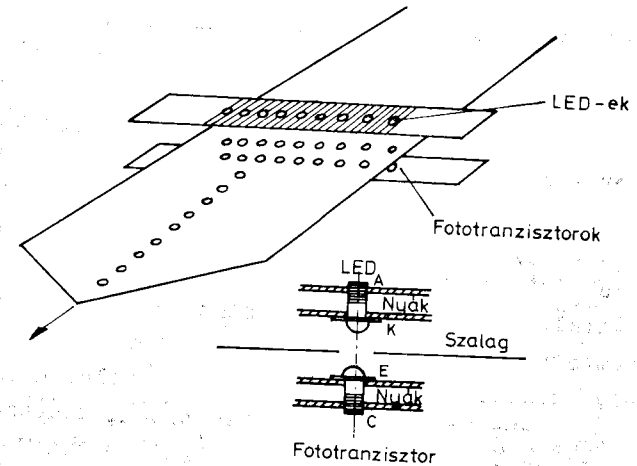
2.79. ábra.

lentyűinek funkciója katódsugárcsöves kijelzőn jelenik meg - így egy-egy gomb szinte tetszés szerinti számú funkcióra használható, a programozástól függően.

2.4.3. Adatbevitel optoelektronikus uton

A lyukkártya és lyukszalag nem tipikusan a kisméretű, mikroszámítógépes rendszerek adathordozója. Szükség esetén egy-egy olvasó illesztését áramköri és programkiegészítéssel oldhatjuk meg. Egyszerűbb célokra, viszonylag kevés adat bevitelére gyártanak egészen kisméretű, könnyen üzembe helyezhető, mikroprocesszoros rendszerekhez illeszkedő lyukszalag olvasókat. Az olvasás általában optoelektronikus uton történik: a szalag egyik oldalán egyvonalban elhelyezett miniatűr, fókuszált, rendszerint infravörös LED-sorozat (LED-emitter array) világítja át a lyukakat, a szalag másik oldalán a fényt egy fototranzisztor sor (sensor array) érzékeli (2.80. ábra). A

LED-ek és tranzisztorok egészen kis méretűek (1 mm körüli átmérővel pl. TIL 23 LED és LS 600 fototranzisztor, vagy TIL 133 típusú 9 csatornás emitter-sensor array). Kaphatók olyan "kis" olvasók, amelyek működtetésekor a lyukszalagot egyszerűen kézzel kell áthuznunk, a sebesség gyakorlatilag közömbös, az elektronika hiba nélkül előállítja az olvasott adatot.



2.80. ábra.

A BAR CODE (vonalkód) újabb adat-kódolási, rögzítési forma. Nem kell hozzá más, mint közönséges papír (műanyag, stb.), amelyre nyomdai úton különböző szélességű vonalköz sorozatot visznek fel (2.81. ábra). A vonalak és a vonalközök szélessége, egymás utáni sorrendje adja meghatározott szabályok szerint az egyes karakterek kódolt formáját. Sokféle kódrendszer létezik ma már (Code 39, Paperbyte, HP-41 C, UPC = Universal Product Code, stb.), de ehelyütt nem közlünk kódtáblázatokat és szabályokat, inkább a felhasználás módjával és területeivel foglalkozunk.



2.81. ábra.

A papírra, vagy tetszőleges hordozóra nyomtatott vonalak leolvasása legtöbbször kézzel, egy megfelelő opto "ceruzával" történik. Ezt egyszerűen végig kell húznunk balról jobbra a vonalsoron, a kód felismerése az elektronika segítségével automatikusan megy végbe. Az olvasó ceruza hegyében reflexiós elven működő opto (infravörös) emitter és a visszaverődő fényt érzékelő fototranzisztor elrendezés van (megfelelő fókuszálással, kis méretben). Erősítés és jelformálás után (ez az elektronika is a ceruzában van) már logikai szintű jel áll elő, amelyet a megfelelő processzor feldolgoz. A ceruza húzási sebességének nincs gyakorlati jelentősége, az elektronika igen széles határok között hibátlanul működik, egyedül az lényeges, hogy az érzékelőt monoton mozgással, egyirányban kell húzni.

A vonal-kód egyik fő felhasználási területe programozható kalkulátorok (kisszámítógépek) számára egyszerű program, ill. adat bevitel. A "program könyvtárnak" nem kell másból állnia, mint nyomtatott formában megjelentetett vonal-kód gyűjteményből, amely szokásos nyomdatechnikai uton, olcsón előállítható. Az eddigi programozható készülékek drága, kényesebb, bonyolultabban előállítható és sokszorosítható adathordozót használtak (szalag, mágneskártya). Az, hogy egy program-könyvtár papíron, nyomtatottan előállítható, sokszorosítható, igen nagy jelentőségű, azt mondhatjuk, hogy szinte forradalmasítja az adatrögzítést, dokumentálást.

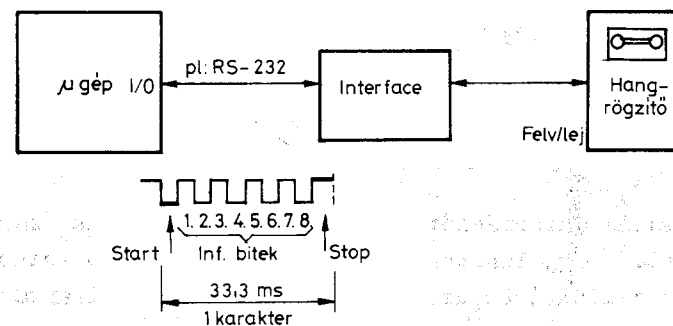
Másik fő felhasználási terület - ezzel ma már lépten nyomon találkozhatunk - különböző árucikkek, termékek, munkadarabok, stb. bar coddal való azonosítása: sokféle könnyűipari termék, alkatrész, gyógyszer dobozán, csomagolásán találhatunk ma már a 2.81. ábrához hasonló jelöléseket. Ez a raktárban, vagy eladáskor a pénztárban nyújthat például segítséget: elegendő az adatfeldolgozó berendezés érzékelőjét a kód jelölésen végighúzni, máris megtörténhet az automatikus készletnyilvántartás, számlázás, stb. Ezen a téren is ugyiszólván végtelenek a lehetőségek.

2.4.4. Mágneses adathordozók jelének fogadása

A mágnesszalagos, lemezes adatrögzítés elveit már tárgyaltuk. Azt érdemes röviden áttekintenünk, hogy milyen eszközöket használnak a "kis gép" kategóriában.

Nagy kapacitású programozható kalkulátorok ("personal calculator") gyakori adathordozója a kisméretű mágneskártya: pl. a HP 65, 67-hez 9,5 mm x 71 mm méretű műanyag lemez, vasoxid mágneses bevonattal. A kártyát a gép egy miniatűr motoros mechanikával mozgatja beolvasáskor, ill. adatrögzítéskor. A felírás módja - azért, hogy a mechanikai toleranciákra, sebesség ingadozásra lehetőleg érzékeltelen legyen - kétcsatornás NRZI (l. a 1.4.2. fejezetet). Egy kártyára az említett készülékben 100 program lépést, ill. 600 bit információt lehet rögzíteni.

Mikroszámítógépek, ill. az ezzel felépített rendszerek leggyakoribb program/adat rögzítője kazettás, vagy cartridge-os mágnesszalagos készülék. Kazettás rögzítőként az esetek többségében normál hang-magnetofont használnak, minden átalakítás nélkül, csupán egy adapter, interface egység közbeiktatásával (2.82. ábra). Legtöbbször valamilyen szabványos adat-formátumban (pl. RS-232 jelalakját, l. a 2.82. ábrán) állítják elő a rögzítendő jelet, amelyet azután az illesztő adapter a kazettás rögzítő számára alkalmas jellé formál (pl. Cansas City, MFM, stb.). A bit sűrűség nem túlzottan nagy (pl. 30 karakter per s, azaz 300 bit per s). A cartridge precízebb mechanikájú, belső szalagtölvábbító rendszerrel felépített, kazettához hasonló szalagtartó egység. A cartridge-et már "professzionális" rögzítő készülékekben használják, amelyeknek nagyobb a rögzí-



2.82. ábra.

tési bit-sűrűsége és többletszolgáltatásokat is nyújtanak (a mechanika elektronikus vezérelhetősége, oda-vissza játszás, blokk-keresés, stb.). Hasonlóan gyártanak kazettás rögzítő-ekben is "professzionális" változatokat, természetesen ezek ára sokkal magasabb, mint a kereskedelmi típusoké.

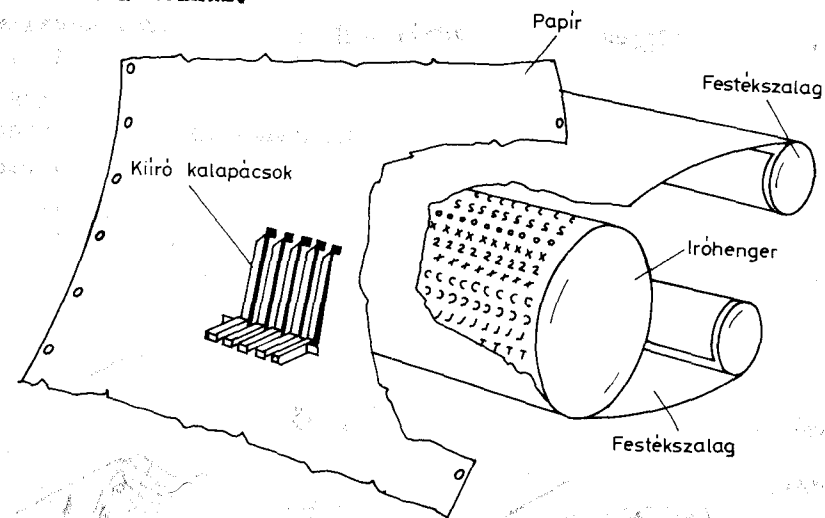
Mikroszámítógépes rendszerek egyre gyakrabban alkalmazott, gyors mágneses rögzítő-családjába sorolhatók a mágneslemezes tárolók "kicsinyített", egyszerűsített változatai, a hajlékony mágneslemezes tárolók: floppy-disk, mini-floppy, mikro-floppy, stb. Az adathordozó itt hajlékony műanyagból készült ferromágneses bevonattal ellátott korong, amely egy védőburkolatban van. Az adatrögzítés sebessége sokkal nagyobb, a hozzáférési idő sokkal rövidebb, mint a szalagos tárolóké. A rögzítés jelképe leggyakrabban a mágneslemezeknél is szokásos, órajellel kombinált RZ alak (l. a 1.70b ábrán). A "drive" a hozzá tartozó elektronikával együtt általában kész egységet képez, feladatunk többnyire a megadott műszaki jellemzők, idő előírások szerinti illesztés végrehajtása.

Az eddigi felsorolás nem teljes; a mágneses adatrögzítők nagyon sok változatát használják a gyakorlatban, az alapelvek azonban nem különböznek az eddigiektől (pl. mágneses elven működő hitelkártyák, személyazonosító mágneskártyák, stb.). Valamennyi perifériális beolvasó készülék eddig nem említett fontos problémája a hibakorlátozás, hibajavítás, hiszen az egyszerűbb változatokban olcsóbb anyagokat, megoldásokat használnak, ami a hibalehetőséget növeli. A hibakorlátozás elveivel az előzőekben már foglalkoztunk; a "hasznos" információt hordozó bitekhez adott járulékos, redundáns kiegészítésekkel (paritás ellenőrzés, CRC, stb.) a lehető legkisebbre csökkentik a beolvasás hibáját.

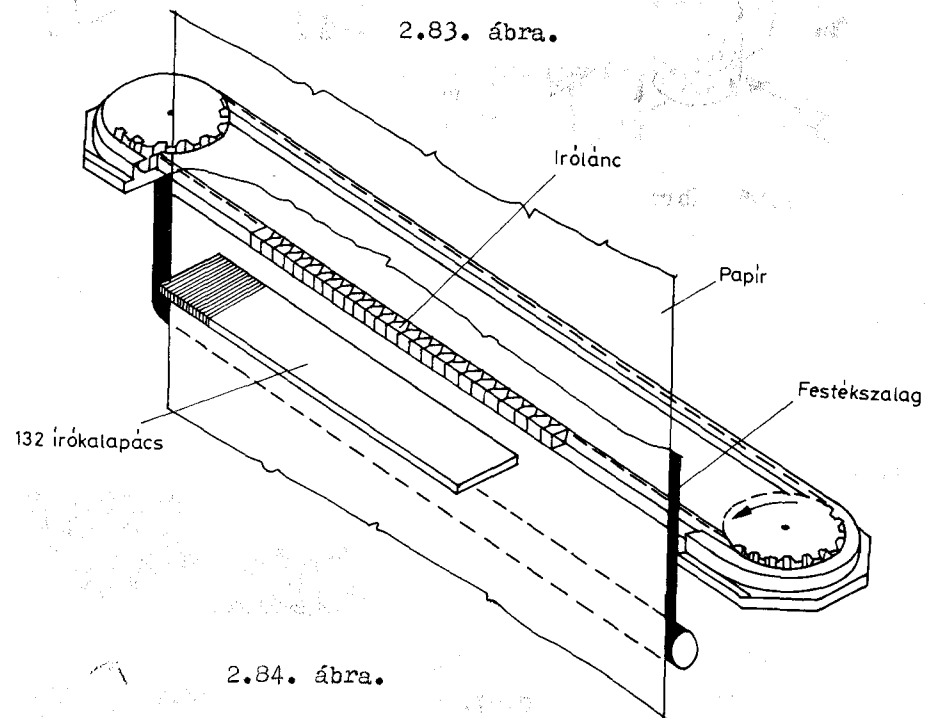
2.4.5. Nyomtatók

Digitális információt jelképező számok, betűk (karakterek) vizuális megjelenítéséhez rendelkezésre álló eszközök közül néhány jellemző típusal (számkijelzőkkel, alfanumerikus

megjelenítővel, CRT-vel) már foglalkoztunk az eddigiekben. Mindegyik említett típus nagy hibája, hogy nem ad írásos (rajzos) "dokumentumot" (hard copy-t), amelyet bármikor tanulmányozni, kiértékelni lehetne az információt adó gép jelenléte, használata nélkül.

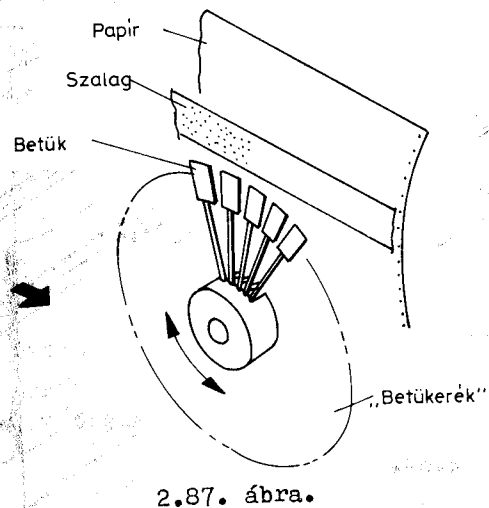
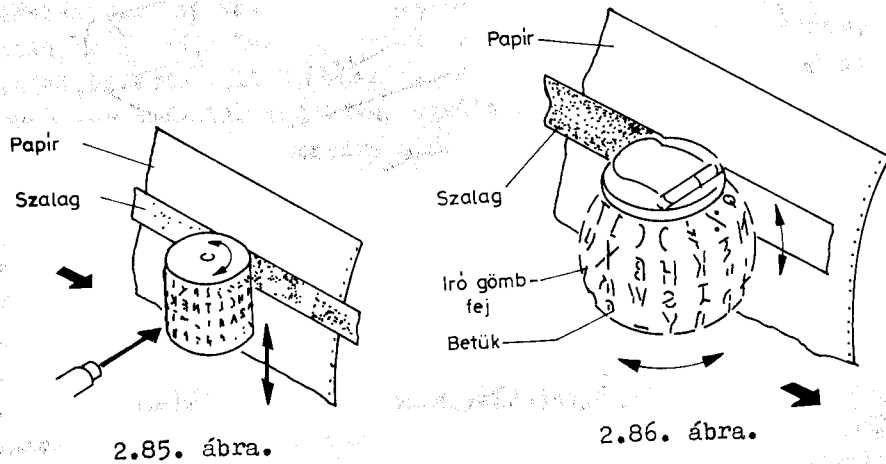


2.83. ábra.

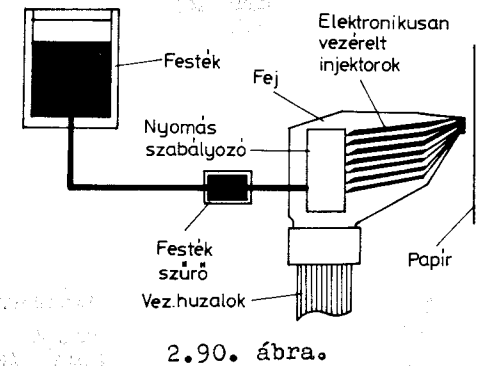
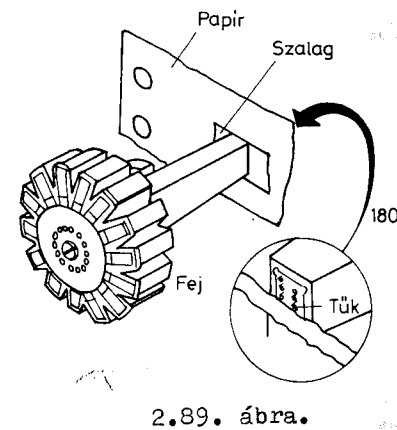
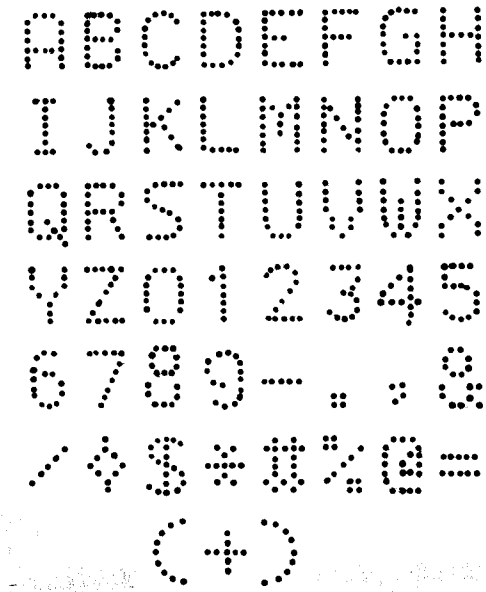


2.84. ábra.

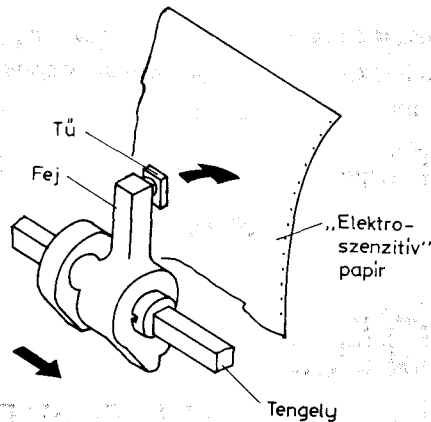
A karaktereket papírra (esetleg különleges: hőérzékeny, fémezett, stb. papírra) rögzítő nyomtatók néhány jellemző típusát mutatjuk be. A dob rendszerű nyomtatók (2.83. ábra) vagy a láncrendszerű nyomtatók (2.84. ábra) főleg a nagy számítógépek gyors, de drága és terjedelmes adatkiviteli eszközei. A hengerfejes (2.85. ábra), a gömbfejes (2.86. ábra) és a betűkeres (2.87. ábra) "kiíró" az írógéphez hasonló mechanikai felépítésű, elektronikusan vezérelhető, kisebb gépekhez már inkább alkalmas változat. Szintén a mikrogépes rendszerek előszeretettel alkalmazott nyomtatói a különféle rendszerű mátrix nyomtatók, amelyek a karaktereket 5 x 7 ... 16 x 16 kép-elemből állítják össze (2.88. ábra). A megfelelő



képpontok papírra vitelésének elve nagyon sokféle lehet, pl.: tü-sorok vagy oszlopok ütik a karakter sorainak, ill. oszlopainak pontjait a papírra egy karbon-szalag ("írógép-szalag") segítségével (2.89. ábra), vagy éppen kis "rakétákat" helyeznek el a mátrix-pontokba, amelyekkel vezérelhetően a papírra lövellik az író-festéket ("ink-jet" printer, 2.90. ábra). Elterjedtek a szikra-írók is, amelyekhez rendszerint vékony fémréteggel bevont papír szükséges. A mátrix türe, vagy egy tel-

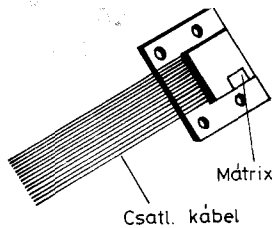


jes sorban elhelyezett tű sorozat kiválasztott elemeire megfelelően nagy feszültséget kapcsolva a fémzés a kis szikra helyén leég, és ezekben a pontokban látható lesz a fémzés alatti fekete réteg. A "kép" ezekből a fekete pontokból alakul ki (2.91. ábra).

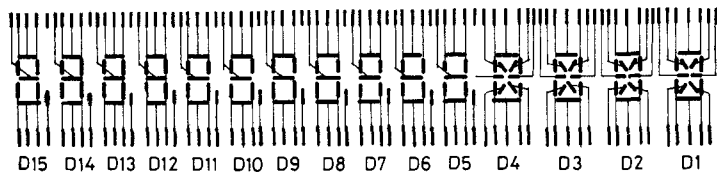


2.91. ábra.

A hőnyomtató igen egyszerű kivitelű, kezelése, vezérlése is egyszerű, ezért kis rendszerekben az egyik leggyakrabban használt fajta. Hátránya, hogy hőérzékeny papír szükséges hozzá; a hőnyomtató fej szigetelő alapon elhelyezett ellenállás-szegmenseket, ill. mátrix pontokat tartalmaz, ezek felmelegi-



2.92. ábra.



2.93. ábra.

tésével tehető láthatóvá a karakterek. A melegítő áram nagysága, impulzusszélessége, kitöltése szigorúan betartandó, máskülönben a szegmensek elégnék! A hőnyomtató (thermal printer) fejeket gyártják "egységenkénti" kivitelben, gyakran tranzisztor meghajtókkal egybeintegrálva (pl. TEXAS EPN 2300, l. a 2.92. ábrán), valamint közös alap lemezen több karakteres (számjegyes) kivitelben (2.93. ábra). Kisméretű, nem nagy karakterszámú (8...16) nyomtatókat árusítanak alkatrészeként (fej, mechanika, stb.), vagy "félíg készen", tokozatlanul, "kilogó vezetékekkel", un. OEM (Original Equipment Manufacturer) kivitelben, amelyeket mi építünk be valamely készülékbe, elkészítve hozzá a szükséges hardware-t és software-t, végül kaphatók "kész" nyomtatók önálló egységként, valamilyen szabvány szerinti illesztéssel.

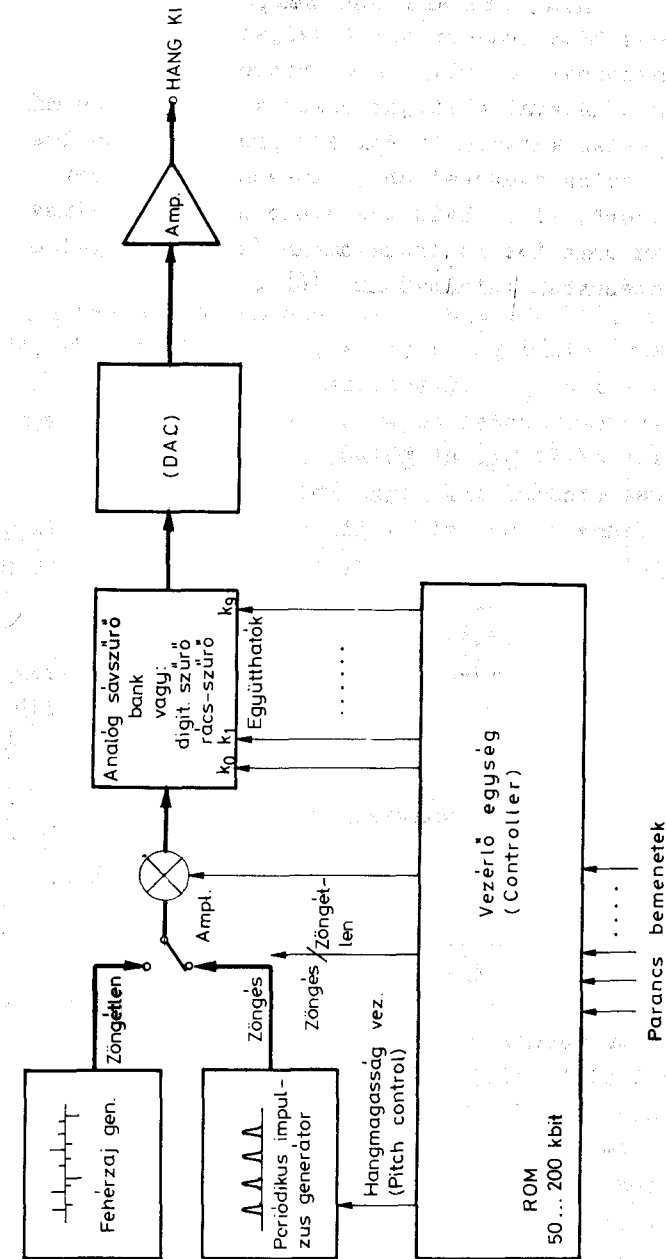
2.4.6. Adatkivitel szintetizált emberi beszéddel

Nem ritka ma már, hogy valamely berendezés emberi beszéddel közli az eredményeket, figyelmeztetéseket, stb. A "beszélő" számítógép-terminálok és a néhány szavas választ adó "intelligens" berendezéseken kívül viszonylag olcsón kaphatók hétköznapi életben felhasználható beszélő eszközök, vagy akár játékszerek (pl. karórák, amelyek szóban közlik az időt, gépjármű-műszerek, amelyek figyelmeztetnek, utasításokat adnak, vagy éppen helyesírást és kiejtést tanító "Speak and Spell" játékok). Ezekben a készülékekben természetesen nem magnetofon kelti a hangot, hanem egy elektronika. Érdekes tehát a beszéd szintézisnek legalább az alapelveit áttekintnünk.

Logikusnak látszik, hogy a mesterséges beszéd előállítására úgy történhet, hogy a "szótárunkba" felvett szavaknak, szókapcsolatoknak megfelelő jel-idő függvényt megfelelően sűrű mintavételezéssel digitalizáljuk, és ezeket a digitális mintákat tároljuk egy fix tárolóban (ROM-ban) a beszéd előállításakor pedig a ROM-ot megfelelően címezve "lehívjuk" a kívánt szót, szókapcsolatot, az így kapott digitális jelet analóggá alakítjuk, majd erősítőn keresztül hangszóróra adjuk. Könnyű belátni, hogy az ehhez szükséges memória kapacitás igény reménytelenül nagy (kb. 3 kHz-es beszéd sáv szélességet feltételezve sza-

vanként kb. 50...100 kbit! - és ebben a "hangsúly" információ nincs is benne) - már kb. 10 szavas "szókincshez" is 0,5...1 Mbit-nél nagyobb ROM-tartalom szükséges (a mai játékszerek már több száz szót "tudnak").

Az "egyeses módszer" helyett inkább olyat választanak, amellyel a beszéd spektrum-jellemzőit rögzítik és ennek alapján szintetizálják a beszédet. E jellemzők időben sokkal lassabban változnak és ritkábbak is a szélső értékek, ezért sokkal kisebb bit-sűrűség szükséges a digitalizáláshoz és tároláshoz. Legismertebb és legolcsóbb módszer az ún. LPC (Linear Predictive Coding = lineáris "jósló" kódolás). Ennél lényegében az ember hangképző szerveinek működését utánozzák le elektronikus szintetizálással. A közelítő és egyszerűsített tömbvázlatot a 2.94. ábra mutatja. A periódikus impulzus generátor adja az alapot a zöngés hangoknak, "helyettesítve" a hangszálakat. A hangmagasság (hangsúly, ill. férfi-női hang előállítása érdekében) változtatható a "pitch control"-lal. Álvéletlen zajgenerátor állítja elő a zöngétlen hangok "sustorgását". Ezek után egy amplitudó szabályozó következik (igazság szerint egy súlyozott összegező, amely a két generátor jelét a kívánt hangnak megfelelően szuperponálja). A szintetizátor alapvetően lényeges része az ún. LATTICE-FILTER, rács-szűrő, amely egy igen összetett analóg vagy digitális szűrő. Ez "utánozza le" a lényeges hangképző szervek (szájüreg, nyelv, fogak, ajkak, stb.) szelektív, különböző hangtartományokat szelektíven és változtathatóan átteresztő jellegét. A szűrő vezérlése kb. 10 "paraméter vezérlő" bemenettel történik. A szűrő-együtthatókat a vezérlő egység - természetesen a kiadni kívánt hangtól függően - kb. 20 ms-ként "cseréli" (egy-egy alkalommal általában csak néhányat). Ennek alapján érthető, hogy a rendszerben lévő ROM-nak miért nem kell olyan nagy tároló kapacitásnak lennie, mint az "egyeses" tárolásnál. Ha a rács-szűrő digitális, akkor még egy digitál-analóg konverter közbeiktatásával; ha analóg, akkor közvetlenül kerülhet a kimeneti erősítőre az előállított hangjel. A vezérlő egységhez csatlakozik a már említett ROM, amely a hang-kapcsolatokhoz rendelt paramétereket (hangmagasság, zöngés-zöngétlen, amplitudó, szűrő-paraméterek) tárolja. A tömbvázlatnak megfelelő áramkör hozható



2.94. ábra.

létre pl. a TEXAS TMC 0280 (synthesizer), a TMC 0270 (controller) és a TMC 0350 (ROM) LSI áramkörökkel, vagy például az SC-01 egy chip-es CMOS áramkörrel. A teljes rendszert általában mikroprocesszorral vezérlik és mikroprocesszoros fejlesztő rendszer felhasználásával állítják össze a szótárt. Ma már több gyár készít egyetlen kártyán felépített programozható beszéd szintetizátort ("voice synthesizer", "speech synthesizer", vagy pedig "voice coder", ill. rövidítve "vocoder", stb. elnevezéssel). További információt az irodalomban és gyártmány-ismeretőkben, hirdetésekben találhatunk [6].

3. KAPCSOLAT AZ ANALÓG RENDSZEREKKEL

Ebben a részben azokkal az eszközökkel, elektronikus megoldásokkal foglalkozunk, amelyek digitális áramköröket tartalmaznak, irányításukat, vezérlésüket digitális egységek végzik, de analóg rendszerekkel is kapcsolatban vannak. Ez a kategória képezi az "átmenetet az analóg és digitális elektronika között", nem sorolható külön-külön egyik kategóriába sem. A digitál-analóg átalakítók bemenete digitális, és az ennek megfelelő analóg jelet állítják elő a kimenetükön, az analóg-digitál átalakítók a bemenetükre adott analóg jel-érték digitális ekvivalensét állítják elő kimeneti jelként. E feladatok megvalósításához különféle kiegészítő elemekre is szükség van, ezeket is áttekintjük ebben a részben.

3.1. A DIGITÁL-ANALÓG ÁTALAKÍTÓ (DAC)

3.1.1. A digitál-analóg átalakító feladata, jellemzői

Az elektronikus digitál-analóg konverter (DAC = Digital Analog Converter) feladata, hogy a digitális bemeneteire érkező "D" bemeneti számadatnak megfelelő "A" analóg jelet (általában feszültséget vagy áramot) állítson elő. A működéshez szükséges egy, az alapegységet, léptéket meghatározó referencia, "R" (amely rendszerint egy nagyon pontos vagy legalábbis annak tekintett feszültségforrás). Ez adja egyben a kimeneti jel legnagyobb értékét, a végkitérést (Full Scale, F.S.). A

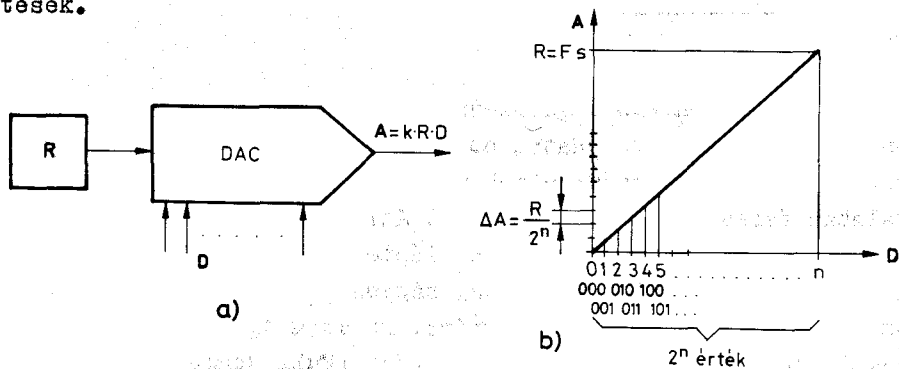
DAC ennek megfelelő funkcionális vázlatát a 3.1a ábra mutatja. A működést egyszerűsített transzfer karakterisztika szemlélteti. E karakterisztika a bemeneti D számértékekhez rendelt kimeneti A értékeket adja meg ideális esetre: a bemeneti számértékek egymás utáni, azonos értékű növelésével a kimeneti jel mindig azonos értékkel nő: a számértékekhez tartozó analóg jelértéket jelképező vonalak végpontjai egy egyenesen vannak (D és A között az összefüggés lineáris). Az egyenes végpontjai ideális esetben az origóban, ill. a legnagyobb számértékhez tartozó R pontban vannak. Az előállítható analóg jelértékek száma n bit esetén maximum:

$$N = 2^n$$

(bináris kód esetén). Az analóg jel előállítása annál pontosabb, minél több számjegyre építjük ki az átalakítót, minél több vonalból áll a karakterisztika. A legkisebb, "elemi" "lépcső" az analóg jelben:

$$\Delta A = \frac{R}{2^n}$$

A bitek számát felbontásnak szokás nevezni. Minél nagyobb a felbontás, annál "finomabb" a kvantálás, annál pontosabb az analóg jel előállítása. A bit szám növelésével viszont az áramkörü megvalósítás lesz bonyolultabb és drágább. Szokásos és kapható DAC-ok általános célra kis pontosság igény esetén 8 bitek (256 lépcső), a pontosabbak 10...12 bitek (1024, ill. 4096 lépcsővel), a nagy precizitású rendszerekben 14...16 bitek.



3.1. ábra.

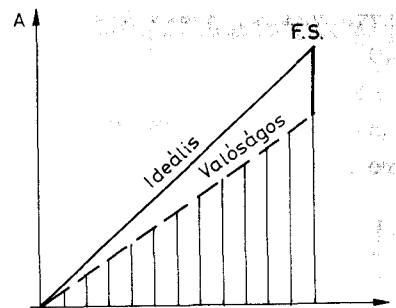
Az elvi transzfer karakterisztikától a valóságos átalakítók karakterisztikája mindig eltér; azt, hogy milyen mértékben, a statikus pontossági jellemzők mutatják meg. Ezeket az adatlapokon közlik - sok más jellemző mellett. Röviden foglaljuk össze a leggyakrabban megtalálható DAC specifikációkat:

1. DC jellemzők:

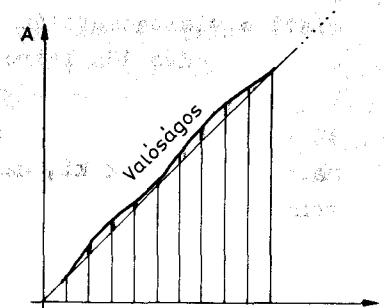
Felbontás: Bit szám (n), esetenként a lehetséges állapotok számát, 2^n -et adják meg. Pontos tudunk, hogy a felbontásból, ill. a lehetséges állapotok számából nem következik egyértelműen a pontosság: pl. egy 10 bites (1024 állapot) átalakító nem szükségszerűen 1 %-os pontosságú! Számos olyan hibaforrás van, amely ezt az elvi hibát növeli (l. a továbbiakat!).

Erősítés hiba (Gain Error, Scale Factor Error, 3.2. ábra):

Lényegében a transzfer karakterisztika irántangens hibája: a végkitérésnek megfelelő digitális kód hatására nem pontosan végkitérésnyi feszültség vagy áram áll elő. A valóságos és az elvi végkitérés maximális eltérését szokás megadni ("% of FSR" = a végkitérés %-ában, de kifejezhetik egységnyi lépcsőben, LSB-ben is). A legtöbb típus erősítése utólag finoman beállítható.



3.2. ábra.



3.3. ábra.

Az erősítés hiba hőfokgyűtthetősége (Gain Error Tempco): Az előbbi definíció szerinti "erősítés" 1 °C hőmérsékletváltozás okozta relatív eltérése (a végkitérésre vonatkoztatva, rendszerint ppm of FSR/°C-ban, ppm = part per million, milliommodrész - esetleg legkisebb "lépcsőben", LSB-ben kifejezve, fokenként).

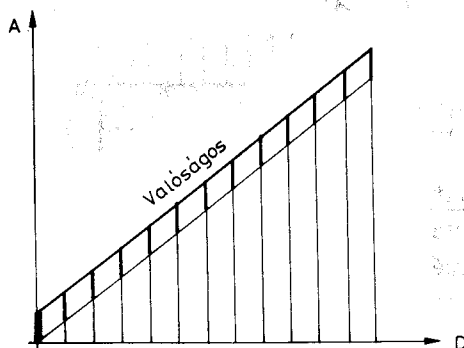
Nemlinearitás (nonlinearity), vagy linearitás hiba (linearity error, 3.3. ábra): azt adja meg, hogy a transzfer karakterisztika függőlegesei maximálisan mennyire térnek el az ideális "burkoló" egyenestől - a végkitérésre vonatkoztatva (% of FSR, esetleg LSB-ben).

A nemlinearitás hiba hőfokgyűtthetősége (Nonlinearity Tempco): az előbb definiált nemlinearitás 1°C hőmérsékletváltozás okozta relatív megváltozása (ppm of FSR/ $^{\circ}\text{C}$, vagy LSB/ $^{\circ}\text{C}$).

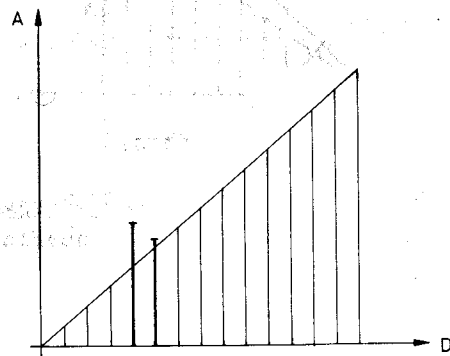
Offset hiba (Offset Error, 3.4. ábra): A zérus bemeneti kódhoz tartozó kimeneti analóg jel (feszültség vagy áram) - rendszerint közvetlenül mV-ban vagy μA -ben, vagy pedig a végkitérésre vonatkoztatva.

Offset drift: Az offset feszültség vagy áram 1°C -ra bekövetkező megváltozása (pl. $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$).

Monotonicitás (Monotonicity): előfordulhat, hogy egy adott bemeneti kód után következő, eggyel nagyobb értékű bemeneti kód esetén, a kimeneti analóg jel nem növekszik, hanem csökken (3.5. ábra). Ez gyakran igen nagy problémát okoz a digitál-analóg átalakítót tartalmazó szabályozó, negatív visszacsatolt rendszerekben, mivel a "negatív dinamikus ellenállásu" karakterisztika-szakasz miatt a visszacsatolás pozitívvá válik, ezért oszcilláció, gerjedés jön létre. A DAC típusokhoz megadják azt a bit számot, amelyre nézve az átalakító még monoton (pl. 12 bites DAC 10 bit-re monoton), vagyis olyan ritka vonalakat jelölnek ki, amelyekre már biztosan teljesül a monotonicitás.



3.4. ábra.



3.5. ábra.

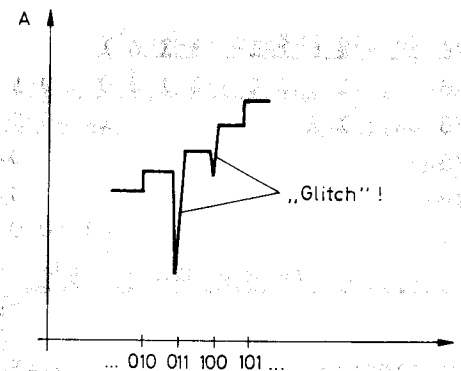
2. AC jellemzők:

A kimeneti jel beállási ideje (Output Settling Time): az az idő, amely a bemeneti kód megváltozásának pillanatától addig telik el, amíg a kimeneti jel az új értékre $1/2$ LSB-n belül beáll (rendszerint a bemeneti jel 0-tól végkitérésig történő megváltozásához adják meg). Ez az adat a DAC-ok egyik legfontosabb jellemzője: ez mondja meg, hogy egy adott rendszerű átalakító sebessége megfelel-e valamely feladathoz! A "gyorsabb" DAC-ok általában kisebb pontosságúak, és általában drágábbak is.

Kimeneti kapacitás (Output Capacitance), feszültség kimenetű átalakítónál kimeneti ellenállás: a kimenetnek, mint generátornak a belső impedanciája a csatlakozó elektronika dinamikus jellemzőinek meghatározásához fontos.

Kimeneti zaj (Output noise): általában az ekvivalens zaj ellenállást adják meg, azt az értéket, amely ugyanakkora Johnson zajt okoz, mint amekkora a DAC kimenetén jelenik meg.

Tranziens zaj ("Glitch"): ez a jellemző, amiről a katalógusok legtöbbször hallgatnak. A bemeneti számjel változtatásakor egyes rendszerek esetenként meglehetősen nagy amplitudójú tranziens után adják ki az új szintet (3.6. ábra). (Gondoljuk el, hogy pl. egy grafikus display DA átalakítójának ilyen "glitch"-e milyen zavaros, "firkált" képet ad!) Ha netalán valamely átalakító tranziens mentes, akkor adatlapjának fejlécén hirdetik, hogy "GLITCH FREE!".



3.6. ábra.

3. Egyéb, az üzemeltetés szempontjából fontos jellemzők:

A digitális bemenetek "log0" és "log1" szintje (feszültség és hozzátartozó áramok)

A digitális bemenet kódja

a) Legtöbbször bináris: ha előjeles bináris bemeneti jelet is át tud alakítani, akkor rendszerint táblázatosan adják meg a bemeneti kódot, kapcsolási rajzzal, alkalmazási példával együtt. A DAC-okat vezérlő előjeles bináris kódokat a 3.1. táblázatban foglaljuk össze 4 bit-re (a valóságban természetesen több bitről van szó).

3.1. táblázat

	Decimális tört rész		Előjel-nagyság	2-es Komplementens	Offset Bináris	1-es Komplementens
	Pozitív Referencia	Negatív Referencia				
+7	+7/8	-7/8	0 1 1 1	0 1 1 1	1 1 1 1	0 1 1 1
+6	+6/8	-6/8	0 1 1 0	0 1 1 0	1 1 1 0	0 1 1 0
+5	+5/8	-5/8	0 1 0 1	0 1 0 1	1 1 0 1	0 1 0 1
+4	+4/8	-4/8	0 1 0 0	0 1 0 0	1 1 0 0	0 1 0 0
+3	+3/8	-3/8	0 0 1 1	0 0 1 1	1 0 1 1	0 0 1 1
+2	+2/8	-2/8	0 0 1 0	0 0 1 0	1 0 1 0	0 0 1 0
+1	+1/8	-1/8	0 0 0 1	0 0 0 1	1 0 0 1	0 0 0 1
0	0+	0-	0 0 0 0	0 0 0 0	1 0 0 0	0 0 0 0
0	0-	0+	1 0 0 0	(0 0 0 0)	(1 0 0 0)	1 1 1 1
-1	-1/8	+1/8	1 0 0 1	1 1 1 1	0 1 1 1	1 1 1 0
-2	-2/8	+2/8	1 0 1 0	1 1 1 0	0 1 1 0	1 1 0 1
-3	-3/8	+3/8	1 0 1 1	1 1 0 1	0 1 0 1	1 1 0 0
-4	-4/8	+4/8	1 1 0 0	1 1 0 0	0 1 0 0	1 0 1 1
-5	-5/8	+5/8	1 1 0 1	1 0 1 1	0 0 1 1	1 0 1 0
-6	-6/8	+6/8	1 1 1 0	1 0 1 0	0 0 1 0	1 0 0 1
-7	-7/8	+7/8	1 1 1 1	1 0 0 1	0 0 0 1	1 0 0 0
-8	-8/8	+8/8		(1 0 0 0)	(0 0 0 0)	

Ezekkel a digitális technika I. részében már foglalkoztunk. Érdemes megjegyezni, hogy az átalakítók gyakran komplementer bináris (Complementer Binary, CBI) kódban működnek, ami azt jelenti, hogy a táblázatban lévő 0-ák

és 1-ek szerepet cserélnek, azaz "negatív logikával" való vezérlést igényelnek. Magyarázata: a "tényleges" DAC után rendszerint invertáló műveleti erősítő van, ami minden polaritást ellentétesre fordít, ennek korrigálásához szükséges a "teljes mértékben negált" vezérlés.

b) Decimális bemenetű átalakító esetén feltüntetik a digittek (BCD jegyek) vagy a bitek számát.

Referencia feszültség

A feszültség igényen kívül megadják a referencia-forrást terhelő ellenállást. "Szorzó DAC" esetében a referencia feszültség tartományát adják meg. Vannak integrált átalakítók, amelyek belső referencia-forrást is tartalmaznak, ebben az esetben megadják annak feszültségértékét és driftjét ("tempco"-ját).

További katalógus adatok:

Tápfeszültség igény, teljesítmény (áram) fogyasztás az egyes tápforrásokból.

Tápfeszültség érzékenység (táp-elnomás): 1 V tápfeszültség változás hány ppm kimeneti jelváltozást okoz a végkitérésre vonatkoztatva.

Működési hőmérséklet tartomány.

Tárolási hőmérséklet.

Tokozás, esetleg huzalozási javaslatok, szabályok.

3.1.2. Átalakítási elvek és az áramköri megvalósítás elvei

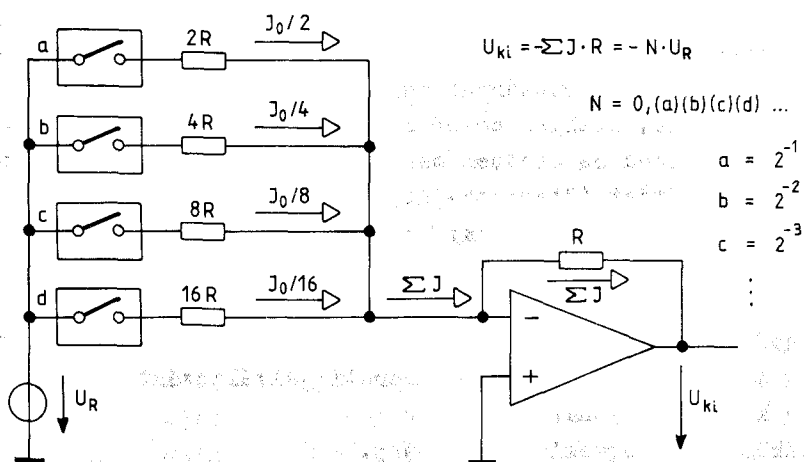
Közvetlen átalakítással működő DAC-ok

Az ilyen típusú átalakítók analóg kimeneti jele a digitális bemenetekkel vezérelt osztás, erősítés útján közvetlenül jön létre, nem iktatunk közbe más egyéb mennyiségeket (időt, frekvenciát) a digitális jel fogadásakor, analógra történő "lefordításakor".

A működés lehet párhuzamos és lehet soros. Párhuzamos működéskor a párhuzamosan rendelkezésre álló digitális jel bit-jei egyidőben fejtik ki hatásukat, a bit számmal egyező ismétlődő alkatrész található bennük. A soros átalakítók alapvető jellemzője, hogy kis számú egység segítségével egymást követő,

ismétlődő ciklusokban a bemeneti adatot bitenként felhasználva hozzák létre fokozatosan a kimeneti jelet. A gyakorlatban szinte kizárólag párhuzamos átalakítókat alkalmaznak a közvetlen kategóriában, így csak ezzel foglalkozunk (a speciálisnak tekintett soros átalakítókról a szakirodalomban [7] tájékozódhatunk).

Az áramösszegezés elvén működő egyszerű átalakítóknak (3.7. ábra) sulyozott ellenállás sorozat van, amely egy vissz-



$$U_{ki} = -\sum J \cdot R = -N \cdot U_R$$

$$N = 0, (a)(b)(c)(d) \dots$$

$$a = 2^{-1}$$

$$b = 2^{-2}$$

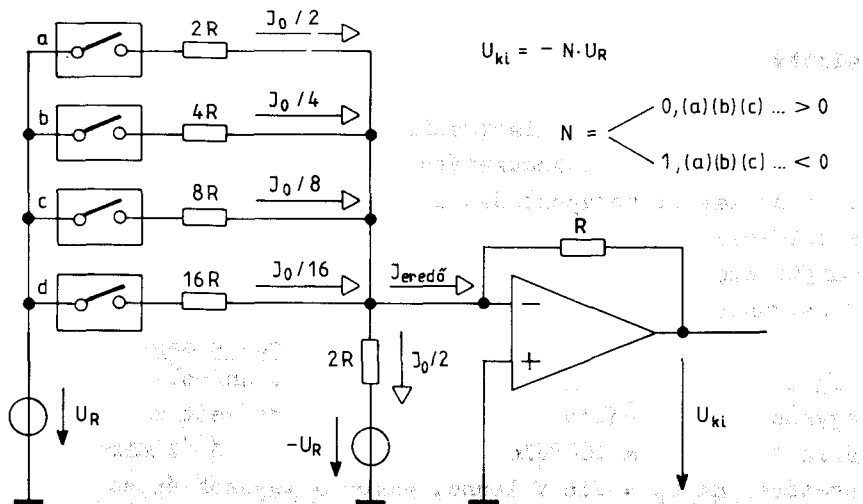
$$c = 2^{-3}$$

a	b	c	d	U_{ki}	
2^{-1}	2^{-2}	2^{-3}	2^{-4}		
1	1	1	1		
1	1	1	1	$U_R - U_R/16$	$= 15 \cdot U_\Delta$
0	1	0	1	$U_R/4 + U_R/16$	$= 5 \cdot U_\Delta$
0	1	0	0	$U_R/4$	$= 4 \cdot U_\Delta$
0	0	1	1	$U_R/8 + U_R/16$	$= 3 \cdot U_\Delta$
0	0	1	0	$U_R/8$	$= 2 \cdot U_\Delta$
0	0	0	1	$U_R/16$	$= 1 \cdot U_\Delta$
0	0	0	0	0 V	$= 0$

3.7. ábra.

szacsatolt műveleti erősítővel kiegészítve összegző kapcsolást alkot. A virtuális nullához csatlakozó ellenállásokat egy-egy kapcsolóval lehet a közös referencia feszültségforráshoz hozzákapcsolni, vagy leválasztani. A kapcsolókat a digitál-analóg átalakító digitális bemenetére érkező jel egy-egy bitje vezérli (logikai 1: bekapcsolás, logikai 0: kikapcsolás). Bináris kódot fogadó átalakító esetében az ellenállás értékeket 2 hatványai szerint súlyozott értékűek, így módon a bekapcsoláskor 2 hatványai szerinti viszonyban álló feszültség-lépcsők keletkeznek a kimeneten, több kapcsoló egyidejű bekapcsolásakor pedig a részfeszültségek szuperponálódnak. Unipoláris, 4 bites egyszerűsített változat kimeneti feszültségeit mutatja a 3.7. ábra táblázata a 16-féle kapcsoló kombináció (bináris kódszó) esetére. Ha $U_R = -16 \text{ V}$ lenne, akkor a lépcsők éppen 1 V-osak lennének, természetesen csak addig, amíg az erősítő kivezelhetőségét el nem érjük. A valóságban U_R szokásos értéke 10 V, 10,24 V, 5 V, és a gyakorlatban az átalakító általában nem 4, hanem 8...14 bit-esek. Bipoláris (pozitív-negatív kimeneti feszültséget előállító) átalakító létrehozásának egyik szokásos módja, hogy az összegezési pontba folyó áramokból $I_0/2$ áramot kivonunk, elvezetünk (általában $-U_R$ -re menő $2R$ ellenállással a 3.8. ábra szerint), ezzel eltoljuk a rendszer nulláját egy fél MSB-nek megfelelő értékkel (l. az ábra táblázatát!). Így "a" lesz az előjel bit, a felbontás továbbra is 16 (általánosságban 2^n) lépcső, az átalakító "offset binary" (eltolt bináris) kódot tud közvetlenül fogadni. Az eltolt bináris kód csak az első, előjel bit-ben tér el a 2-es komplementstől, ezért ez utóbbira való áttérés "a" invertálásával egyszerűen végrehajtható.

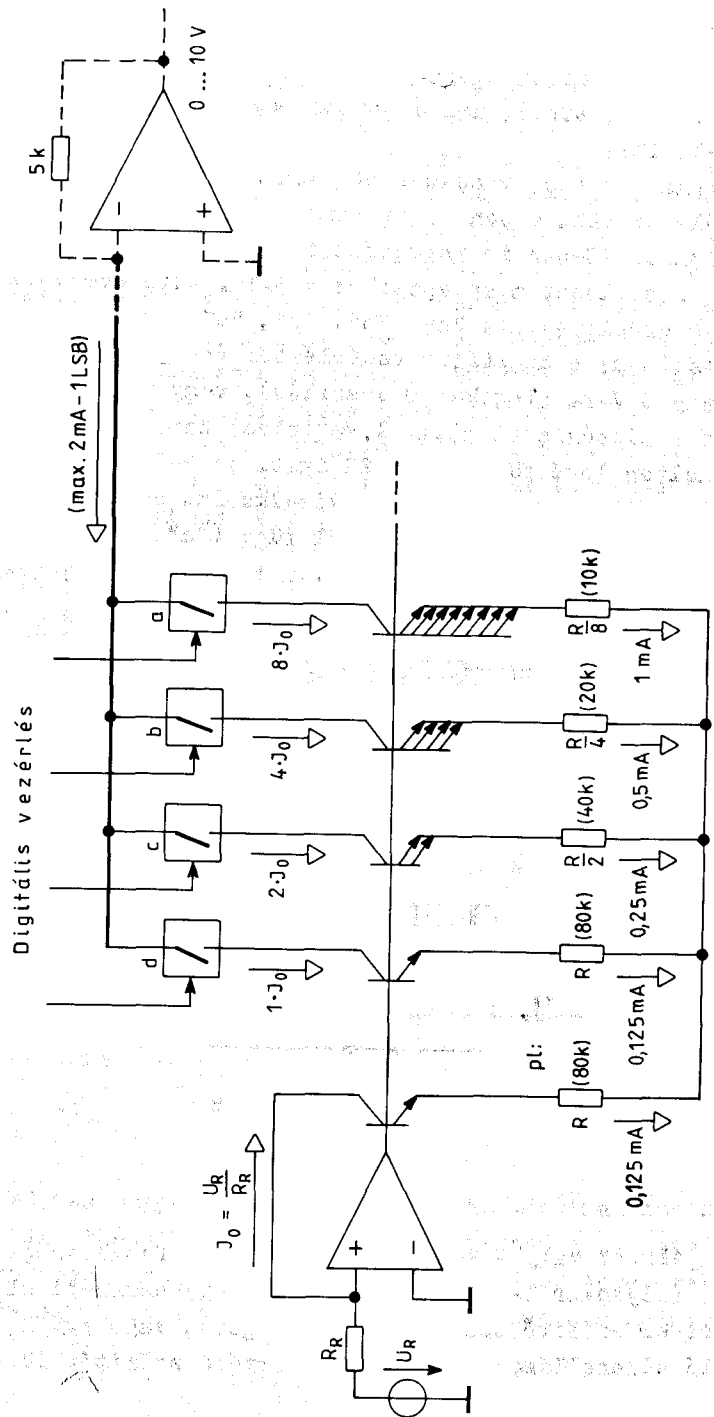
Az áramösszegezés elvén működő átalakítóknak másik változata a súlyozott áramgenerátoros kapcsolás, amely 2 hatványai szerinti súlyozású párhuzamosan kötött, ki-be kapcsolható áramgenerátorokból áll (egy jellemző változata a 3.9. ábrán látható). Kimenete áram-kimenet, ami sok alkalmazásban előnyös, de műveleti erősítés áram-feszültség átalakítóval feszültség kimenet is előállítható (3.9. ábra szaggatott vonal).



OFFSET BIN.

a	b	c	d	U_{ki}
1	1	1	1	$J_0/4 + J_0/8 + J_0/16 = 7 \frac{J_0}{16} = +7 U_{\Delta}$
1	1	1	0	$= +6 U_{\Delta}$
1	1	0	1	$= +5 U_{\Delta}$
1	1	0	0	$= +4 U_{\Delta}$
1	0	1	1	$= +3 U_{\Delta}$
1	0	1	0	$= +2 U_{\Delta}$
1	0	0	1	$= +1 U_{\Delta}$
1	0	0	0	$= 0$
0	1	1	1	$= -1 U_{\Delta}$
0	1	1	0	$= -2 U_{\Delta}$
0	1	0	1	$= -3 U_{\Delta}$
0	1	0	0	$= -4 U_{\Delta}$
0	0	1	1	$= -5 U_{\Delta}$
0	0	1	0	$= -6 U_{\Delta}$
0	0	0	1	$= -7 U_{\Delta}$
0	0	0	0	$(-J_0/2)R = -U_R/2 = -8 \cdot \frac{U_R}{16} = -8 U_{\Delta}$

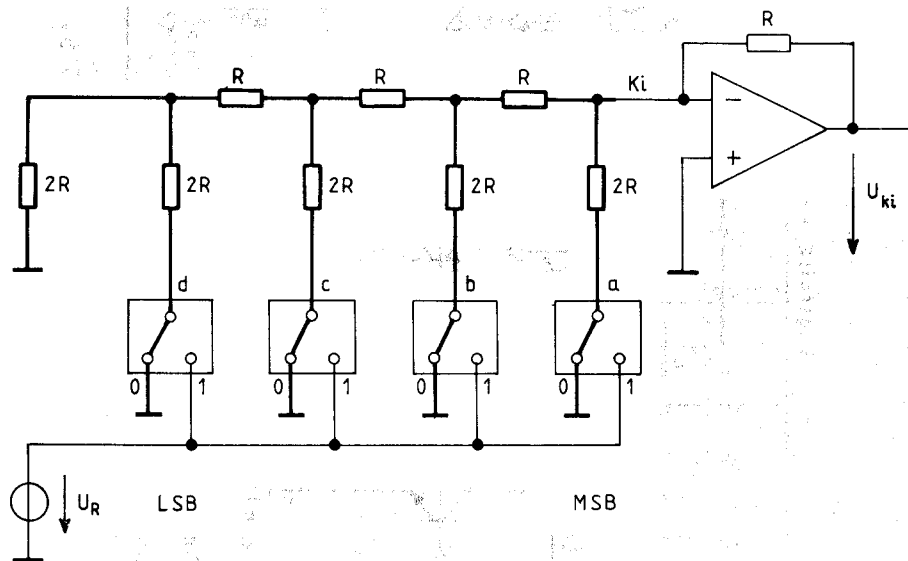
3.8. ábra.



3.9. ábra.

Az áramösszegezés elvén működő átalakítók hátránya, - egyszerűségük mellett - hogy a súlyozott áramokat meghatározó ellenállás sorozat értéktartománya igen széles (10 bitnél 1:1024, 12 bitnél 1:4096, stb.), ami a pontos megvalósítást, integrálást megnehezíti.

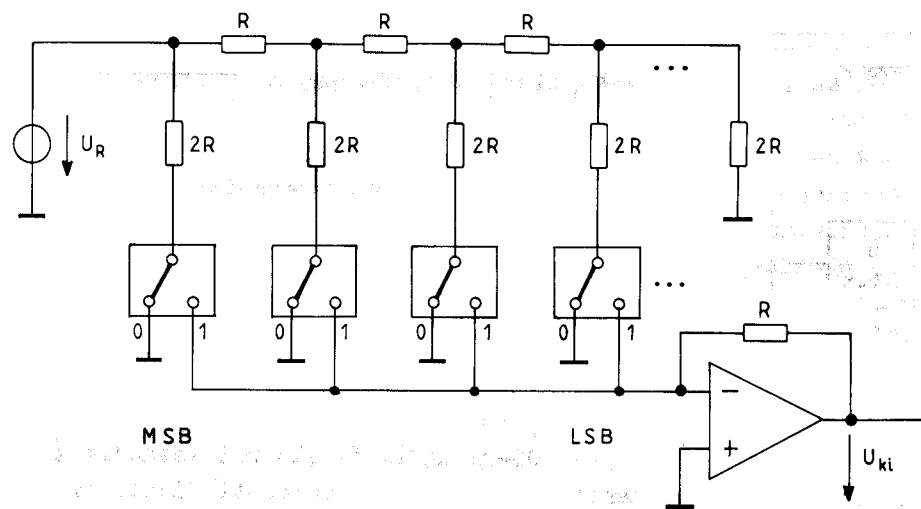
A létrahálózatos, rendszerint R-2R hálózatos átalakító csak kétféle értékű, éppen ezért pontosabban gyártható, sőt ma már monolitikus IC-ben is integrálható ellenállás-sorozatot tartalmaz. A szokásos alapkapcsolás a 3.10. ábra szerinti (4 bit-re egyszerűsítve). Az "a", "b", "c", "d" kapcsoló mind-egyike kétállású; a digitális vezérléstől (bemeneti jeltől) függően vagy 0 V-ra (logikai 0 vezérlés), vagy pedig az U_R referencia feszültségre (logikai 1 vezérlés) kapcsolja a megfelelő bit-helyen lévő függőleges 2R ágat. Az R-2R hálózat egy R belső ellenállású generátorként viselkedik, amelynek forrásfeszültsége a kapcsolók állásától függ ("a" bekapcsolásával $U_R/2$, "b" bekapcsolásakor $U_R/4$...a forrásfeszültség).



3.10. ábra.

Kimeneti jelként vagy a keletkező üresjárási feszültséget használhatjuk (ilyenkor 1-szeres erősítésű, nagy bemeneti ellenállású buffer erősítő beiktatása szükséges), vagy egy R visszacsatoló ellenállással ellátott invertáló erősítőt iktatunk

közbe (az R belső ellenállású hálózat és az R-rel visszacsatolt erősítő éppen egy -1-szeres invertáló elrendezést alkot), így a kimeneten az eredeti üresjárási feszültség -1-szerese jelenik meg "feszültség-generátorosan". Ezt a részt a 3.10. ábrán vékony vonallal jelöltük. Érdemes megjegyezni, hogy az integrált változatoknál ezt az ellenállást is előre "beleintegrálják" az áramkörbe, ezzel biztosítják az osztó ellenállások és a visszacsatoló ellenállás együttfutását. Az R-2R hálózatos DA átalakító más változatait is használják: pl. a feszültségkapcsolás helyett az áramkapcsolású üzemmódot a 3.11. ábra szerinti elrendezésben (a reciprocitás elve szerint egy lineáris hálózatban a feszültség generátor és az "árammérő" felcserélhető; az "árammérő" jelen esetben a műveleti erősítő virtuális nulla pontja és a földpont között van). A bipoláris működés (eltolt bináris vagy 2-es komplementes kóddal való vezérlésre) a már ismertetett -1/2 F.S. eltolás segítségével hozható létre az utóbb említett átalakító típusoknál

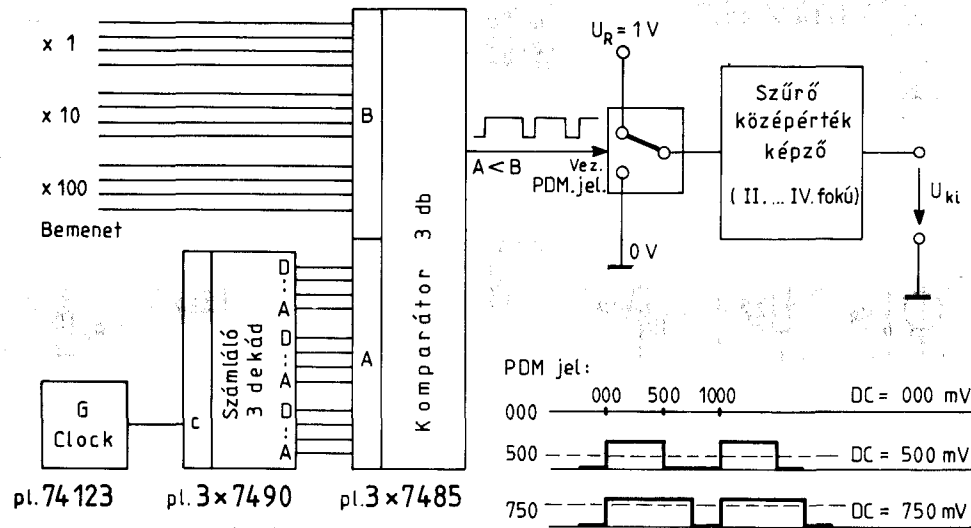


3.11. ábra.

is. Érdemes megjegyezni, hogy a létrahálózatnak nem kell feltétlenül ellenállásokból állnia; váltakozó jelek átalakításakor kondenzátor-létrák, vagy transzformátor tekercsek is felhasználhatók (pl. a digitális hírközlésben használatos CODEC-ekben).

Közvetett átalakítással működő DAC-k

Ezek közül legnagyobb gyakorlati jelentősége a PDM (Pulzus Duration Modulation = Impulzus szélesség moduláció) elvű átalakítóknak van, minden helyre ajánlható, ahol a sebesség nem kritikus. Előnye, hogy a pontos referencia-feszültségen kívül nem igényel pontos áramköri elemet (ellenállás hálózatot, pontos erősítésű erősítőt, stb.)! Hátránya viszont a relatív lassu működés. Egy 3 digités BCD változatra mutat példát a 3.12. ábra. Az impulzus szélesség modulátor részt már felrajzoltuk az 1. fejezetben, az 1.48. ábrán. A számláló számolója (a lehetőleg nagy frekvenciájú) CLOCK jelet, vagyis 000-tól 999-ig folyamatosan növekedő BCD kódot állít elő a kimenetein.

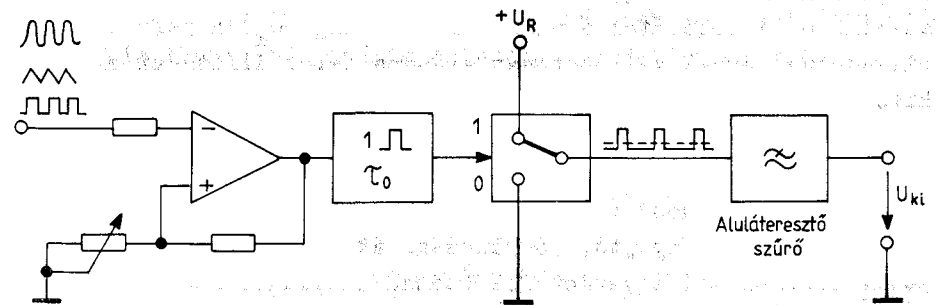


3.12. ábra.

A 999 elérése után újra 000-ra ugrik és előlről kezdődik a ciklus. A számláló kimeneti jele (A) és a bemeneti digitális jel (B) egy digitális komparátorra, összehasonlító áramkörre jut. Amikor a számláló 000-tól kezdve felfelé számol, akkor mindaddig, amíg tartalma, vagyis a komparátor egyik bemenetén lévő A szám el nem éri a bemeneti jelet, vagyis B-t, addig a komparátor A < B kimenetén logikai 1 van jelen. Ha a számláló tartalma elérte B értékét, nem teljesül az A < B feltétel, és a ciklus hátralévő részében ezen a kimeneten log0 áll elő egé-

szen 999-ig. 000-tól újra kezdődik a ciklus, így végeredményben az A < B kimeneten olyan négyszögjel áll elő, amelynek kitöltési tényezője (log1-log0 aránya) ezrelékben éppen egyezik a bemenetre adott számmal (pl. ha a bemenet 000, akkor a négyszögjel konstans log0, ha 500, akkor pontosan 50 %-os a kitöltési tényező, 750-nél 75 %, és így tovább). Ezzel a PDM jellel egy olyan kapcsolót vezérlünk, amely log 1 hatására +1 V-os referencia feszültségre, log 0 hatására 0 V-ra kapcsolódik. Az így keletkezett, szigoruan 1 V amplitudójú, és a bemeneti digitális jellel ezrelékes pontosan egyező kitöltési tényezőjű négyszögjel középértéke éppen annyi ezred volt, azaz éppen annyi mV, amennyi a bemenetre adott BCD szám. Ezt a jelet szűrőn, azaz "középérték képzőn" átvezetve kapjuk meg a digitál-analóg átalakító kimeneti jelét (a pontosság csak a referencia-feszültség pontosságától függ, több nagypontosságú elemre nincs szükség).

A frekvencia-feszültség átalakítókra olyan helyeken van szükség, ahol a jelfrekvenciát tekintik a digitális jelben "információ-hordozónak" (sok "frekvencia kimenetű" érzékelő, távadó van), és az analóg jelet kell visszaállítani. Az F-V konverter (Frequency to Voltage converter) igazság szerint a digitál-analóg konverterek speciális, "szélső" esetének tekinthető. Legfontosabb követelmény, hogy a beérkező jelfrekvencia és a kimeneti DC között adott tartományban szigoruan lineáris összefüggés legyen. A visszaalakítást általában a 3.13. ábrán látható egységekből felépített elektronikával végezzük. A bemeneten hiszterézises komparátor végez jelformálást, és periódusonként indítja a monostabilt, amely pontos



3.13. ábra.

szélességű impulzusokat állít elő a jelfrekvenciától függetlenül. Az analóg kapcsoló feladata, hogy az adott szélességű impulzusok amplitudója is szigorúan meghatározott legyen (a monostabil és a kapcsoló gyakran egyetlen egységet alkot). Mivel az így előállított impulzusok teljesen egyformák, minél nagyobb a jelfrekvencia, annál nagyobb ezek DC középértéke: kétszer akkora jelfrekvenciához kétszer akkora középérték tartozik, a kimeneti feszültség arányos a bemeneti jel frekvenciájával.

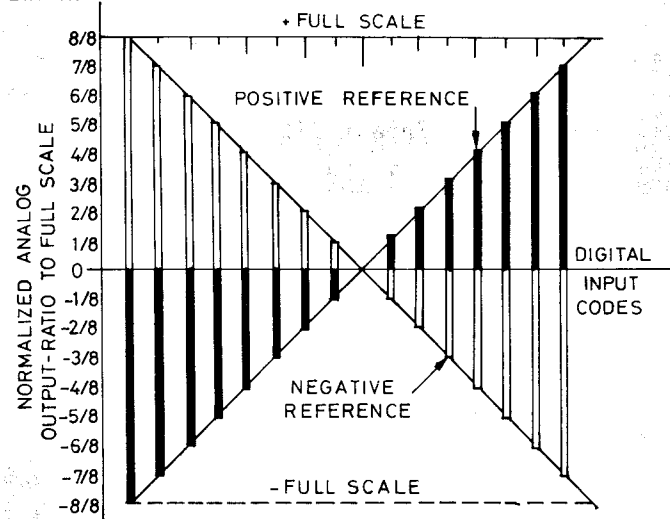
Szorzó átalakítók

Szorzó digitál-analóg átalakító (Multiplying DAC)-ként hirdetik a digitál-analóg átalakítók nagy részét, ezért célszerű ezt a megkülönböztető jelzõt értelmeznünk. A 3.1a ábra működést bemutató vázlatából következik a szorzó funkció lehetősége, mivel

$$A = k \cdot R \cdot D,$$

vagyis a DAC kimenetén a referencia és a digitális jel szorzatával arányos analóg jel keletkezik (k az arányossági tényező, a transzfer karakterisztika meredeksége). Nem biztos azonban, hogy egy adott rendszer képes ezt a szorzást végrehajtani a referencia zérustól maximális értékig való változtatása közben is. Lehet, hogy ez a szorzás csak a referencia egy adott szűk tartományában hajtható végre kielégítő pontossággal, áramköri korlátozások miatt: az analóg kapcsolók nem biztos, hogy egyenletesen, kielégítően működnek a teljes referencia sávban (munkapontfüggők), lehetnek kivezérlési, zaj nemlinearitási, stb. problémák is. A szorzó DAC elnevezés csak azokat az átalakítókat illeti meg, amelyek a referencia minimális (rendszerint 0 V) értékétől a maximális értékig (U_R) a referencia pillanatnyi értékével pontosan arányos jelet állítanak elő a kimenetükön. Amennyiben a referencia feszültség egyféle előjelű lehet, és a DAC csak pozitív szám-kódot fogad, a szorzás egy-negyedes, ha pozitív és negatív szám-kód is megengedett, akkor "két-negyedes" (2 Quadrant, 3.14. ábrán fekete vonalak). A többleteket is nyújtó, jó minőségű átalakítók pozitív és negatív referenciát egyaránt fel tudnak dolgozni. Negatív referencia esetén a kimenet jele csökken, ahogy a bemeneti szám-kód növekszik, a szorzás négy-negyedes (3.14. ábrán nem feketített

1's	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
COMPLEMENT	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
SIGN+	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
MAGNITUDE	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
2's	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
COMPLEMENT	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
OFFSET	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
BINARY	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111



3.14. ábra.

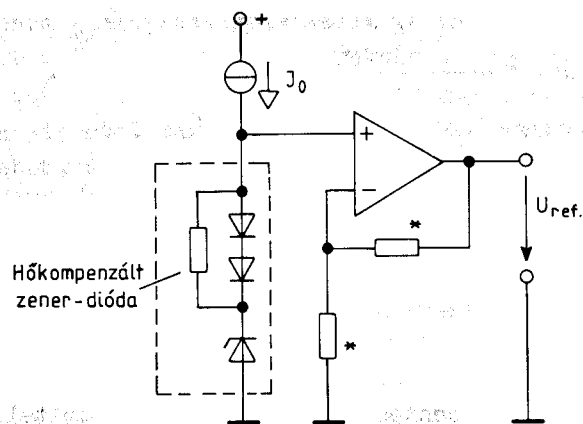
vonalak). A szorzó faktor (digitális mennyiség) természetesen 1-nél mindig kisebb. Ha az ilyen szorzó típusu DAC referencia feszültség bemenetére váltakozó feszültséget adunk, akkor a kimeneti jel időfüggvénye (adott felső határfrekvenciáig) ugyanolyan alakú lesz, mint a referenciáé, de amplitudója a digitális jeltől függően változik, vagyis az áramkör digitálisan vezérelhető osztóként (pontosabban vezérelhető átviteli tényezőjű hálózatként, "digitális potencióméter"-ként) működik.

3.1.3. A típusválasztásra jellemző példák

Arra nem vállalkozhatunk, hogy a világon gyártott összes típust áttekintsük, ezért néhány jellemző példát nézünk meg a digitál-analóg átalakító építőelemekre, az integrált LSI típusokra és a mikroprocesszor-kompatibilis LSI rendszerekre.

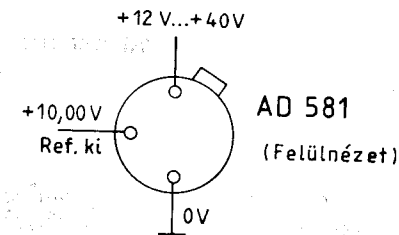
A különálló alkatrészekből felépített átalakítókhöz az R-2R létrahálózat (R-2R Ladder Network) a leggyakrabban felhasznált, készen kapható elem: egyetlen modulban 8...12 bit-es vastagréteg vagy esetleg vékonyréteg technológiával készült egység van. Ilyeneket hazánkban is gyártanak (Videoton, Mikroelektronikai Vállalat ...) A kapcsolókat (akár bipoláris, akár MOS vagy CMOS változatban) nekünk kell felépítenünk.

Feszültség referencia forrás minden DA és AD átalakítóba szükséges (hacsak az LSI változatban nincs készen beleintegrált belső referencia). Erre a célra kaphatók hőkompenzált, nagyon kis TK-ju referencia Zener diódák 6...8 V-os feszültséggel (pl. ITT BZY 24-es típus $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ nagyságrendű hőfok-drifttel). Alkalmazásuknál nehézséget az okoz, hogy táplálásukhoz áramgenerátort kell készítenünk, és a kimenetet - azért, hogy terhelhető legyen - buffer erősítővel kell elválasztanunk (3.15. ábra). Ahhoz, hogy "kerek" értéket kapjunk (pl. 10,000 V-ot), adott erősítésre van szükség, amihez viszont még két



3.15. ábra.

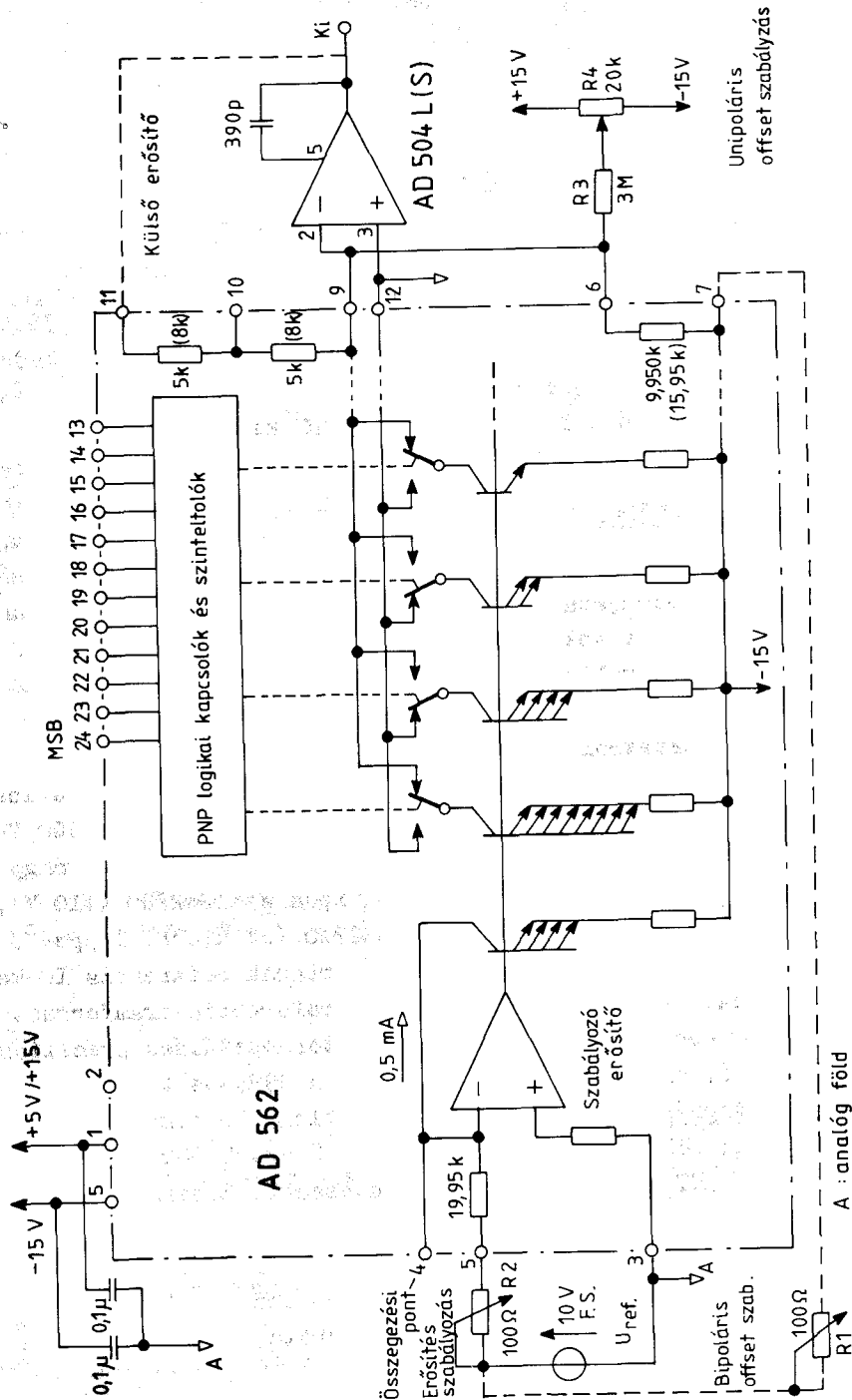
precíziós ellenállást is fel kell használnunk (ha 1000 V-ra van szükségünk, akkor osztót kell építenünk). Emiatt, és az erősítő offset-je miatt a pontosság nagymértékben romolhat! (Megjegyzés: a 3.12. ábra szerinti PDM elvű DAC megépíthető úgy is, hogy ne pontosan 1 V-os referenciát igényeljen: csupán a számláló modulusát kell megváltoztatnunk, a teljes ciklust kell meghosszabbítanunk annyiszorosra, ahány V a referen-



3.16. ábra.

cia feszültség; pl. ha $U_R = 7500\text{mV}$, akkor a számlálónak 7500-ig kell számolnia, azután kell újra 0000-ra ugrania. Így a kapcsolóra közvetlenül, leosztás nélkül vezethetjük a "nyers", nem leosztott referencia feszültséget: a PDM kimeneten 7500 mV amplitudójú négyszögjel áll elő, de a ciklusidő 7,5-szer akkora, így a középpérték továbbra is annyi mV, ahányas bemeneti számot beállítottunk. Ilyen, és ehhez hasonló módszereket nagyon gyakran alkalmazhatunk a referencia-osztó megtakarítására, járulékos hibájának kiküszöbölésére!). Referencia forrás céljára ma már egy tokban lévő hibrid és monolitikus "kerek" feszültségértékű változatok is léteznek. Alkalmazásuk nagyon egyszerű: bekötjük a tápfeszültséget, a földvezetékét, és a harmadik kivezetésről elvezetjük a referencia feszültséget (3.16. ábra). Ilyen "3-pontos" típus például az Analog Devices AD 580, 581. Huzalozással "programozható" 10000 V-ra, 7500 V-ra, 5000 V-ra és 2500 V-ra az AD 584-es típus. Hibrid, igen nagy precíziós (3...10 ppm/ $^{\circ}\text{C}$) 10 V-os típus az AD 2700 (+10 V), 2701 (-10 V), 2702 (± 10 V) és az AD 2710 (ez utóbbi 1 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ hőfok együtthatóju!). Más cégek is gyártanak referencia IC-ket (pl. National: LM 329, LM 134-234-334 referencia áramforrás, LM 336 2,5 V-os, LM 199-299-399 belső termosztálású precíziós referencia és ennek még jobb változata a 3999-es típus, stb.).

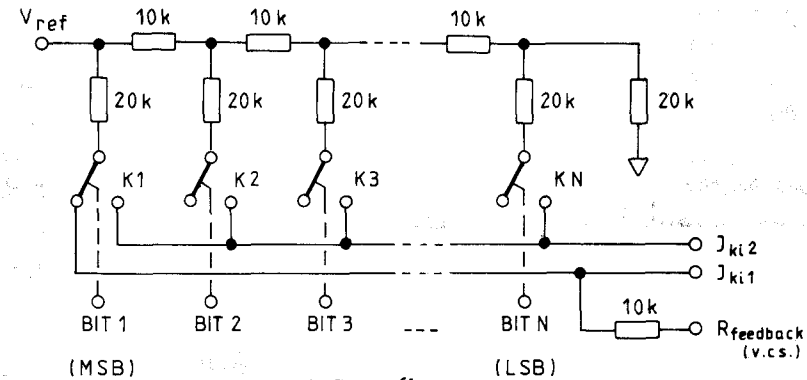
Az integrált DAC-k vagyis az egyetlen DIL tokban vagy hibrid modulban felépített teljes átalakító áramkörök tipuskészlete nagyon bő, a legkülönbözőbb pontossági, sebességi, kiépítettségi kategóriákban. Csupán az Analog Devices 48 különféle típust gyárt kb. 300 féle változatban (az 1982-es katalógus szerint), de sokféle típusa van a Burr-Brown, az Intel, a National Semiconductor, az Intersil, a Motorola, a Plessey, stb.



3.17. ábra.

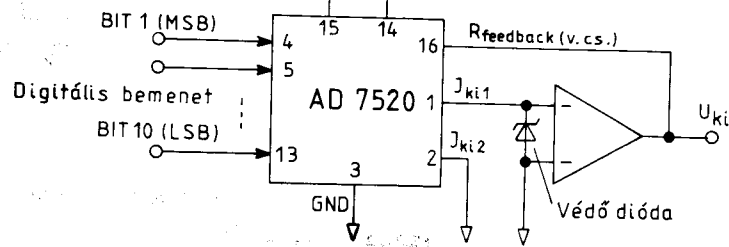
cégeknek is (nemcsak ipari, mérés-technikai, szabályozási, számítástechnikai alkalmazásra, hanem akár TV távvezérlésre, játék irányításra is). Példáinkat az Analog Devices típusai közül választjuk, az ábrákon a katalógusban található eredeti rajzokat, feliratokat, táblázatokat láthatjuk (esetenként magyarázó szöveggel).

Az AD 562 típus áramösszegezés elvén működő, áramgenerátoros, 12 bites DAC, elrendezése a 3.9. ábra szerinti. A benne lévő vékonyréteg (SiCr) ellenállásokat lézer-trimmeléssel (laser-trimming) állítják be pontos értékűre (lézer sugaras vágással csökkentik az ellenállások keresztmetszetét addig, amíg előírt ellenállás értékűek nem lesznek). Visszacatoló ellenállások is vannak benne, így műveleti erősítő kiegészítéssel feszültség kimenetet is lehet készíteni, anélkül, hogy a pontosság romlana (3.17. ábra). Pontossága $\pm 1/2$ LSB-nek megfelelő értéken belül van. Az erősítés TK-ja: $5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. "Párjának", az AD 563-asnak belső referenciája is van, az erősítés TK: $50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Bináris és 3 digitos BCD változatban kapható.



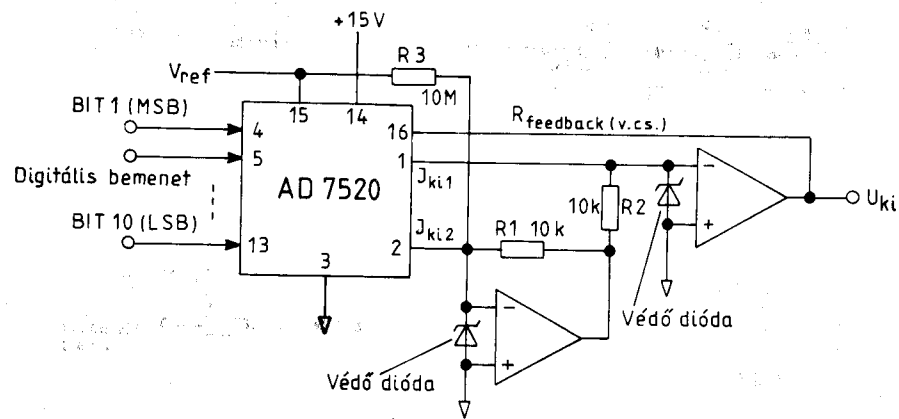
3.18. ábra.

Az AD 7520 (7521) olcsó, univerzális célra készült monolitikus, CMOS szorzó DAC. Az IC az analóg kapcsolókat és a vékonyréteg R-2R létrahálózatot tartalmazza (3.18. ábra). A 7520-as 10 bites, a 7521-es 12 bites felbontású, de nemlinearitása $0,2 \%$, így mindkét típus egyszerűbb változataira csak 8 bit pontosságot (monoton működést) garantálnak! Ez a példa arra, hogy a felbontásból nem következik egyenesen a pontosság. Működtetéséhez külső referencia feszültségre ($+10 \text{ V}$) és (ha feszültség kimenet kell) műveleti erősítőre is szükség van. A



Digitális bemenet	Analog kimenet
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	$-V_{ref}(1 - 2^{-10})$
1 0 0 0 0 0 0 0 0 1	$-V_{ref}(1/2 + 2^{-10})$
1 0 0 0 0 0 0 0 0 0	$-V_{ref} / 2$
0 1 1 1 1 1 1 1 1 1	$-V_{ref}(1/2 - 2^{-10})$
0 0 0 0 0 0 0 0 0 1	$-V_{ref}(2^{-10})$
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0

3.19. ábra.



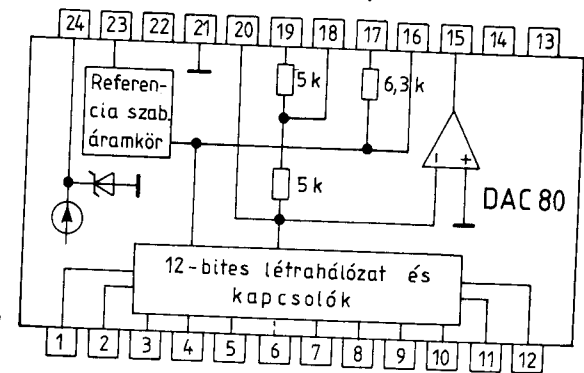
Digitális bemenet	Analog kimenet
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	$-V_{ref}(1 - 2^{-9})$
1 0 0 0 0 0 0 0 0 1	$-V_{ref}(2^{-9})$
1 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0
0 1 1 1 1 1 1 1 1 1	$V_{ref}(2^{-9})$
0 0 0 0 0 0 0 0 0 1	$V_{ref}(1 - 2^{-9})$
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	V_{ref}

3.20. ábra.

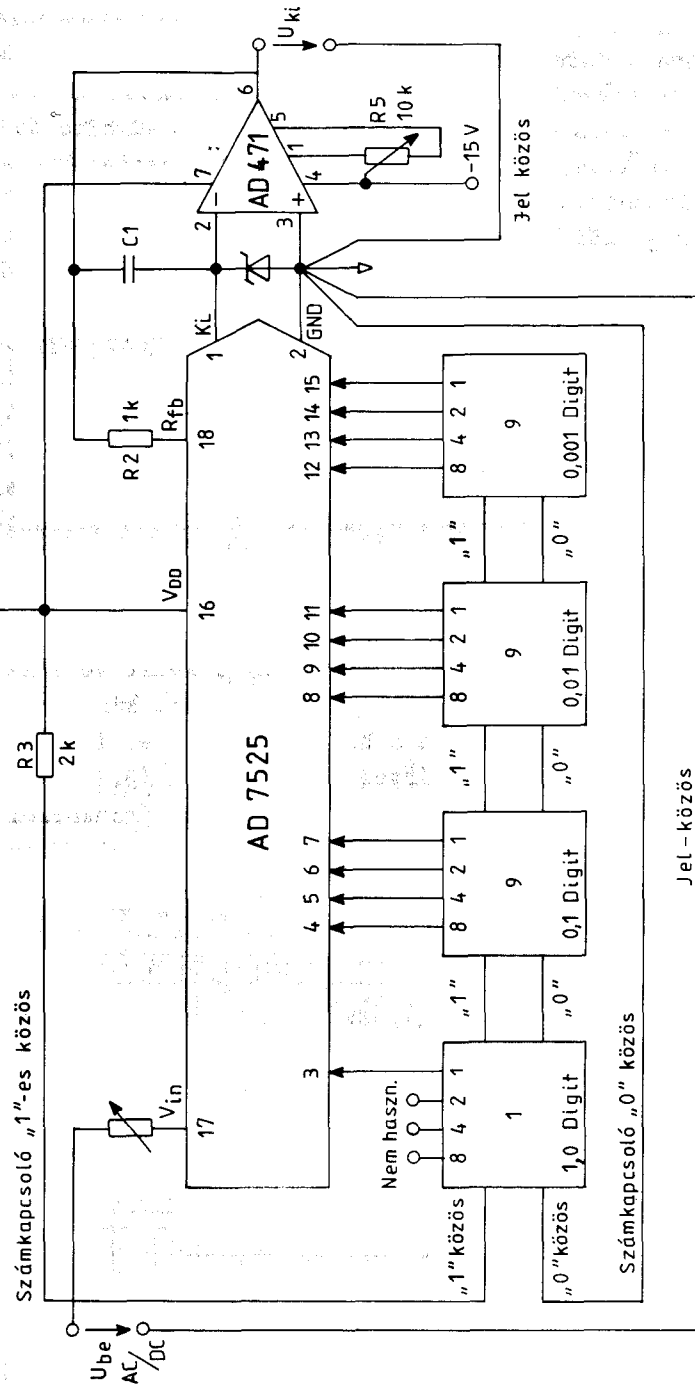
3.19. ábra az "unipoláris", 2-negyedes szorzó elrendezést, 3.20. ábra a "bipoláris", 4-negyedes, műveleti erősítővel egészített elrendezést mutatja. A kódtáblázatokból látszik, hogy ez a típus komplementer bináris (CBI) működtetésű. 12 bites átalakítóként a 7521 helyett új fejlesztésekbe a javított változatot, a 7541 típust ajánlják, amelynek nemlinearitása max ± 1 LSB (az erősítés hiba max. $\pm 12,5$ LSB). A CMOS technológiának köszönhetően táp fogyasztásuk (+15 V-ból) max 20 mW.

Az AD DAC 80 a "klasszikus" DAC 80 (az első egy tokban lévő DA átalakító) javított változata. Hibrid technológiával készül, 3 db IC felhasználásával: 12 bites R-2R hálózattal, belső referenciával és beépített invertáló erősítővel (3.21. ábra). Bináris CBI kóddal működik, a monotonicitást a teljes működési sávban garantálják. Jó drift jellemzőjű (erősítés, offset, drift összesen max. ± 20 ppm/°Cmax), a belső referencia driftje 10 ppm/°Cmax.

Az AD 7525 CMOS "BCD, digitálisan vezérelhető potenciométer". A bemenetére számkapcsolóból, ill. külső vezérléssel "3 1/2 digitos" (000...1999) vezérlést adva, kimenetére egy invertáló erősítőt kapcsolva a bemeneti (referencia) feszültség 000...1,999-cel szorzott értékét kapjuk meg (3.22. ábra). Ezzel, a magában 3 db 4 bites DAC-ot egyesítő áramkörrel 3 db 0,05 %-os feszültség-beállító potenciométert helyettesíthetünk. (Ne felejtsük el, hogy ilyen célú átalakítót készíthetünk MSI elemekből is a 3.12. ábra szerint!)



3.21. ábra.

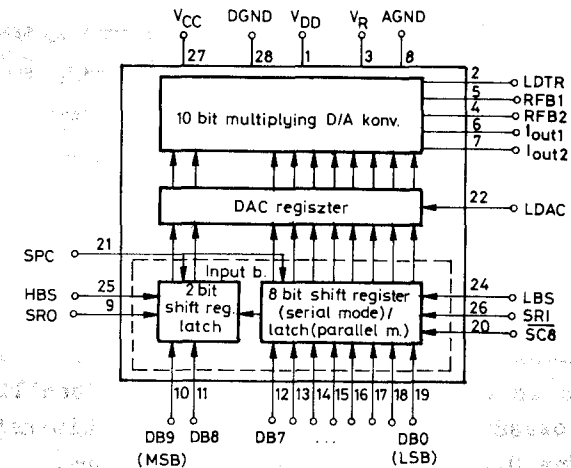


3.22. ábra.

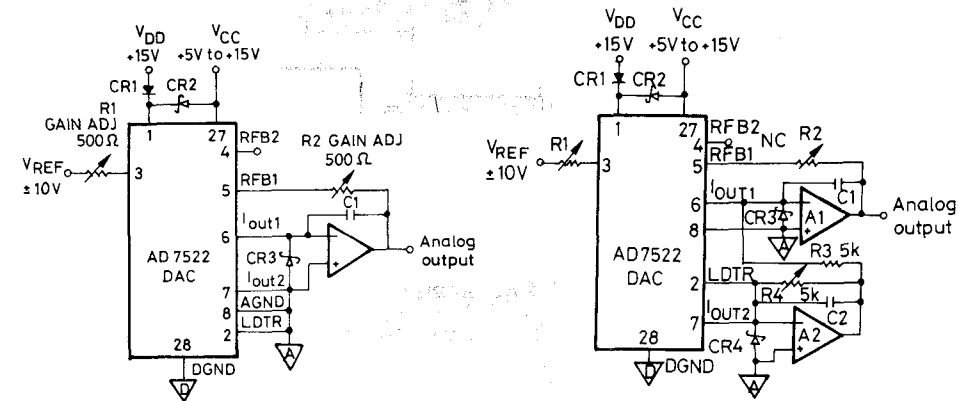
Az AD 7527 CMOS "process Control DAC", folyamatszabályozó DAC: regisztert, vezérlő logikát, 8 ill. 16 vonalas adatbuszra történő illesztést tartalmaz. Adatregiszterének tartalmát egy előre-vissza számlálóval módosítani lehet (óra generátor is van benne). A technológia monolitikus CMOS, 10 bites felbontással (R-2R).

A mikroprocesszorokhoz illeszthető digitál-analóg átalakítók (μ P Compatible DACs) családja is népes.

Olcso, egyszerű változat a 7522-es (a 7520 "rokona"). 8 adathemenete van, és belső regiszter segítségével az átalakítandó jel egymás utáni 2 byte (8 bit és a második 8 bit-ből 2 "hasznos") segítségével tölthető be. Sorosan is tölthető, az

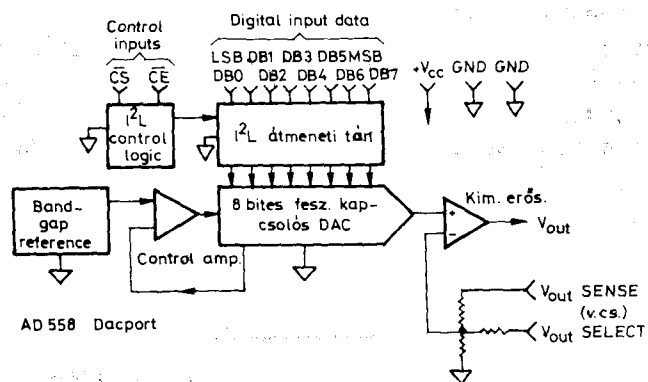


3.23. ábra.



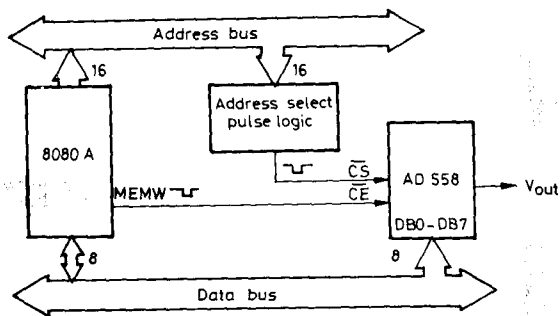
3.24. ábra.

ehhez szükséges logika is benne van, vezérelhető üzemmóddal. 10 bites felbontása van, de ennél is csak 8 bit-nyi lineari-
tást garantálnak. Tömbvázlatát a 3.23. ábra mutatja, unipolá-
ris (2-negyedes) és bipoláris (4-negyedes) működtetését mutat-
ja a 3.24. ábra.



3.25. ábra.

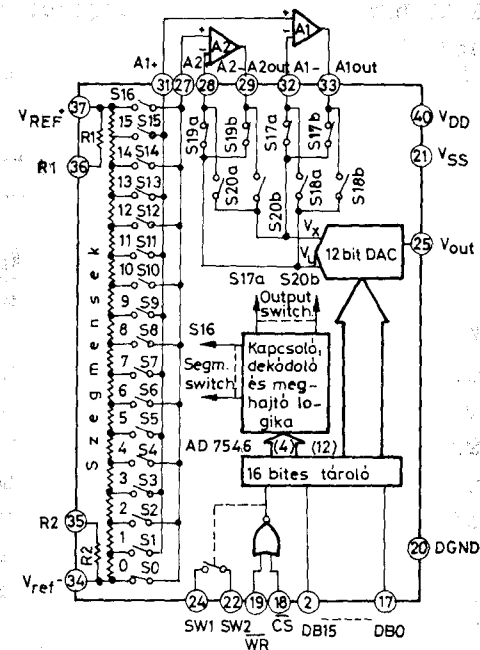
8 bites, DACPORT (analóg mikroprocesszor-port) elnevezé-
sű az AD 558. Beépített 8 bites I²L tárolóregisztere is van,
ezenkívül ellátták \overline{CS} (Chip Select negált) és \overline{CE} (Chip Enable
negált) vezérlő bemenetekkel is (3.25. ábra), így a processzor-
hoz való illesztés könnyen megvalósítható (3.26. ábra). Belső
referenciája is van, utólagos trimmerelést, beállítást nem igényel.
Huzalozással választható ki a kívánt kimeneti feszült-
ség tartomány 0...2,56 V-ra, vagy 0...10 V-ra.



3.26. ábra.

Precíziós célú 16 bites (!) átalakító az AD 7546 típus.
Főként 16 bites mikroprocesszorokhoz illeszthető könnyen.
CMOS technológiával készült, tartalmaz egy 12 bites R-2R lét-
rahálózatos DAC-ot, a "maradék" 4 bit jele egy, a referenciára
csatlakozó 16 kimenetű osztó kapcsolóit vezérli (3.27. ábra).
A jobbik változatra (AD 7546 KN) 16 bit monotonicitást garantál-
nak. Ez annak az áramköri megoldásnak köszönhető, amellyel a
létrahálózatra háruló pontosság igényt (monotonicitás igényt)
12 bit-re csökkentették. Külön mintavevő tartó áramkör gondos-
kodik a tranziensek elnyomásáról ("deglitcher" áramkör)!

AD 546 FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



3.27. ábra.

Egyéb, "különleges célú" átalakítókat is találunk a ti-
pusválasztékban, így pl.:

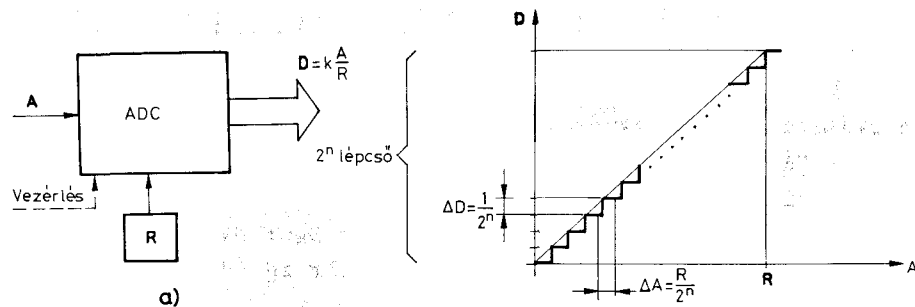
- "Áram-távadó" kimenetű (4...20 mA) 8 és 10 bites átala-
kító: DAC 1420, 1422 (modul).
- Extrém nagy felbontású, 18 bites DAC: DAC 1138 (modul).
Kapható hozzá "deglitcher" áramkör is ("Deglitcher IV").

- "Áram távadó", szigetelt kimenettel: a digitális bemenetek és a kimenet galvanikusan teljesen független egymástól (1,5 kV szigetelési szilárdsággal), 10 bitre.
- Hibrid, video (tehát igen gyors) feszültség kimenetű "glitch-free" 8, ill. 10 bites konverter a HDD-0810, ill. HDD-1015. Előbbi 10 ns, utóbbi 15 ns (!) beállási idejű (ECL áramkörökből épül fel a digitális része).
- Kis torzításu logaritmikus szorzó-DAC, digitálisan vezérelhető hangfrekvenciás osztó célra: 6 bites változat az AD 7110, 8 bites, precízebb az AD 7111 (a DA konverziót R-2R hálózat segítségével hajtják végre, a logaritmálást egy beépített "dekódoló logika" végzi, amely a bemeneti 8 bit-ből 17 bites bináris vezérlőjelet állít elő a "tényleges", lineáris DAC számára).

3.2. AZ ANALÓG-DIGITÁL ÁTALAKÍTÓ (ADC)

3.2.1. Az elektronikus analóg-digitál átalakító feladata, jellemzői

Az analóg-digitál konverter feladata, hogy a bemenetre érkező analóg jel: "A" (továbbiakban feszültség) digitális, azaz számokkal jellemzett értékét állítsa elő (D). A működéshez itt is szükséges egy, az alapegységet meghatározó referencia: "R" (továbbiakban referencia feszültség forrás), amely általában a bemeneti jel legnagyobb értékével, a végkitéréssel (Full Scale, FS) egyenlő (3.28a ábra): A működést, a kvantálás té-



3.28. ábra.

nyét, jellegét a transzfer karakterisztika szemlélteti, amely a bemeneti analóg jel A függvényében adja meg a kimeneti digitális D számértéket. Az "elvi" karakterisztikát a 3.28b ábra mutatja: a bemeneti analóg jel egyenlő közönkénti növelésével a kimenet a következő számértékre ugrik. A leggyakoribb, bináris kimeneti kód esetét feltételezve:

n bites felbontás esetén: 2^n lépcső van. Belátható, hogy a kvantálás annál pontosabb, minél nagyobb a lépcsők száma, minél nagyobb az n értéke. Mivel a bemeneti jel folyamatos növelésekor éppen a következő kimeneti számértékre való ugrást megelőzően legnagyobb a kvantálási hiba:

$$\Delta A = \frac{R}{2^n},$$

a "finomítás" csak a lépcsők számának, vagyis a bit-számnak a növelésével lehetséges, ami viszont az áramköri megvalósítást nehezíti, drágítja. Szokásos és kapható ADC-k kevésbé pontos célra 8 bitesek (256 lépcső), pontosabb változatok 10...12 bitesek (1024, ill. 4028 lépcsővel), ha BCD kimenetűek, akkor 3...4 BCD számjegyesek (999, 9999 vagy szokásosan "3 1/2... 4 1/2" számjegyesek 1,999...1,9999 érték megjelenítéséhez).

Az elvi transzfer karakterisztikától a valóságos átalakítók mindig eltérnek; azt, hogy milyen mértékben, a pontossági jellemzők mutatják meg, amelyeket az adatlapon közölnek sok más jellemző mellett. Röviden foglaljuk össze a legfontosabb, és az adatlapokon leggyakrabban feltüntetett ADC specifikációkat:

1. DC pontossági jellemzők

Felbontás

Bit szám: n, szokásos még "felbontás" címszó alatt a lépcsők számának megadása is, pl.: felbontás = 1024, vagy decimális átalakítóknál "1 999 pont".

A kimeneti digitális jel kódja

Bináris: lásd a DAC bemeneti kódjainak táblázatát! vagy BCD A pontossági, ill. hiba jellemzők megadásához, értelmességéhez fontos tudnunk, hogy a bit-felbontás, ill. a lép-

osók száma nem határozza meg egyértelműen a pontosságot (nem szükségszerű pl. egy 1024 lépcsős átalakítónál az $1^{\circ}/\text{oo}$, vagy pl. egy "1 999 pontos" átalakítónál a $0,5^{\circ}/\text{oo}$ -es pontosság, más szóval a LSB-nek megfelelő abszolút hiba). Számos olyan hibaforrás van, amely ezt az elvi hibát növeli.

Erősítés hiba

Lényegében a transzfer karakterisztika iránytangens hibája, ami miatt nem pontosan a referenciával egyező bemenetnél áll elő a végkitérésnek megfelelő digitális kód. A valóságos és referencia érték relativ eltérését szokás megadni (%-ban, "% of FS", vagy LSB lépcsőben). Legtöbb változatnál az erősítés utólag finoman beállítható.

Offset hiba

Zérus bemeneti jelhez nem zérus kimeneti kód tartozik. A zérus kimeneti kód előállításához adott bemeneti "kezdeti" jelre van szükség, ez az offset. Ezt vagy abszolút értékben (LSB-ben), vagy a végkitérés %-ában adják meg.

Linearitási hiba

A transzfer karakterisztika max. eltérése az egyenestől, %-ban, $^{\circ}/\text{oo}$ -ben, vagy LSB kvantumban kifejezve.

Monotonicitás

Folyamatosan növekvő bemeneti jelhez folyamatosan növekvő kimeneti szám-kód tartozik elvileg. "Monoton" az átalakító akkor, ha ez a feltétel teljesül ("NO MISSING CODES", nincs kód tévesztés, nincs hiányzó, átugrott kód). Ha nem, akkor az ettől való eltérést adják meg LSB-ben kifejezve.

Drift jellemzők

A pontosságot rontó hatások utólagos beállítással, "trimmeléssel" legtöbbször kiiktathatók, a baj csak az, hogy a hőmérséklet változás és öregedés hatására ezek változnak. Ezért az átalakító újraállításra szorul.

Erősítés drift

A végkitéréshez tartozó bemeneti jel relativ megváltozása 1°C hőmérsékletváltozás, ill. adott időszak (pl. 1 hónap) alatti öregedés hatására, %-ban, $^{\circ}/\text{oo}$ -ben vagy

- tekintve a mai átalakítók pontosságát - ppm-ben (milliomodrészben).

Offset drift

A nullázáshoz szükséges bemeneti jel 1°C -ra, ill. adott időszak alatt bekövetkező változása (abszolút értékben, vagy a végkitérésre vonatkoztatva).

Linearitás drift

1°C hőmérséklet változás, ill. adott időszak alatti öregedés hatására bekövetkező járulékos linearitási hiba.

2. Dinamikus jellemzők

Konverziós idő

Általában az indító, a konverzió megkezdésére utasító jeltől a konverzió befejezéséig, az eredmény előállításáig eltelt idő maximumaként definiálják. Jelentősége azonos a pontossági adatokéval, és a két követelmény egymásnak ellentmondó a megvalósíthatóság szempontjából (a gyors átalakítók rendszerint kevésbé pontosak, a nagy pontosságú átalakítók kisebb sebességűek). Szerencsére az esetek többségében vagy gyors működésű, de kisebb felbontású és pontosságú, vagy pedig pontos, de nem extrém gyors átalakítóra van szükség, tehát legtöbbször észszerű kompromisszumra van lehetőség. Fontos, hogy a konverziós idő reciproka nem egyenlő szükségszerűen a konverzió max. sebességével, azaz a másodpercenként végezhető konverziók számával.

Az átalakítás elve

A felhasználó szempontjából (különösen időben váltakozó jelek digitalizálásakor) fontos az illető ADC átalakítási elvének ismerete, mert többek között ettől függ, hogy:

- pillanatérték átalakítóról, vagy
- átlagérték (integráló típusú) átalakítóról van szó (l. a következőket).

3. További katalógus adatok

Az előbbi jellemzőkön kívül típustól és gyártótól függően még további, a felhasználáshoz szükséges adatokat közölnek, pl.:

- belső referenciaforrás van-e, ill. melyek a jellemzői (feszültsége, TK-ja, stb.),
- teljesítmény fogyasztást,

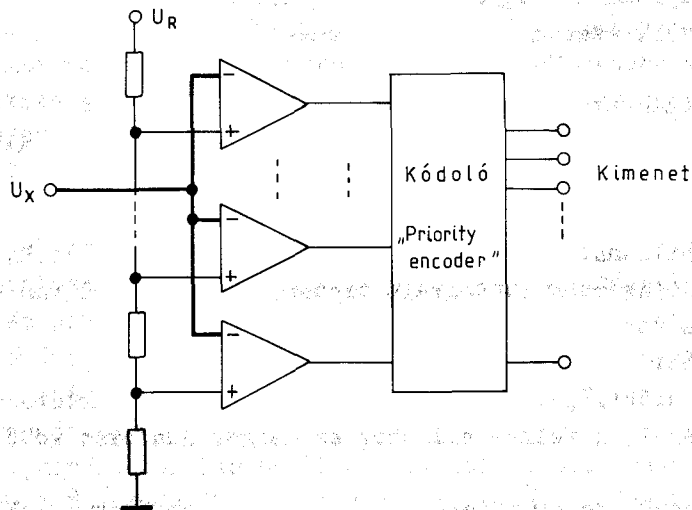
- tápfeszültség érzékenységet,
- működési és tárolási hőmérséklettartományt, stb.

3.2.2. A legfontosabb átalakítási elvek és áramköri megvalósításuk alapelvei

Közvetlen átalakítók

Párhuzamos átalakító ("flash converter": "villámgyors" konverter)

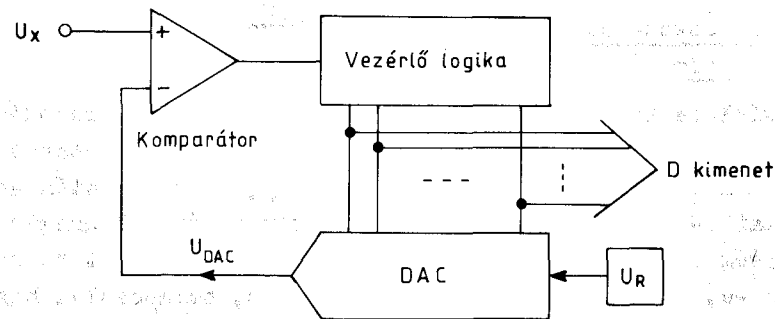
Működése az amplitudó szelektor elvén alapul: egy komparátor-sor "figyeli", hogy a bemeneti feszültség melyik két (referenciából leosztott) lépcső között van. A komparátorok válaszjeléből egy kódoló állítja elő a bináris (vagy pl. Gray) kódu kimeneti jelet (3.29. ábra). A rendszer előnye, (látszólagos egyszerűsége mellett), hogy az átalakítás sebességét csak a komparátorok és a logika késleltetési ideje korlátozza, ezért ily módon nagyon gyors működésű átalakítókat (MHz-es jelek átalakítására) lehet készíteni. Hátrány, hogy szinte annyi komparátor kell, ahány a lépcsők száma ($2^n - 1$). Főleg "video" konverterként használják a híradástechnikában.



3.29. ábra.

Kompensációs elven működő átalakítók

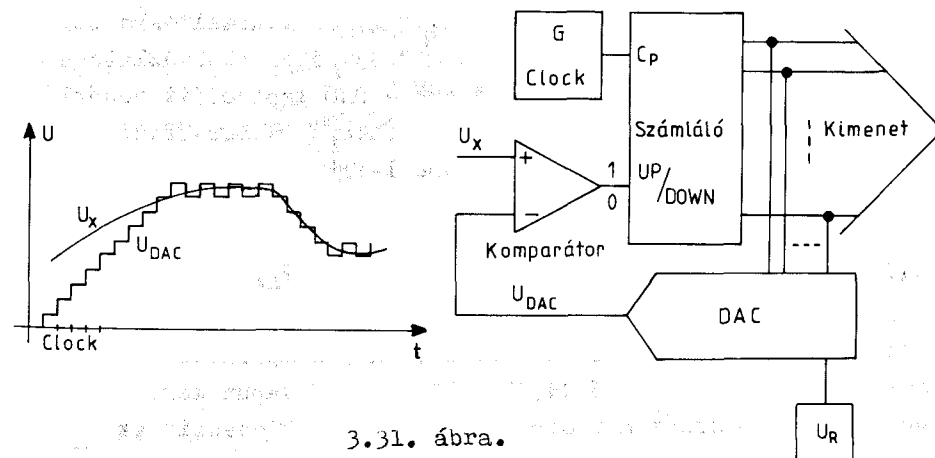
Az alapelvet a 3.30. ábra mutatja: a vezérlő logika addig változtatja kimeneti jelét (és a teljes átalakító kimeneti jelét), ameddig az általa vezérelt digitál-analóg konverter kimeneti jele (U_{DAC}) egyenlő nem lesz az U_x bemeneti, analóg jellel. Ha eltérés van, akkor a komparátor jelzést ad a vezérlő logikának mindaddig, amíg a hurokban az egyensúly helyre nem áll. A vezérlő logika működésétől függően kétféle rendszer szokásos:



3.30. ábra.

a) Követő ("servo", "tracking") átalakító

A vezérlő logika legfontosabb része egy oda-vissza számláló, amely egy órajel ütemében számol a komparátor kimenete által meghatározott irányban. A számláló kimenete a D digit. jel, amelyet a DAC analóg jellé alakít vissza (U_{DAC}). Ha a bemeneti



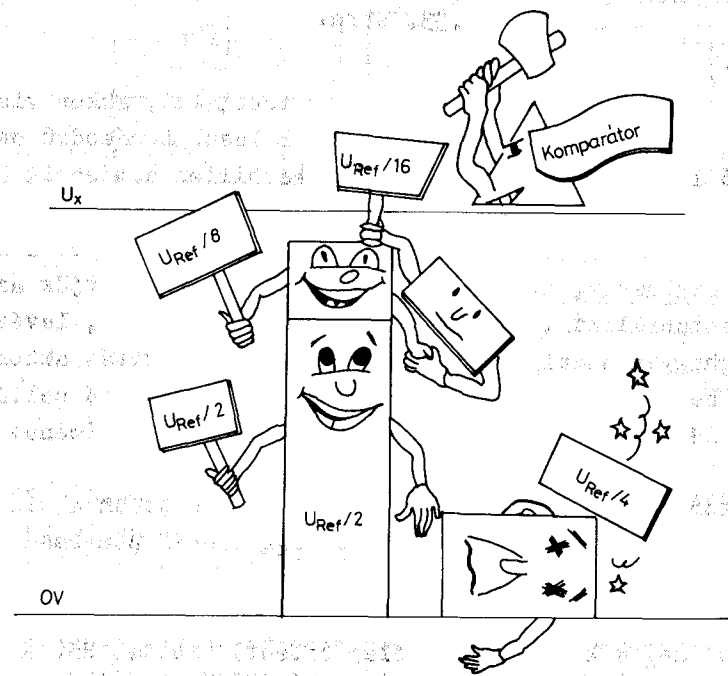
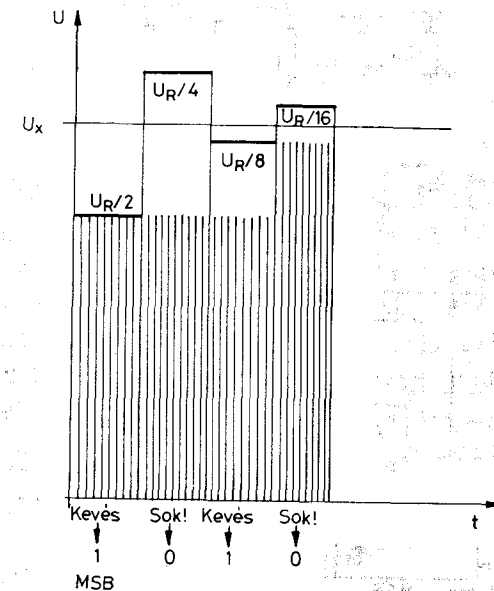
3.31. ábra.

jel nagyobb, mint a kompenzáló U_{DAC} , akkor a komparátor úgy vezérli a számlálót, hogy előre számoljon, növekedjen D és az U_{DAC} egészen a közelítő (1 LSB) egyenlőség beállításáig. Kisebb bemeneti jel esetében fordított a folyamat, U_{DAC} csökken. Végül is - ha U_X nem változik gyorsan - a digitális kimeneti jel (számlánc) követi a bemeneti jelet (3.31. ábra). Ez ennek a megoldásnak kétségtelen előnye. Hátrány, hogy gyors változáskor (szélső esetben 0 V-ról U_{Xmax} -ra történő ugráskor) U_{DAC} , ill. a kimenet jele hosszú idő múlva (2^n órajel periódus alatt) éri el a bemeneti jelet.

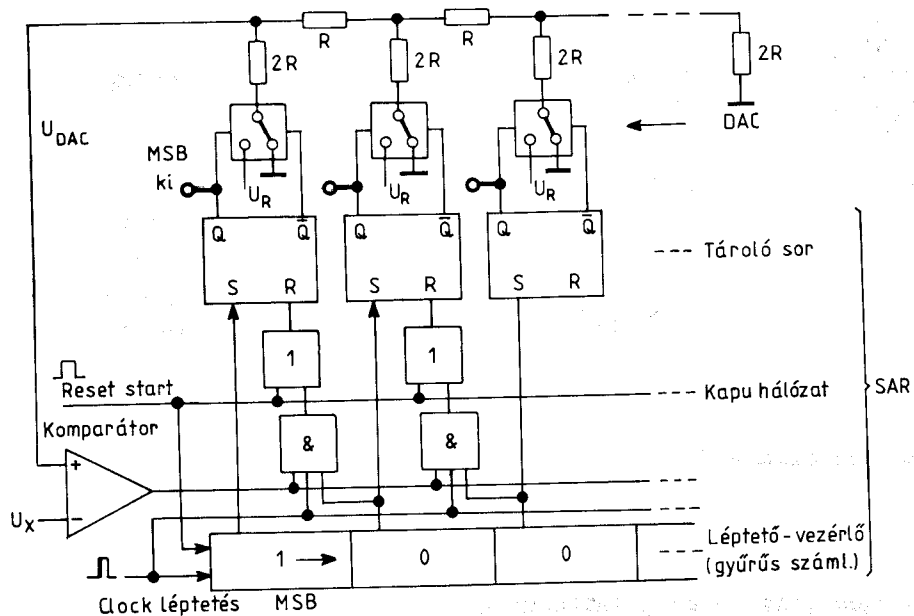
b) Fokozatosan közelítő (Successive approximation) eljárás

Tömbvázlata azonos a 3.30. ábrán láthatóval, de a működés sorrendje más. Adott (és a konverziós ideje alatt konstans) U_X esetén a vezérlő logika először az első, MSB kimenetén ad ki logikai 1-et, aminek hatására a DAC kimenetén a legnagyobb feszültség lépcső áll elő: $U_R/2$. A komparátor "eldönti", hogy ez kisebb-e, vagy nagyobb U_X -nél. Ha kisebb, bekapcsolva hagyja ezt a lépcsőt, és MSB=1 lesz. Ha nagyobb, akkor kikapcsolja, és MSB=0 lesz. Ezután az (MSB-1), vagyis $U_R/4$ lépcső következik, és így tovább a 3.32. ábra szerint. Előny, hogy egy konverzióhoz csak annyi clock periódus szükséges, ahány bites az átalakító, vagyis gyors a működés. A konverzió alatt viszont U_X nem változhat.

A vezérlő logika legfontosabb része ebben az esetben az ún. SUCCESSIVE APPROXIMATION REGISTER (SAR), amelyet integrált áramkörü formában külön gyártanak, vagy az átalakítóba beintegrálnak. Működésének lényege a 3.33. ábra tömbvázlata alapján követhető. Indításkor nullázzuk a DAC kapcsolóit vezérlő RS tárolókat és a léptető-vezérlő áramkört (RESET-START). Ezután a léptető-vezérlő MSB cellájába 1-et írunk, amely az első RS tárolót 1-be viszi, ezáltal $U_{ADC} = U_R/2$ lesz. A komparátor ezt összehasonlítja a bemeneti jellel; ha ez a lépcső nagyobb U_X -nél, akkor kimenetén 1 áll elő, (ha kisebb, akkor 0). A következő órajelre a léptető-vezérlő második cellájába lép az 1-es (az első ismét 0 lesz). Ha a komparátor kimenete 1-en van, akkor az első RS flip-flop az \overline{MS} -kapun keresztül kapott RESET vezérlés hatására visszabilen, "leveszi" az $U_R/2$



3.32. ábra.



3.33. ábra.

lépcsőt. Ha a komparátor nem jelzett többletet, akkor viszont az első RS tároló 1-ben marad, MSB = 1 lesz. A második cellában lévő 1-es hatására ugyanakkor 1-be billen a második RS tároló, bekapcsolva az $U_R/4$ lépcsőt (is). Az így kialakult U_{DAC} feszültséget a komparátor összehasonlítja U_X -szel, és a következő ciklusban, amikor a harmadik cellába léptetjük az 1-est, vagy visszabillent, vagy nem a második RS tárolót, levéve, ill. meghagyva ezzel az $U_R/4$ lépcsőt. Az átalakítás akkor fejeződik be, amikor az 1-es a léptető-vezérlő utolsó cellájába lép. Az RS tárolók Q kimenetei adják a digitális kimenet bitjeit.

A kompenzáló átalakítók pontossága alapvetően a visszacsatolásban lévő DAC pontosságától függ (ennek pontosságát viszont a referencia forrás és a legtöbbször alkalmazott R-2R hálózat nagyszámu ellenállásának pontossága határozza meg). Ehhez járul még a komparátor (főleg offset) hibája. Hátrány tehát a sok pontos alkatrész igénye, előny viszont a viszonylag gyors működés (μs).

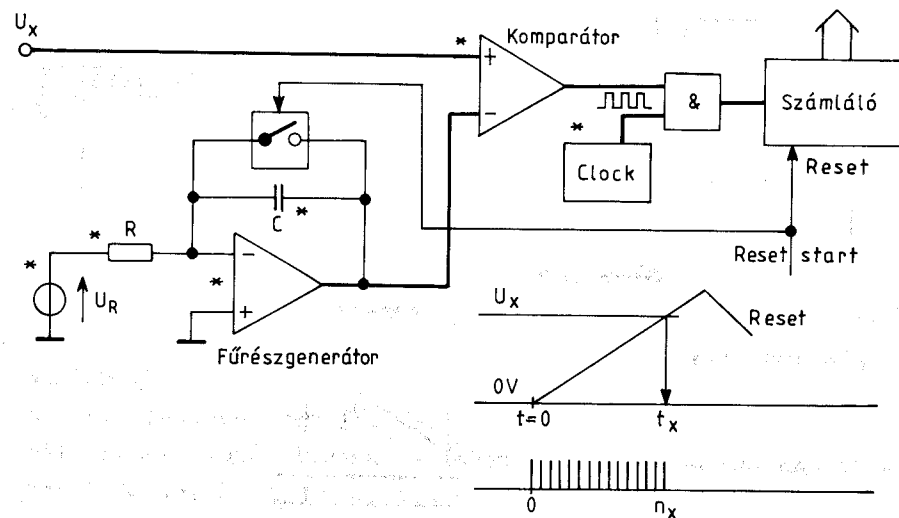
Közvetett átalakítók

Általában jellemző erre a kategóriára, hogy az átalakítandó feszültséget először arányos idő vagy frekvencia értékre transzformálja, majd ennek a mérőszámát határozza meg.

a) Fűrészgenerátoros (RAMP) típusu átalakító

Az idő-transzformációs átalakítók legegyszerűbb változata. Idődiagramja és vázlata a 3.34. ábrán látható. A konverzió megkezdésekor egy 0 V kezdeti feszültségű lineáris fűrészjelet előállító integrátort indítunk el, ugyanakkor egy számlálót egy óragenerátorral felfelé számoltatunk. A komparátor jelzi, amikor a fűrészjel elérte U_X -et és leállítja a számlálót. Az eltelt t_x idő arányos U_X -szel, ezt mutatja a számláló tartalma (n_x).

Digitális eredmény: n_x



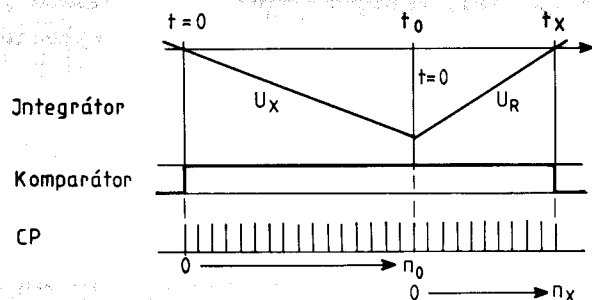
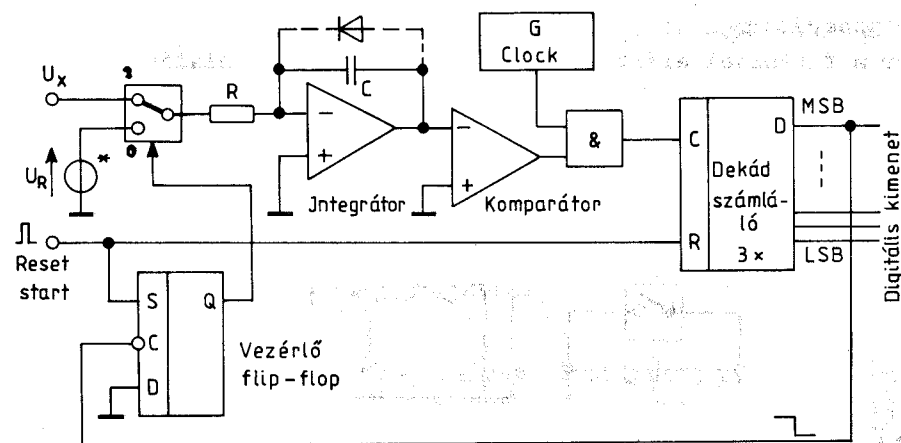
3.34. ábra.

Az ilyen típusu átalakítók pontossági jellemzői általában rosszak; sok olyan egység, alkatrész van, ami befolyásolja a pontosságot (a rajzon * -gal jelölve). Hibát okoz az előállított digitális eredményben az integrátor R és C értékének eltérése, referencia feszültségének eltérése (meredekség változik), a CLOCK generátor frekvencia eltérése és a komparátor, valamint az integrátor offsetje. Ráadásul az átalakító (szokásos alkatrészekkel) lassu is, valamint pillanatérték mérő (amely

utóbbi a zavar-elynyomás szempontjából nem kedvező). Ezért ezt a fajta átalakítót módosítások nélkül ritkán alkalmazzák.

b) Kettős integrálással működő (Dual-Slope-Integration, DSI) átalakító

Ez (és sokféle módosított változata) a leggyakrabban használt integráló típusú átalakító, amely mentes az előző típus hibáitól. Idődiagramját és egy lehetséges áramköri megvalósítását a 3.35. ábra mutatja. Indításkor a START jel hatására nullázódik a számláló, és a vezérlő flip-flop 1-be billen, ezáltal



3.35. ábra.

a kapcsoló az integrátort U_X -re kapcsolja. A komparátor érzékeli az integrátor kimeneti feszültségében a nullátmenetet és az óra oszcillátor jelét a számlálóra engedi. Amikor a számláló egy előre meghatározott számig, decimális átalakítóban pl. 999-ig elszámol (eltelt a t_0 idő), újra nullára ér, és az MSB

kimenetén egy 1-0 átmenet keletkezik. Ez a flip-flopot (mivel $D=0$) 0-ba billenti, ezáltal a kapcsoló átkapcsol a (pl. -1 V-os) referencia feszültségre. Az integrátor kimeneti feszültsége, amely előzőleg U_X -szel arányos meredekséggel negatív irányban lineárisan változott, most irányt vált, és konstans meredekséggel halad a zérus felé. Eközben a számláló ismét számolja a CLOCK impulzusokat mindaddig, amíg a komparátor nem jelzi azt, hogy az integrátor kimeneti feszültsége elérte a zérust. Ekkor a számlálás megszűnik, s a számlálóban a legutolsó szám, a végeredmény tárolódik (n_x). Belátható, hogy minél nagyobb U_X , annál meredekebb a jelre való integrálási szakasz, annál nagyobb az U_R -re történő visszatérés ideje. Felírható a t_0 pillanatban felvett integrátor kimeneti feszültségértékre:

$$-U_X \frac{t_0}{RC} = U_R \frac{t_x}{RC}$$

$$-\frac{U_X}{U_R} = \frac{t_x}{t_0} = \frac{n_x}{n_0} \quad (U_R = -1 \text{ V pl.}).$$

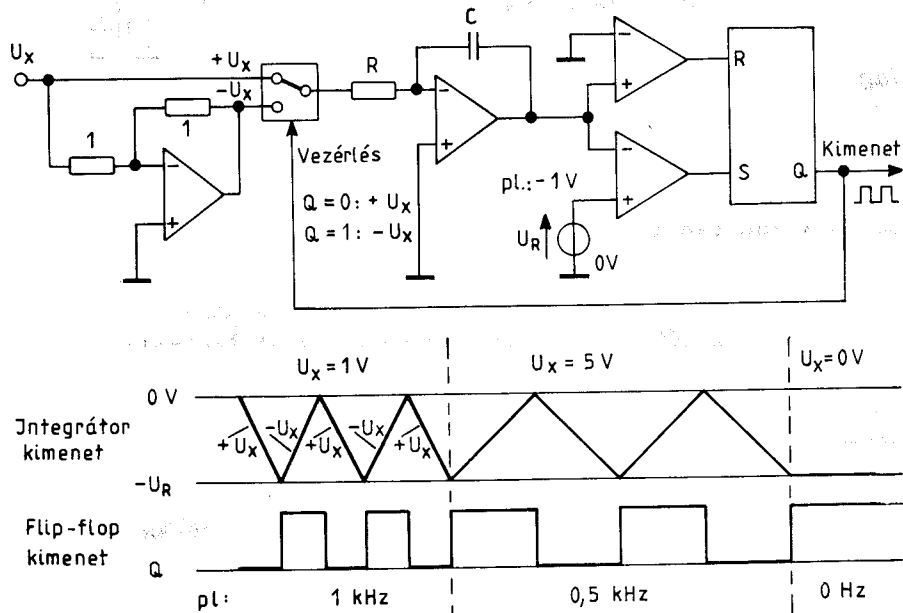
Vagyis esetünkben a számláló n_x tartalma ($n_0 = 1000$) éppen annyi, amennyi az U_X értéke mV-ban kifejezve. Ha U_R nem -1 V, az átalakító akkor is az U_X viszonyát méri U_R -hez képest, vagyis a DSI átalakító "igazi" aránymérő (true ratio meter), ami sok esetben igen jól felhasználható. Előny a nagy pontosság is; az előző típusnál szemben ennek pontossága nem függ R-től és C-től (n_x és n_0 arányát nem befolyásolják), nem függ a CLOCK oszcillátor frekvencia pontosságától (ha változik a frekvencia, az időfüggvény "nyulik" vagy "zsugorodik", de az arányok változatlanok maradnak), és nem okoz hibát a komparátor offset hibája sem. A pontosságot elvileg kizárólag a referencia feszültség pontossága határozza meg. A valóságban sajnos hibát okoz az integrátor offset-je, hiszen ez hozzáadódik a bemeneti jelhez és a referencia jelhez is. E hiba kiküszöbölése csak nagyon precíz nullázással, a mai technikában főleg automatikus nullázással (autozero-val) lehetséges (ez utóbbival egyéb kiegészítő egységek, mint pl. a bemenetre he-

lyezett elválasztó, buffer erősítő offset hibája is kiiktatható). A nagy pontosság mellett a DSI átalakító előnyös tulajdonsága nagyfokú zavarérzékenység; az integráló jelleg miatt (az átalakító t_0 ideig a jel integrál középértékét veszi figyelembe) a jelre szuperponálódott zavarjelek kevés hibát okoznak (minél nagyobb a frekvencia, annál kevesebbet). Az 50 Hz-es zavaró jelek hatásának csökkentése az integrálási idő 20 ms vagy n.20 ms-ra történő választásával érhető el.

A DSI átalakítók az autozero miatt és a rendszerint kétféle polaritású U_x mérése miatt, a valóságban sokkal bonyolultabb felépítésűek a 3.35. ábrán láthatónál, az elv azonban ugyanaz. Az áramköri változatokkal a későbbi tárgyakban foglalkozunk részletesebben.

c) Feszültség-frekvencia átalakítók (U-F konverterek)

A "digitális kimeneti jel" ebben az esetben logikai szintű impulzussorozat frekvenciája (amelyből szám-információ adott - egységnyi - ideig történő számlálással nyerhető). Egy lehetséges változatot a 3.36. ábrán láthatunk. Mivel az integrátor



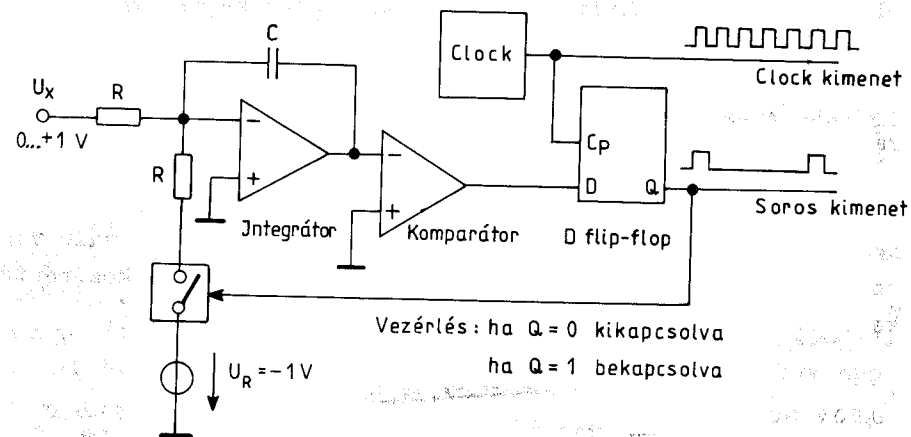
3.36. ábra.

kimeneti jelének meredeksége arányos U_x -szel, az átalakító linearitása csak az integrátor linearitásán múlik. A pontosságot R , C és U_R értéke határozza meg.

d) "Egy-bites", "delta" átalakítók

Az U-F konvertereket általában egyszerűbb, kis igényű rendszerekben alkalmazzák. Nagyobb pontossági követelmény esetén (valamint analóg jelek digitális formában való távadásához, telemetriához, hírközléshez, stb.) a feszültség-frekvencia átalakítók pontosabb változatát használják.

A töltés kiegyenlítéses (Charge-Balancing, $\Delta - \Sigma$: delta-sigma) átalakítók egy lehetséges kialakítását mutatja a 3.37. ábra.



3.37. ábra.

A komparátor "figyeli" az integrátor kimeneti feszültségét és minden CLOCK jel pillanatában úgy módosítja a D flip-flop állapotát, hogy a negatív referencia feszültség be-, ill. kikapcsolásával az átlagos töltésegyensúly helyreálljon, az integrátor kimeneti feszültsége zérus felé konvergáljon. Ha a bemeneti feszültség kicsi, akkor ritkán, kevés órajel időtartamra kell csak a referenciát bekapcsolni, a soros kimeneti jel kevés 1-eset tartalmaz. Ha a bemeneti feszültség a végkitérés fele (0,5 V), akkor egy órajelre bekapcsolódik, egy órajelre kikapcsolódik a referencia; a kimeneti jelben minden második periódus lesz 1-es (50 %-os az 1-esek aránya), és így tovább.

Maximális (+1 V) bemeneti feszültségnél gyakorlatilag minden CLOCK periódusban 1-es a kimeneti jel. Vagyis a kimeneti jelben az 1-es periódusok (n_1) számának és az összes periódus számának aránya éppen a mérendő U_X arányát adja U_R -hez képest. A töltés-egyensúly feltétele:

$$(n_0 + n_1)U_X - n_1U_R = 0 \quad \text{ahol}$$

n_0 : adott idő alatt a kimeneti "0"-k száma

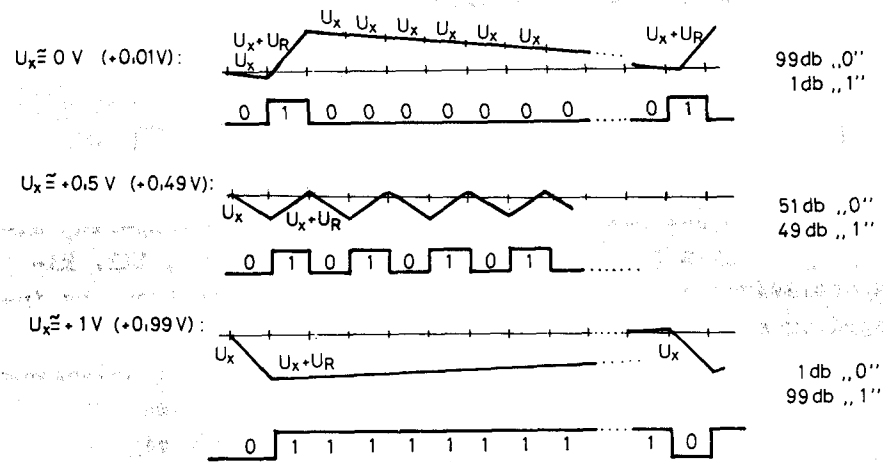
n_1 : a kimeneti "1"-ek száma.

Ebből:

$$\frac{U_X}{U_R} = \frac{n_1}{n_0 + n_1}$$

Példaképpen néhány bemeneti feszültség esetére mutatjuk be az integrátor kimeneti jelének és a soros kimenet jelének alakulását (3.38. ábra):

Nagy előny, hogy az így továbbított jel analóg jellé való visszaalakítása könnyű; ha a jel U_R amplitudójú, akkor középértéke éppen egyenlő U_X -szel!



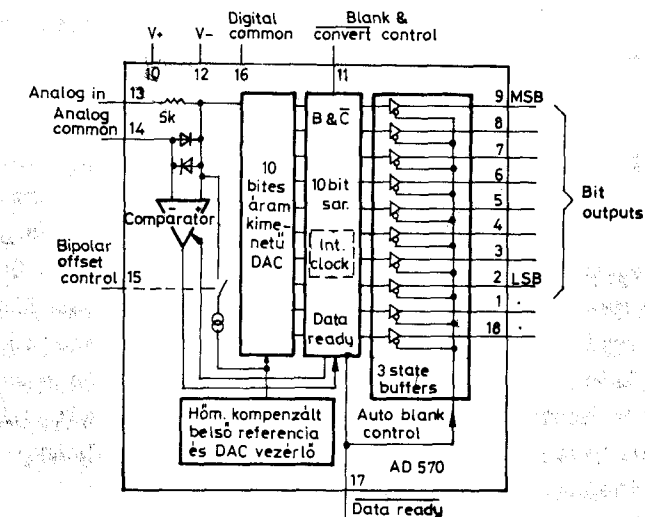
3.38. ábra.

3.2.3. Analóg-digitál átalakító áramkörök

Különálló alkatrészekből - hasonlóan a DA átalakítókhoz - építhetünk analóg-digitál átalakítókat pl. az előzőekben vázolt rendszerek valamelyikének realizálásával, de új fejlesztésekben ez nem ajánlott módszer. Az alkatrészekből történő építkezés általában akkor indokolt, ha speciális, készen nem kapható átalakítóra van szükségünk (vagy, ha az adott célra szolgáló ADC-t nem tudjuk beszerezni).

Az integrált (egy-két IC-ből összeállítható, vagy "egy chip-es", esetleg modul formában rendelkezésre álló) átalakítók típusválasztéka még a DAC-k választékánál is sokkal nagyobb (az "egyszerű", kis pontosságú, olcsó típusoktól kezdve az "általános célú", valamint DPM = Digital Panel Meter és DVM digitális feszültségmérő céljára készült változatokon át, a kiélezett specifikációjú precíziós típusokig), ezért csak néhány kiragadott példa bemutatására vállalkozunk (az ábrákon a katalógus-lapok ábráit bemutatva).

Fokozatosan közelítő átalakítókhoz Successive Approximation Register-t (SAR-t) integrálva kaphatunk (pl. MOTOROLA MC 14549 B, INTERSIL AM 2503), ehhez még szükséges egy DAC és egy komparátor (régén általában így építettek successive ADC-t). A mai típusok egyetlen tokban tartalmazzák a successive app-



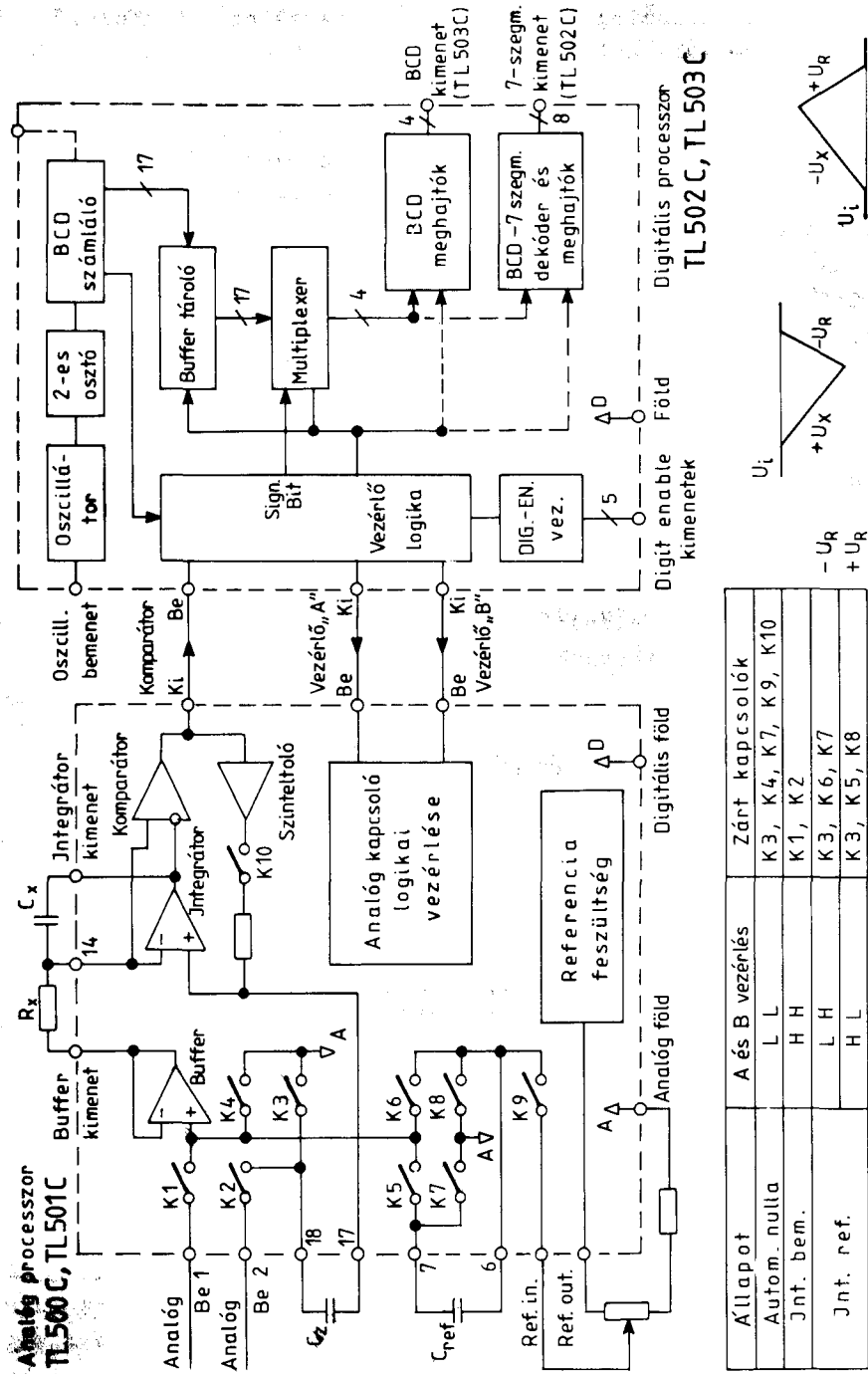
3.39. ábra.

roximation register-t (SAR-t), az áramösszegzős DAC-t, a komparátort és rendszerint a hőkompenzált referencia feszültségforrást is. Ilyen pl. az Analog Devices 8 bites AD 570-es típus (3.39. ábra). A successive approximation elvű átalakítók a gyorsabb kategóriába tartoznak (e típus konverziós ideje 25 ms). "Igazi 8-bites átalakítást" garantálnak ("no missing codes") erre az IC-re, amelyben a pontos ellenállás-hálózatot a monolitikus chip tetejére vitték fel SiCr vékonyrétegből, lézer-trimmereléssel (ez ma már szinte "normál" technológiának számít!). Az offset jellemzők az ilyen "olcsóbb" típusokra nem feltűnően jók ($\pm 0,5$ LSB és $90 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$), az erősítés hiába is ± 2 LSB. Drágább, javított változat az AD 571 10-bites és az AD 572 12-bites típus, az AD 573 pedig mikroprocesszorhoz egyszerűen illeszthető ADC. A gyors AD konverterek általában hibrid kivitelűek: 10 bites, $1,8 \mu\text{s}$ konverziós idejű az AD 579. Ennél nagyobb sebességet a "speciális", "video" konverterek produkálnak (TV kép digitalizálásához, folyamatos spektrum analízishez), amelyek rendszerint a már ismertetett "Flash" (párhuzamos) elven működnek: pl. 8 bites, 20 MHz-es (!) konverziós sebességű a MATV-0820 modul, de léteznek 100 MHz-es ... n.100 MHz-es típusok is.

A DPM és DVM, ill. egyéb, legtöbbször decimális adatmegjelenítésű analóg-digitál átalakítók családja nagyon népes. Ezekkel szemben általában olyan követelményeket támasztunk, hogy pontossági kategóriájuktól függően $3 \frac{1}{2}$... $5 \frac{1}{2}$ digit (pl. 1999...199 999 pont) felbontásuak legyenek, zérus-hibájuk ne legyen 1 LSB-nél nagyobb (offsetet és offset driftet is beleszámítva), és erősítésben, végkitérésben is lehetőleg ± 1 digitet, vagy ennél kevesebbet "tévedjenek" (néhányszor $10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ legnagyobb drifttel). Ugyanakkor a konverzió sebessége legtöbbször nem kritikus, nem kell mikrosec nagyságrendben lennie, sőt célszerű, ha az átalakító a jelből 20 ms-ig, ill. n.20 ms-ig vesz mintát, és középpértéket vesz figyelembe, azaz integráló típusu. Ezzel a legkönnyebb a mérendő jelre szuperonáldott zavaró jelek (és ezek között is a rendszerint leginkább számottevő 50 Hz-es zavaró jel) hatását kiküszöbölni. Az említett, általában elég szigorú követelményeknek eleget tevő átalakítók, rendszerint kettős meredekséggel integráló (Dual Slope Intergration, DSI) vagy töltés kiegyenlítő-

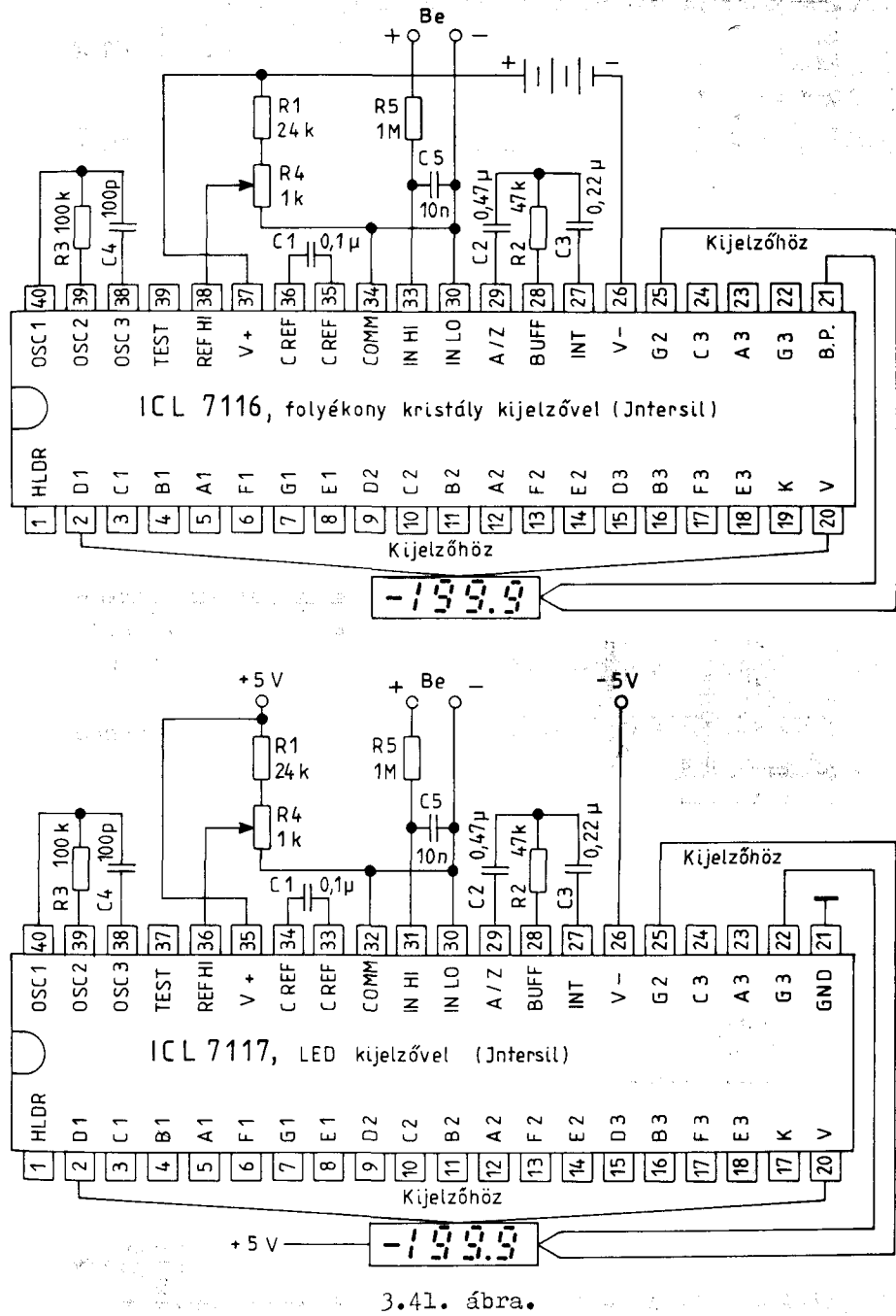
ses (Charge Balancing) működésűek, természetesen megfelelő kiegészítésekkel: autozéroval és automatikus polaritás érzékeléssel-váltással, esetleg auto-kalibrációval. Az integrált LSI áramkörök legtöbbször "2 chip"-esek: az egyik IC tartalmazza az analóg egységeket ("analóg processor": erősítők, kapcsolók, referencia forrás) a másik a digitális vezérlő és feldolgozó részt (digital processor: számlálók, tárolók, vezérlő logika). A "2 chip"-es megoldás általában olcsóbb, és "jobban variálható": elképzelhető, hogy a pontossági követelményeknek megfelelőbb párosítást alakítunk ki, vagy éppen a digitális rész helyett mikroprocesszort alkalmazunk. Természetesen "1 chip"-es ADC-k is vannak.

A dual-slope átalakító integrált áramkörökre jellemző példa a TEXAS TL 500 (501) - TL 502 (503) párja. A TL 500 (501) tartalmazza az összes szükséges analóg alkatrészt (a két típusváltozat csak pontosságban tér el egymástól: 0,001 %, ill. 0,01 % linearitással $4 \frac{1}{2}$, ill. $3 \frac{1}{2}$ digitre). A 3.40. ábrán a két IC-ből felépülő analóg-digitál átalakító eredeti katalógus-rajzát láthatjuk. A kapcsolási rajzot kissé nehéz egyeztetni a 3.35. ábrán lévő egyszerűsített rajzzal, de a működés elve ugyanaz! A többlet annyi, hogy egy automatikus nullázási (Auto Zero) ciklus előzi meg a bemenetre integrálás (Integrate Input) és a referencia integrálás (Integrate Reference) fázisát. Az integrátor offset feszültségét a C_Z kondenzátor tárolja, a referencia feszültséget pedig a C_{ref} (azért, hogy "fölfüggetlen" referencia forrás álljon rendelkezésünkre, így tetszés szerinti polaritással kapcsolhatjuk az integrátorra a referenciát: pozitív bemenet után negatívot, negatív bemenet után pozitívot). A digitális rész 2 vezetéken ad (A és B) vezérlő jelet az analóg rész kapcsolinak (K1...K8 1. a 3.40. ábra alatti táblázatot), és egy vezetéken, a komparátor kimeneti jeléből "informálódik" az analóg rész állapotáról. A működés a táblázat alapján követhető. A TL 502-es digitális IC multiplexelt BCD kimeneti jelet szolgáltat (digit kimenetek és bit kimenetek). A digitális processzor rész helyettesíthető mikroprocesszoros vezérlővel, ebben az esetben a 3 input/output vezetéket programmal kell kezelni. Hasonló dual-slope átalakítókat más gyárak típusválasztékában is találunk; gyak-

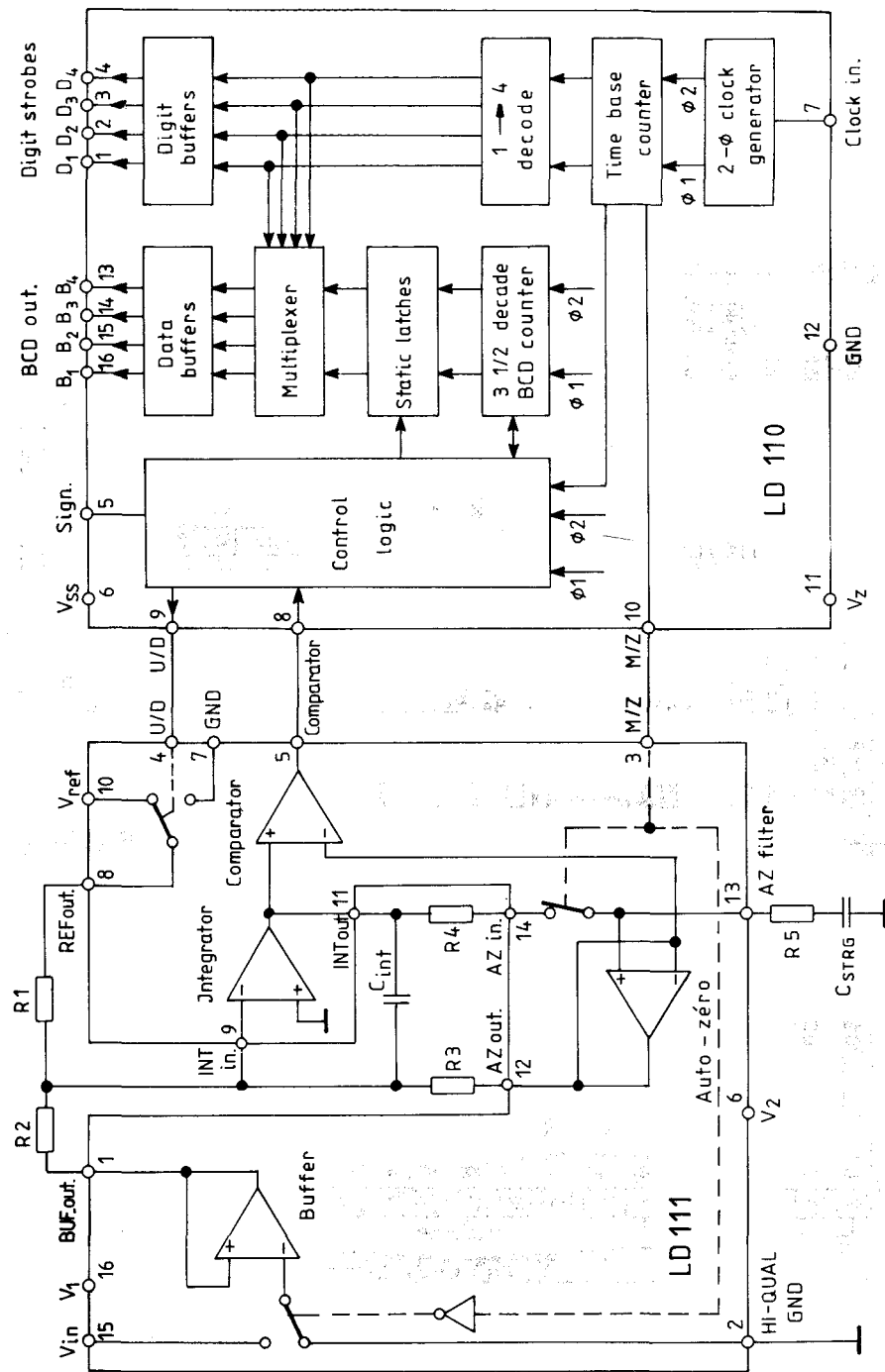


Állapot	A és B vezérlés	Zárt kapcsolók
Autom. nulla	L L	K3, K4, K7, K9, K10
Jnt. bem.	H H	K1, K2
Jnt. ref.	L H	K3, K6, K7
	H L	K3, K5, K8

3.40. ábra.



3.41. ábra.

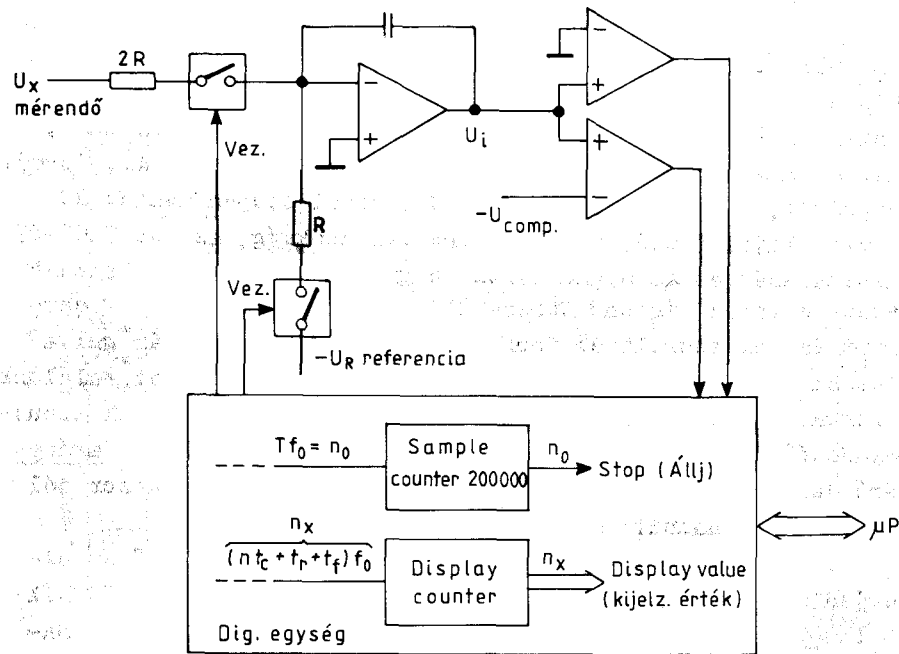


3.42. ábra.

ran használják pl. az INTERSIL 2 chip-es ADC-it (ICL 8052/7103, ICL 8068/7103) és talán ennek a cégnek legismertebbek az 1 chip-es, 3 1/2 digités, kijelzőt közvetlenül meghajtó CMOS konverterei az ICL 7106 (LCD-hez) és az ICL 7107 (LED-hez), ill. ezek módosított változatai az ICL 7116/7117 (3.41. ábra). Azonkívül, hogy egy DVM-hez az IC-n kívül csupán néhány RC elemre, kijelzőre és tápellátásra van szükség, az ICL 7106-07 alkalmazását az is megkönnyíti, hogy "teljesen szimmetrikus" bemenete van a mérendő bemeneti jelre és a referenciára egyaránt (a jel feszültség forrás és a referencia forrás galvanikusan független lehet egymástól)! 1 chip-es ADC-eket találunk a MOTOROLA, az ANALOG DEVICES, a SILICONIX, stb. gyárak típusválasztékában is. Ne feledkezzünk meg a DSI átalakítók aránymérő jellegéről, mert ezt a tulajdonságot nagyon sokszor jól ki lehet használni!

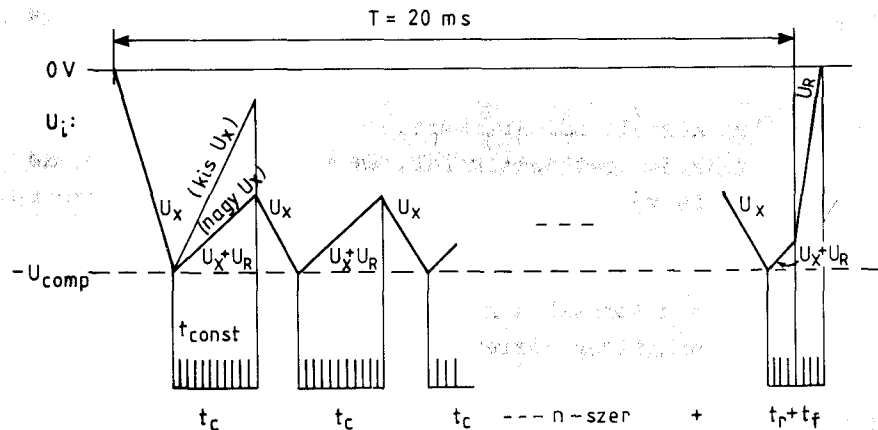
A töltéskiegyenlítéses átalakítókat is meglehetősen elterjedten alkalmazzák. Ismert 2 chip-es változat a SILICONIX LD 110-111-es készlete (3.42. ábra). Ennek működési elve hasonló a 3.37. ábra áramkörének működési elvéhez, a többletre itt is az autozéro és a kétféle polaritású jel feldolgozásának lehetősége miatt van szükség. A bemenet itt is bufferelt (bemeneti ellenállás gyakorlatilag végtelen). Belső referencia forrása ennek a típusnak nincs, és az "igazi" aránymérés csak egy szűk referencia feszültség tartományban teljesül. Javított változat az LD 120-121-es pár, 1 chip-es DVM IC az LD 130 ebben a sorozatban.

Uj irányzat az analóg digitál átalakítók realizálására (különösen nagy pontosságú DVM-ek, multiméterek, "ipari" mérésadatgyűjtő rendszerek céljaira), hogy nem használják fel erre a célra készült LSI áramkört, hanem csak a legszükségesebb analóg hardware-t építik fel, és ennek irányítását, az egész konverzió végrehajtását egy mikroprocesszor-rendszerre bízzák - a konverzió software uton történik. Az algoritmus olyan, hogy a meglehetősen igénytelen analóg elektronikus rész összes hibáját automatikus nulla-méréssel, automatikus kalibrációval gyakorlatilag észrevehetetlenné teszik (egyedül a referencia feszültségnek kell pontosnak lennie!). Az átalakítás leggyakrabban töltés kiegyenlítéses elvű, annak valamilyen mó-



3.43. ábra.

dosulata. A 3.43. ábra egy ilyen példát mutat (a Hewlett Packard HP 3455A DVM átalakítójának vázolata). Az "analóg elektronika" egy integrátorból és két komparátorból áll. Az integrátor töltődését az U_X mérendő feszültséggel, ill. az U_R referencia feszültséggel lehet vezérelni $2R$, ill. R -en keresztül a megfelelő elektronikus kapcsoló segítségével.



3.44. ábra.

Az idődiagramot a 3.44. ábra mutatja (kissé rokon a 3.38. ábra integrátor kimeneti idődiagrammal). A vezérlő egység az U_X -et a teljes T mérési ciklus alatt az integrátorra kapcsolja. Amikor az integrátor kimeneti feszültsége elér egy $-U_{comp}$ feszültséget, rákapcsolja a referencia forrást is egy rögzített t_c időtartamra, ennek elteltével U_R -et leveszi és így tovább, egészen a T végéig. Az utolsó szakaszon lehet, hogy egy teljes t_c -re "nincs idő", akkor t_r marad. A legutolsó fázisban csak a referenciával téríti vissza 0 V -ra az integrátort (ehhez tartozik t_f idő). A t_c időtartamok, valamint t_r és t_f alatt a "display counter" (kijelző számláló) egy órajel impulzusait számolja, a T időt pedig a "sample counter" (mintavételi időt meghatározó számláló) jelöli ki ugyanezen órajel adott számu periódusának (200 000) megszámlálásával.

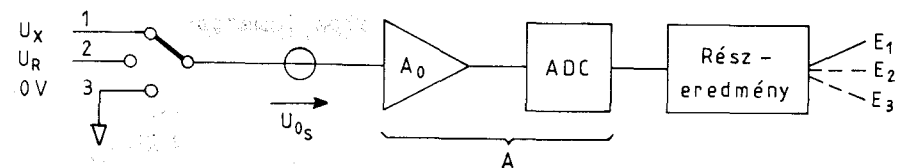
A töltésegyensúly feltétele:

$$\frac{U_X T}{2R} = \frac{(n \cdot t_c + t_r + t_f) \cdot U_R}{R}$$

ahonnan

$$\frac{U_X}{U_R} = 2 \frac{n \cdot t_c + t_r + t_f}{T} = 2 \cdot \frac{n_x}{n_0}$$

vagyis U_X referenciához viszonyított értéke a display counter-rel megszámlolt n_x -szel arányos (a jel 20 ms-ig átlagolódik az integrátoron). Az így kapott eredmény sok hiba-komponenst tartalmaz (R -ek hibája, kapcsolók hibája, U_{comp} eltérése, integrátor offsetje, stb.). Mindez a rendszerben egy U_{os} offset feszültséggel és egy (hibás) "A" rendszer-erősítéssel modellezhető. A hiba kiiktatás úgy történik, hogy a mikroprocesszor az átalakítóval 3 mérést végeztet (3.45. ábra): megméri ugyanazzal a rendszerrel U_X -et, egy nagyon pontos refe-



3.45. ábra.

renciát és a precíz 0 V-ot. Ezen mérések eredményeiből kiszámítja a pontos eredményt:

$$E = \frac{E_1 - E_3}{E_2 - E_3} = \frac{A(U_X + U_{OS}) - AU_{OS}}{A(U_R + U_{OS}) - AU_{OS}} = \frac{U_X}{U_R}$$

Hasonló elven működik pl. a KEITHLEY 191-es multimétere is (ebben sincs LSI átalakító, csupán néhány silány minőségű erősítő, kapcsoló, egy jó minőségű integráló-kondenzátor és feszültség referencia - minden más funkciót, pl. a mérési "pontszám", a felbontás 256-szorosra növelését egy 6802-es mikroprocesszor végzi. Az egész multiméter programja 512 byte-ban fért el). Az ilyen kategóriájú műszerek "szokás szerint" legalább 0,001 % pontosak kb. 2...5 ppm/°C hőmérséklet hibával!

3.2.4. Analóg-digitál és digitál-analóg átalakítók kiegészítő eszközei

A konverterek felépítéséhez, valamint AD és DA konvertereket tartalmazó rendszerek felépítéséhez az eddig részletesen tárgyalt eszközökön (erősítőkn, áramgenerátorokon, létrahálózatokon, stb.) kívül egyéb kiegészítő eszközökre, egységekre is szükség van, pl.:

- analóg kapcsolókra,
- "programozható" osztókra, erősítőkre,
- analóg multiplexerekre,
- mintavevő-tartó (Sample and Hold) áramkörökre.

Mindezekről helyütt nem adunk részletes ismertetést, mert leírásuk megtalálható a KKVMF-1044. sz. Elektronikus áramkörök II/A. jegyzet 7. fejezetében "Az analóg jelfeldolgozás kiegészítő áramkörei" cím alatt a 347. oldaltól a 400. oldalig. Kérjük Olvasónkat, hogy ezt a részt feltétlenül tanulmányozza át az AD és DA konverterekkel kapcsolatos ismeretek teljesebb tétele érdekében!

4. NAGY INTEGRÁLTSAĞU ESZKÖZÖK (LSI)

Az LSI (Large Scale Integrated - nagymértékben integrált) áramkörök megjelenése és térhódítása hozta eddig a legnagyobb változást az elektronika területén, mind a tervezők, mind a berendezések konstrukciója, megvalósítása szempontjából. A hagyományos (diszkrét elemek, SSI és MSI integrált áramkörök) elemekből való építkezést, tervezést felváltja az egy, vagy néhány LSI eszközből való felépítés. Három irányzat figyelhető meg a fejlődésben ezen a területen:

- nagy bonyolultságu, komplex berendezést vagy egységet kimondottan erre az adott célra kifejlesztett és leintegrált LSI áramkörrel valósítanak meg. Természetesen ez csak nagy darabszámú gyártásnál gazdaságos. Találkozunk olyan megoldással, amely analóg és digitális áramköröket is tartalmaz (mérőműszerek, szabályozók, stb.),
- főleg digitális berendezésekben a kapukból, flip-flopokból, számlálókából, stb. álló, csak egy adott feladat elvégzésére "hardware" uton összeállított elektronikát inkább univerzális "software"-rel irányítható LSI áramkörök helyettesítik. Ezek az LSI áramkörök sokkal többet tudnak, intelligensebbek, mint ami az adott feladat elvégzéséhez feltétlenül szükséges lenne, de nem drágábbak. Nagy előnyük, hogy könnyen változtathatók, átprogramozhatók. Ebbe a csoportba soroljuk a mikroprocesszorokat és a működésükhöz szükséges, környezetüket képező LSI áramköröket,
- az egyszerűbb logikai feladatok megvalósításához, (pl. egy célműszer kialakításához, vagy egy egyedi feladat megvalósításához) a mikroprocesszoros rendszer túlméretezettnek bizonyulhat, és a kombinációs és sorrendi hálózatok alkalmazá-

sa jelenti a gazdaságos megoldást. Erre a célra hozták forgalomba azokat az LSI áramköröket (univerzális jellegűeket), amelyeket a felhasználók maguk tudnak az adott feladatnak megfelelően "méretre szabni", vagyis beégetni, beprogramozni.

Ilyen LSI elemek a PLA-k (Programmable Logic Array: programozható logikai elrendezés), a ROM típusú áramkörök (Read Only Memory: rögzített tartalmu memória) és a PAL (Programmable Array Logic: programozható logikai elrendezés) elemek.

4.1. PROGRAMOZHATÓ LOGIKAI ÁRAMKÖRÖK (PLA)

A programozható logikai áramkörök alatt azokat az LSI technológiával készült, univerzális logikai elemcsaládokat értjük, amelyek kombinációs, ill. kombinációs- és szekvenciális-hálózat struktúrával és adott számú ki- és bemenő változóval rendelkeznek.

Ezek a logikai elemcsaládok gazdaságosabb (sokkal kevesebb tokkal) megvalósítást tesznek lehetővé, mint a hagyományos SSI és MSI logikai elemcsaládok, de alkalmazásuknál még a hagyományos "huzalozott logika" módszereit használhatjuk.

A programozhatóság ebben az esetben azt jelenti, hogy a logikai elem felépítését az adott feladathoz alakítjuk az elem megfelelő belső összeköttetéseinek "kiégetésével". Ehhez természetesen egy "égető", azaz programozó berendezésre van szükség, amely a nem kívánt összeköttetések helyén lévő NiCr "olvadó biztosítékokat" kiégeti.

Többféle kialakítású PLA család, ill. FPLF (Field Programmable Logic Family: felhasználó által programozható logikai elemcsalád) terjedt el. (A PLA család elemeit a gyártó programozza be a felhasználó igényei szerint, az összefoglaló néven FPLF-nek nevezett elemeket viszont a felhasználók égetik be.)

A legegyszerűbb kialakítású elemcsalád az FPGA (Field Programmable Gate Array: felhasználó által programozható kapu-elrendezés), amelynek elemei egyszintű kombinációs hálózatot valósítanak meg (l. a 4.2. ábrát).

Kétszintű (ÉS-VAGY) kombinációs logikai függvények az FPLA (Field Programmable Logic Array: felhasználó által programozható logikai elrendezés) áramkörökkel valósíthatók meg, amelyeknél mind az ÉS, mind a VAGY hálózat programozható.

A PAL (Programmable Array Logic: programozható logikai elrendezés) áramköröknél csak az ÉS logikai hálózat, a PROM áramköröknél csak a VAGY logikai hálózat programozható (l. a 4.8. ábrát).

A programozható logikai elemcsaládok legfejlettebb elemei az FPLS (Field Programmable Logic Sequencer: felhasználó által programozható logikai sorrendképző) áramkörök. Ezek az áramkörök a kombinációs hálózat-részek (FPLA vagy PAL áramkörök) tulmenően flip-flopokat, regisztereket is tartalmaznak. Megfelelően beprogramozva őket, szinkron sorrendi hálózatok valósíthatók meg (l. a 4.9. ábrát).

A 4.1. ábrán bemutatjuk a programozható logikai elemek áramköri rajzain használt jelöléseket és néhány példán a hagyományos logikai áramkörökkel való kapcsolatukat.

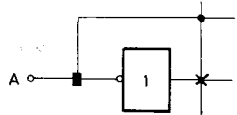
A 4.1. ábrán bemutatott példákból látható, hogy a felhasználó igen sokbemenetű (a gyakorlatban 8, 16 vagy 32) kapuáramköröket kap kézhez, amelyeknél a változók és azok komplementjei is lehetnek bemenetek. A kapu tényleges bemeneteinek számát végülis a kapubemenetet keresztező vonalak érintetlen összeköttetései száma fogja megadni.

A kimeneteken a KIZÁRÓ-VAGY kapuk programozásával az állapotoknak akár magas, akár alacsony logikai jelszint feleltethető meg. Így a De-Morgan szabály alkalmazásával ÉS, VAGY, NEM-ÉS és NEM-VAGY logikai függvények valósíthatók meg. (Az antivalencia művelet vezérelhető invertálásra ad lehetőséget, mivel

$$A \oplus 0 = A; \quad A \oplus 1 = \bar{A}.)$$

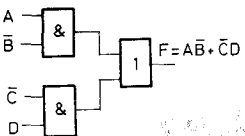
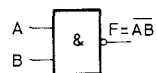
A 4.2. ábrán egy FPGA-t, a legegyszerűbb egyszintű kombinációs hálózatot realizáló áramkör vázlatos rajzát mutatjuk be. A bemenőváltozók száma 16, a lehetséges kimenőváltozók száma 8.

Programozható logikai elemek összeköttetések jelölése:

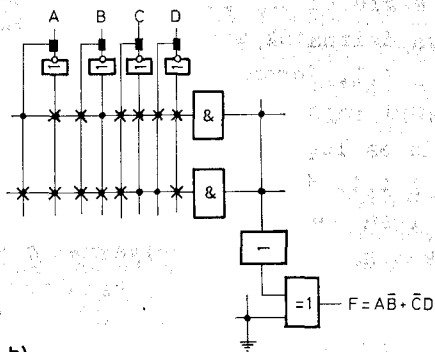
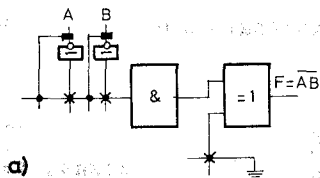


- = Nem módosítható összeköttetés
- = Módosítható összeköttetés
- ✕ = Megszakított összeköttetés

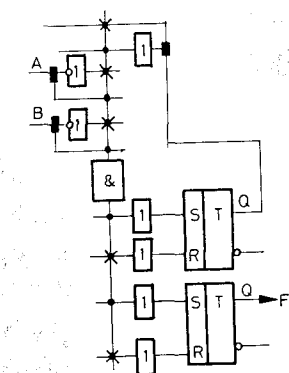
Hagyományos logikai áramkörök



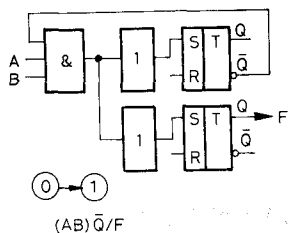
Programozható logikai áramkörök



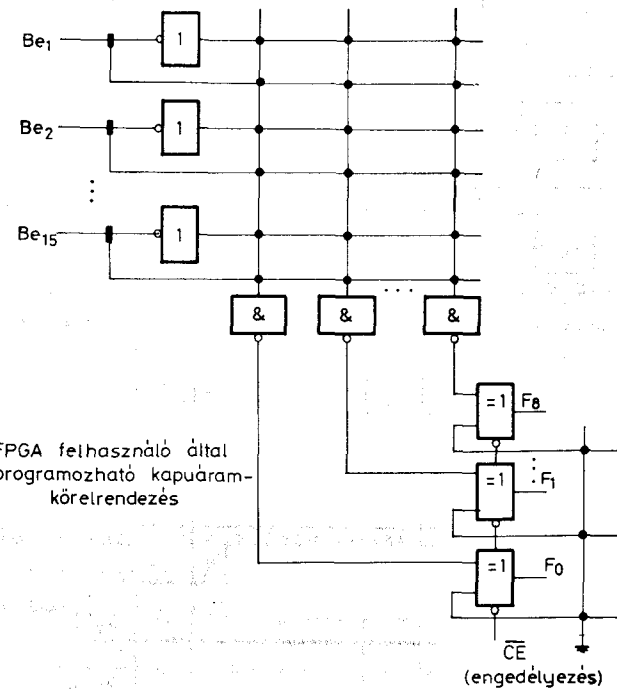
a)



b)



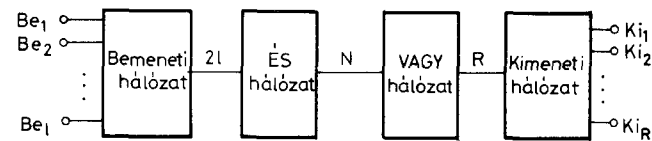
4.1. ábra.



FPGA felhasználó által programozható kapuáramkörre rendezés

4.2. ábra.

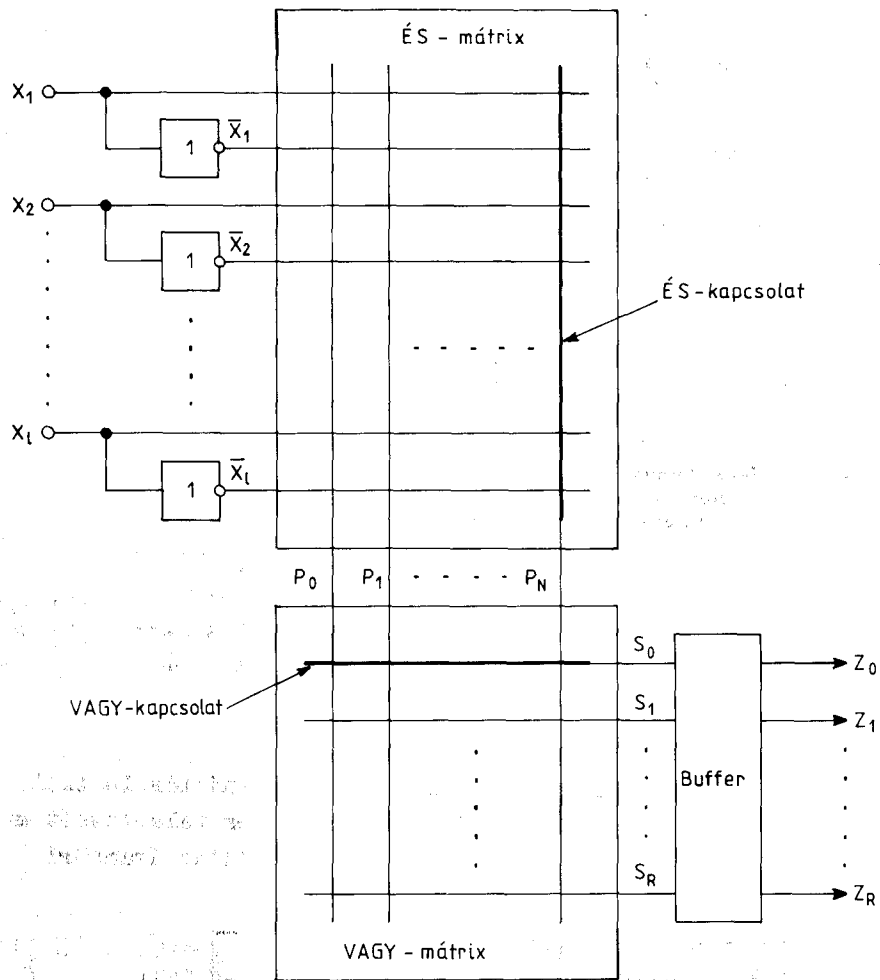
A 4.3. ábrán a kétszintű (ÉS-VAGY) kombinációs logikai függvények programozható eszközeinek általános felépítését mutatjuk be, a 4.4. ábrán az ehhez tartozó vázlatos áramköri rajzot.



4.3. ábra.

A 4.4. ábrán látható kettős mátrix felső tagja egy ÉS mátrix, az alsó mátrix egy, az ÉS mátrix kimeneteihez csatlakozó VAGY-mátrix.

Az ÉS mátrix bemeneteinek, sorainak száma a PLA, ill. FPLA bemenőváltóinak (l) kétszerese ($2l$), mert a bemeneti hálózat inverterei előállítják a bemenőváltók negáltját is.



4.4. ábra.

A lehetséges ÉS kapcsolatokat a mátrix oszlopai jelentik, előállítván a VAGY mátrix számára a bemeneteket, azaz a mintermeket:

$$P_n = \prod_{j=1}^l (k_m B_{e_m} + j_m \overline{B_{e_m}})$$

ahol

$$k = 0, 1; \quad 1 \leq m \leq l; \quad n = 0, 1, 2 \dots N$$

$$j = 0, 1$$

N az oszlopok száma az ÉS mátrixban, általában 48, 60 vagy 72.

FPLA-nál nem programozott esetben:

$$j_m = k_m = 0,$$

programozás után:

$$j_m = \overline{k_m}.$$

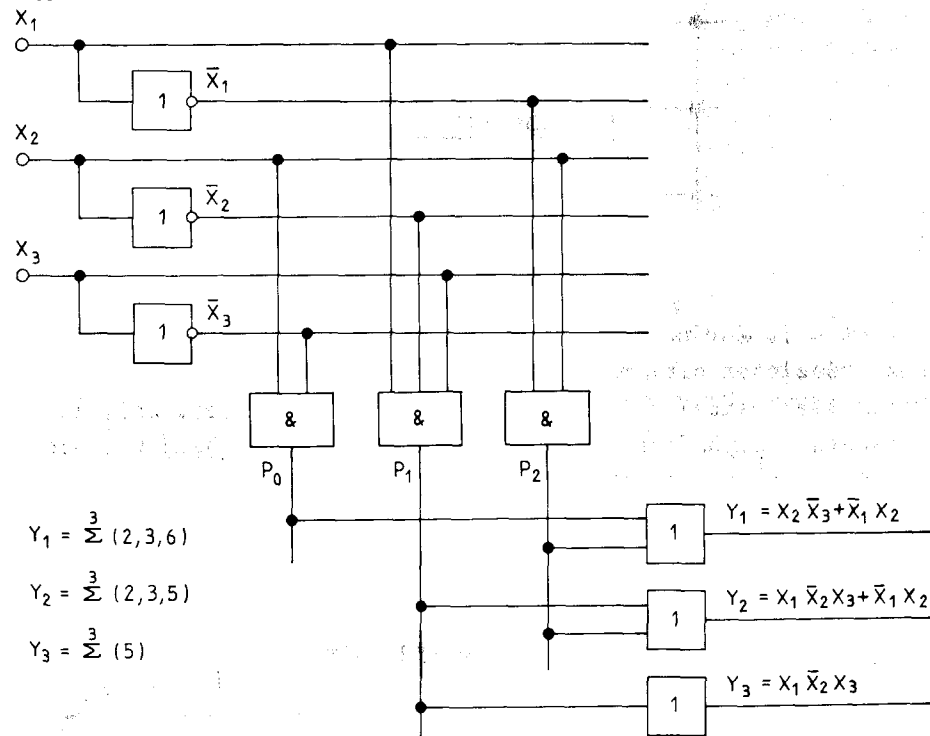
A VAGY kapcsolatot a VAGY mátrix egy sora képviseli, oly módon, hogy összefogja a kimenetekhez tartozó mintermeket. A VAGY mátrix vízszintes sorainak száma azonos a kimenetek számával:

$$S_r = \left(\sum_0^N P_n \right),$$

ahol $r = 0, 1, 2 \dots R$

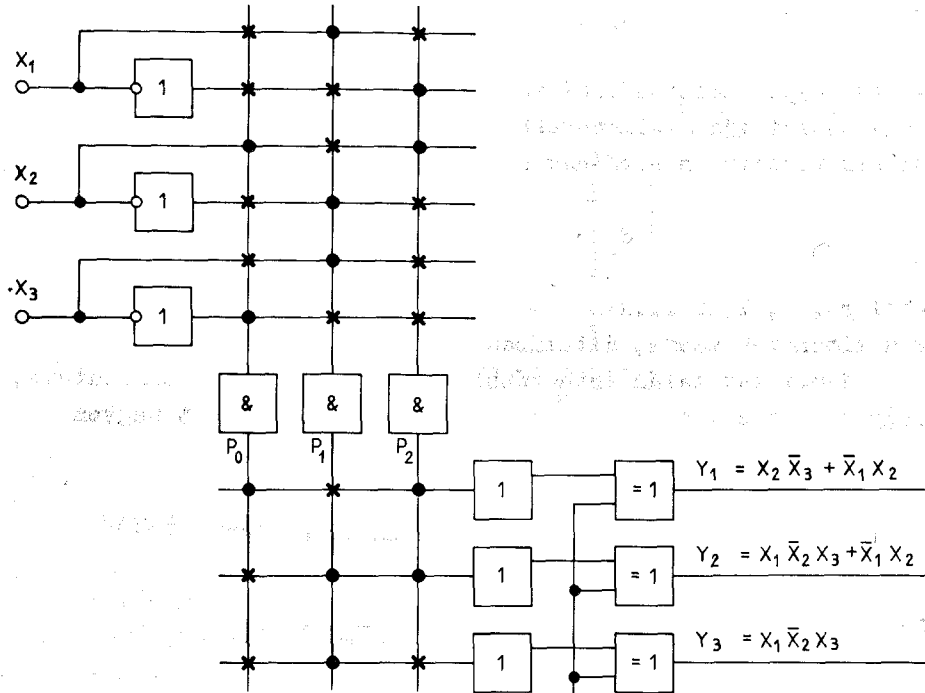
R a kimenetek száma, általában 8 vagy 16.

Fentieket talán érthetőbbé teszi a 4.5. ábrán bemutatott, hagyományos elemekből felépített kapcsolat, amelyet nagyon egyszerűen lehet FPLA-val megvalósítani.



4.5. ábra.

A 4.5. ábra példájából látható, hogy célszerű a kiindulásként adott kombinációs feladatot az ismert eljárások valamelyikével (pl. Karnaugh-tábla) minimalizálni és diszjunktív alakra hozni. A 4.6. ábrán bemutatjuk ugyanennek a feladatnak egy "elvi" FPLA-val megoldott változatát.



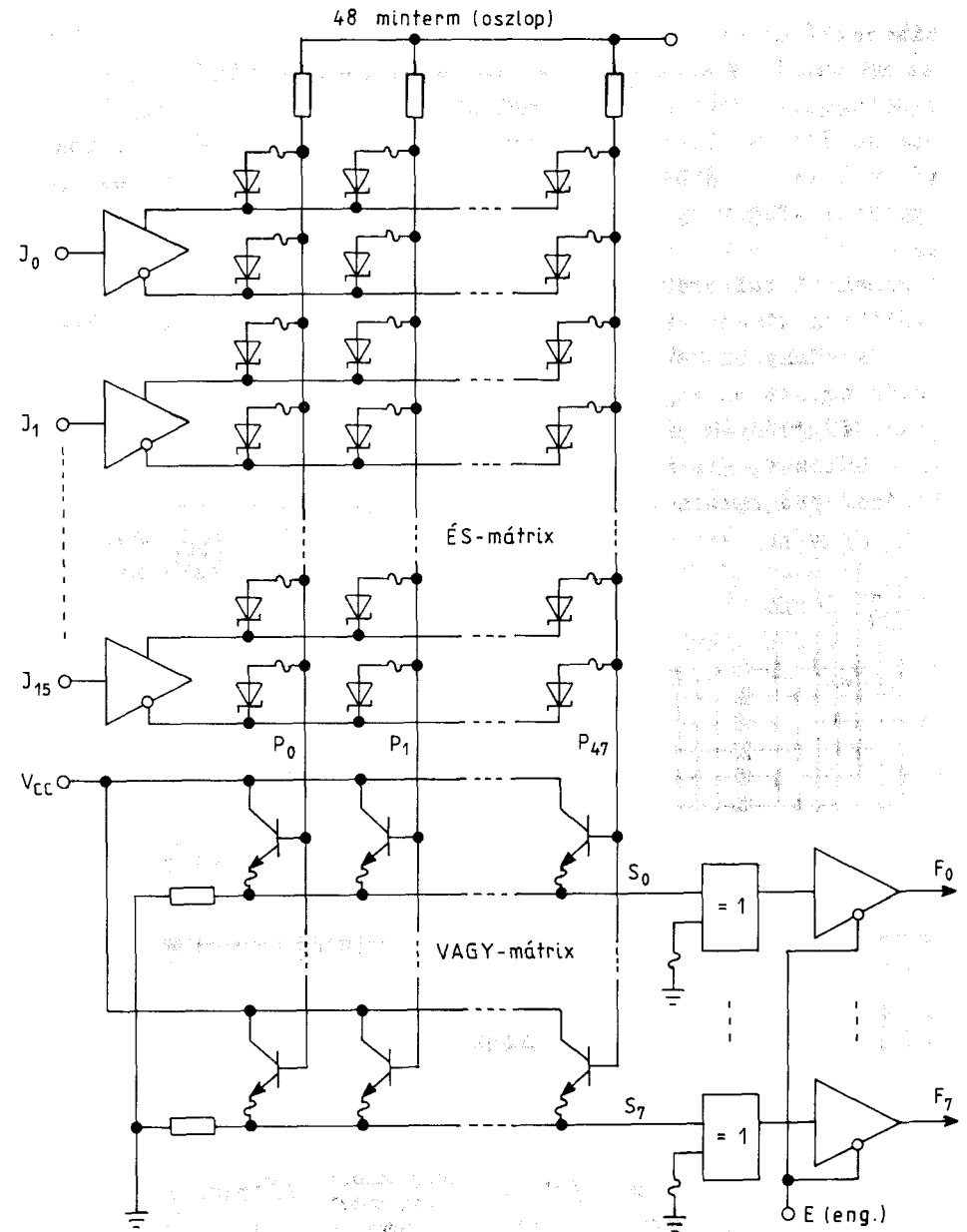
4.6. ábra.

A 4.7. ábrán egy valóságos FPLA áramkör (Sigmetics 82S101 PLA) részletes elvi rajzát mutatjuk be, amely három-állapotú kimenettel rendelkezik. (A Sigmetics 82S100 nyitott kollektoros kimenetű.) Bipoláris technológiával készül, a bemenő változók száma 16, a kettős-mátrix 48 oszlopot (mintermet) tartalmaz. A kimenőváltozók száma 8, tehát megvalósítható logikai függvények: F_0, F_1, \dots, F_7 .
Információ-tároló kapacitása:

$$2 \times 16 \times 48 + 48 \cdot 8 = 1920 \text{ bit.}$$

A hozzáférési idő: 50 ns.

(Hozzáférési idő alatt a bemenetekre adott jelek és az ezekre a kimenetekken kapott válaszjelek között eltelt időt értjük.)



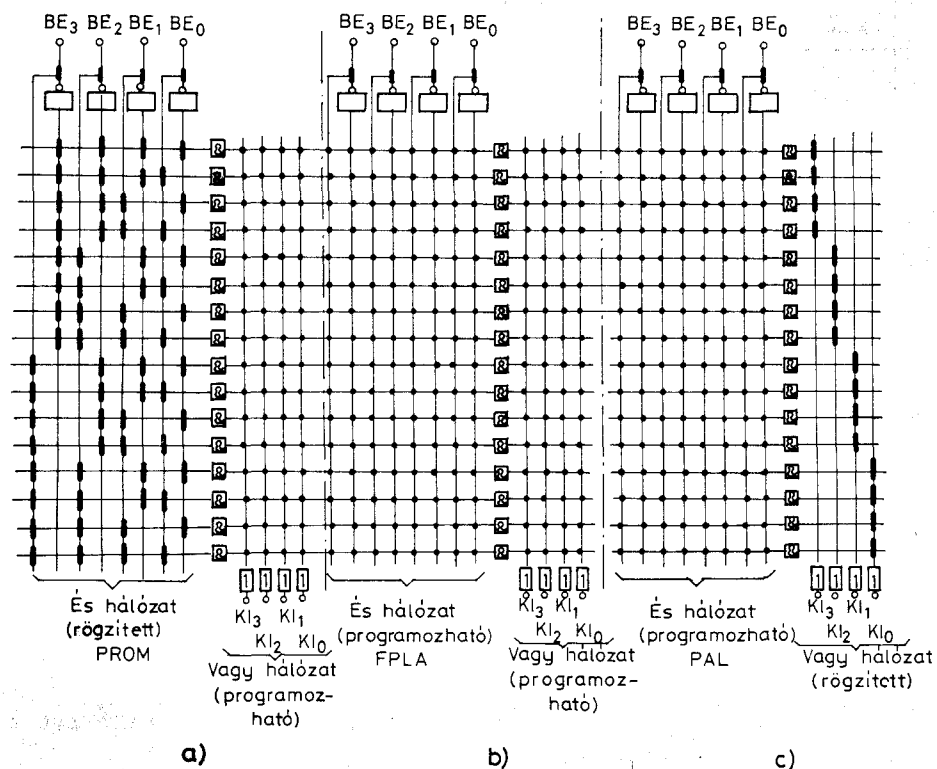
4.7. ábra.

TTL kompatibilis, teljesítménydisszipációja 600 mW. A gyári előírás szerint programozzák, a felhasználó által, elektromos uton: a nem kívánt mátrix-elemmel sorbakapcsolt NiCr olvadó biztosítékot kell kiolvasztani.

Az ÉS mátrix elemei Shottky diódák, a VAGY mátrix elemei tranzisztorok. A VAGY mátrix sorai egy-egy antivalencia kapu egyik bemenetére csatlakoznak, a másik bemenetén pedig NiCr biztosító van, így ez a bemenet programozható. Ezáltal lehetőség van egy Boole-függvény ponáltjának vagy negáltjának előállítására.

A kimeneti bufferek vezérelhetők (nagy impedanciájú kimenet), ezáltal a kimeneteket sinre lehet kapcsolni.

A könnyebb összehasonlítás és megértés érdekében a 4.8. ábrán együtt mutatjuk be a kétszintű (ÉS-VAGY) kombinációs logikai függvények programozható eszközeit. PROM esetén csak a VAGY hálózat, PAL esetén csak az ÉS hálózat, FPLA-nál mindkét hálózat programozható.



4.8. ábra.

A 4.8. ábrán látható háromféle programozható eszköz információátviteli kapacitása nem azonos és nem egyformán gazdaságos.

A PROM áramkörnél a bemeneti változók minden állapotkombinációjához (az ÉS mátrix egy oszlopa) a megvalósítandó igazságtáblázat egy sora tartozik. A bemeneti változók állapotát mint címet értelmezzük, amely címen a PROM áramkör - memóriaként - az igazságtáblázat ezen sorában lévő Y kimeneti változó értékét tárolja. A PROM, ill. ROM áramköröknél a bemeneti változók-ból képzett ÉS mátrix rögzített, oszlopainak száma 2 hatványként számítható, mert a PROM az összes mintermet (product term) előállítja. Az l bemeneti változó 2^l állapotú lehet ($N=2^l$) egy igazságtáblázat megvalósítása esetén (a PROM-nak egy kimenete) 2^l bit tárolókapacitás szükséges.

Ha R számú igazságtáblázat $y_1 \dots y_R$ kimeneti változót tartalmaz, akkor egy cím alatt egy R -bitű szót kell tárolni, így a PROM áramkör teljes kapacitása $R \cdot N = R \cdot 2^l$. A 4.8. ábrán lévő példában $l = 4$, $R = 4$, így tárolókapacitása $4 \cdot 2^4 = 64$ bit.

Az FPLA áramköröknél az ÉS mátrix sorainak száma 2^l oszlopainak száma különböző lehet. Egy oszlop az ÉS művelettel összekapcsolt (minterm, product term) bemenőváltozókat reprezentálja. A 4.8. ábrán az FPLA áramkörnek is $N = 16$ oszlopot rajzoltunk, így bit-tárolókapacitása

$$\begin{aligned} \text{ÉS mátrix } 2^l \times N &= 2 \cdot 4 \cdot 16 = 128 \\ \text{VAGY mátrix } R \times N &= 4 \cdot 16 = 64 \end{aligned}$$

$$\text{Összesen} = 192 \text{ bit.}$$

Ami az ábrán nem látszik, de nagyon lényeges különbség a két áramkör között az az, hogy az FPLA-nál nem kell a programozáskor az összes minterm értékéről rendelkezni, mint a PROM-nál, hanem csak a függvény minimalása után eredményként kapott mintermek, primimplikánsok értékéről. Így a tárolókapacitás sokkal gazdaságosabban kihasználható az FPLA-nál, mint a ROM-nál. A különbség kiugróvá válik a bemenőváltozók számának növekedésével.

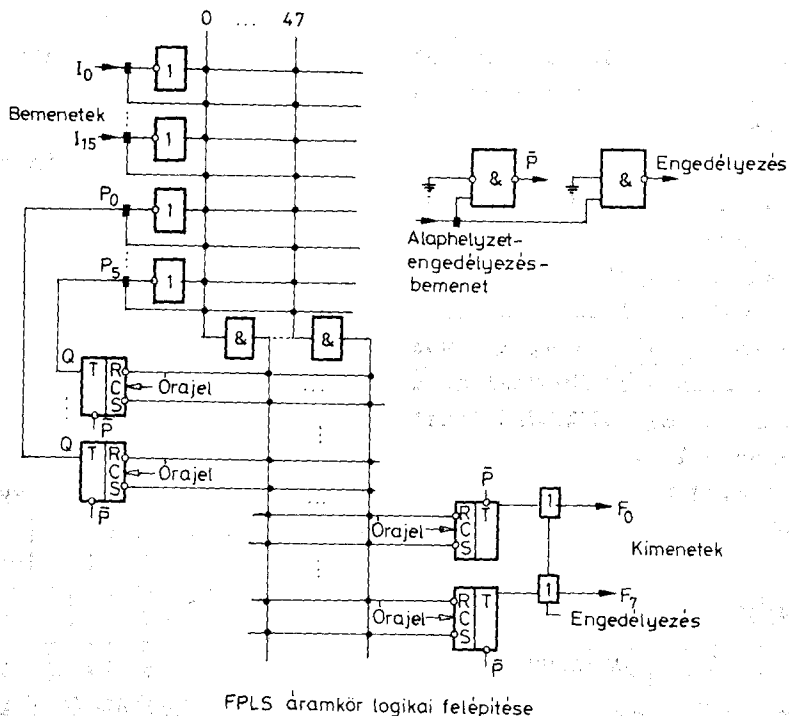
A PAL áramköröknél a VAGY hálózat rögzített oly módon, hogy kötötték az egyes kimenetekhez tartozó product termek. A 4.8. ábrabeli példánál minden kimenethez max. 4 product term rendelhető. Tárolókapacitása

$$4.4 \times 16 = 70.4$$

$$\text{Összesen} = 144 \text{ bit,}$$

tehát kevesebb, mint az FPLA áramköré.

A 4.9. ábrán a programozható logikai elemcsaládok legfeljettebb elemének, az FPLS (Field Programmable Logic Sequencer: felhasználó által programozható logikai sorrendképző) áramkörnek az elvi kapcsolási rajzát mutatjuk be.



FPLS áramkör logikai felépítése

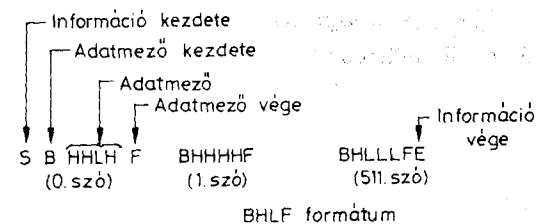
4.9. ábra.

Az FPLS elemek regiszterekkel kiegészített FPLA vagy PAL áramkörök, amelyek olyan módon programozhatók, hogy segítségükkel szinkron sorrendi hálózatok valósíthatók meg (Mealy-gép).

A 4.9. ábrán látható FPLS felépítése az FPLA elrendezésen alapul. A visszacsatolás a VAGY mátrix kimenetétől az ÉS mátrix bemenetéig órajellel vezérelt flip-flopokon keresztül történik. A flip-flopok másik csoportja kimeneti regiszterként működik (buffer), míg az első, a visszacsatolást végző csoport, a kimenetek állapotától függetlenül programozható állapotregiszter.

A regiszterek R és S bemeneteit az ÉS-VAGY hálózat vezérli. $I_0 \dots I_{15}$ bemenőváltózkodokon és komplementeiken kívül a $P_0 \dots P_7$ az előző órajelnél beállított "állapot" flip-flopok is programozással a 48 db ÉS kapu bemenetére csatlakoztathatók. Minden belső regiszter a tápegység bekapcsolásakor logikai 1 állapotba kerül. Az áramkör külön törlőbemenettel is rendelkezik, amellyel aszinkron módon lehet a flip-flopokat 1-be állítani. Ugyanez a bemenet használható az $F_0 \dots F_7$ kimenőjelek engedélyezésére is. (A nem engedélyezett kimenet nagy impedanciájú állapotba kerül, ezzel adva van a párhuzamos kötésre való bővítés lehetősége is.) Az elemekbe való beírás, a programozás gyakorlati megvalósításához eszközökre is szükség van. Forgalomban vannak olyan "fordító"-egységek, amelyek a konkrét "égető" (programozó) eszköz bemenő formátumára fordítják le a igazságtáblázat formájában megadott specifikációt és a megvalósításhoz felhasznált elemek típuszámait. Pl. a PALASM egy olyan PAL elemekhez kifejlesztett assembler, amely akár logikai egyenleteket, akár táblázatokat elfogad bemenő információként és ezeket a "beégetést" vezérlő formátumra fordítja le. A leggyakrabban használt "beégetési" formátum a BHLF vagy BPNF. A két formátum lényegében megegyező, mindkettő ASCII karaktereket használ (4.10. ábra). Az egyes karakterek jelentése:

- S = információ (szalag) kezdete,
- B = adatmező kezdete,
- F = adatmező vége,
- E = információ (szalag) vége
- H vagy P = magas logikai jelszintnek megfelelő adatbit,
- L vagy N = alacsony logikai jelszintnek megfelelő adatbit.



4.10. ábra.

Hexadecimális formátum alkalmazása esetén az adatok kezdetét az STX karakter jelzi, amelyet az egyes - sorrendbe rendezett és szóközzel (space) elválasztott - hexadecimális

rakterrel megadott adatok követnek. Az információ végét az ETX karakter jelzi. A kinyomtatás elősegítésére általában bárhol közbeiktatható "uj sor" (LF) és "kocsi vissza" (CR) karakter.

A programozó eszközök egy további csoportja - az ún. logikai programozók - a logikai függvények táblázatai alapján közvetlenül képesek a beírást elvégezni. (Egyes gyártóktól ún. hibrid programozók is beszerezhetők, amelyek tár- és logikai típusu programozást egyaránt képesek megvalósítani.)

A programozható logikai elemek igen sokféle területen alkalmazhatók:

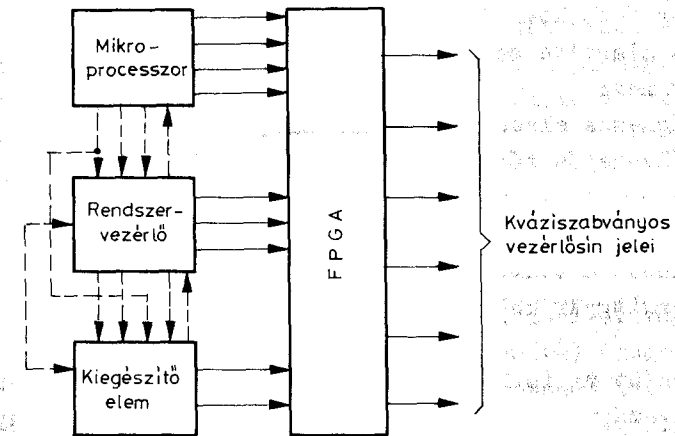
- kombinációs hálózatként,
- kód konverterként,
- szekvenciális hálózatként,
- karaktergenerátorként,
- periféria-vezérlésre,
- nagy kapacitású fix táruk helyett,
- mikroprogramozásra,
- mikroprocesszoros rendszerekben kiegészítő feladatok ellátására.

Tipikus feladat egy adott mikroprocesszor elemcsalád elemeivel megvalósított rendszer "illesztése" valamilyen adott sinrendszerhez. Az elemek, ill. a sinrendszerek szabványosításának jelenlegi fázisában ez nagyon gyakran előforduló feladat. Általában egyetlen FPGA segítségével a 4.11. ábra szerint kialakíthatók a mikroprocesszor és a rendszerelemek vezérlőjeleinek kombinációjából az adott sinrendszer vezérlőjelei.

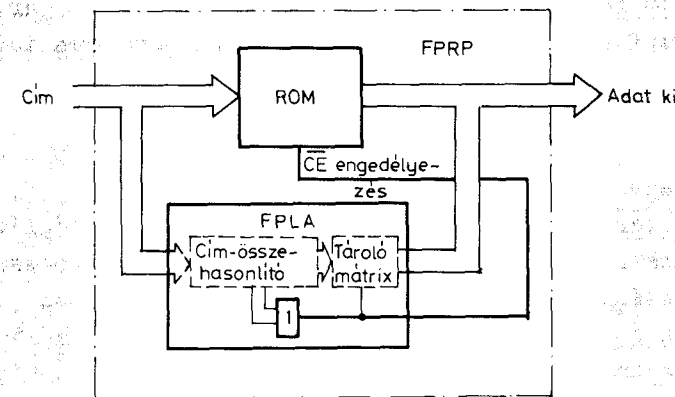
Az FPLA elemek olyan PROM-oknak is tekinthetők, amelyeknek a címe (címdekódolója) is programozható, nemcsak a címen lévő tartalom. Ezzel az értelmezéssel - ha nem teljes (n bit esetén 2^n) kódhalmazt kell átalakítani, gazdaságos kódoló, dekódoló valósítható meg segítségével.

Egy másik, hasonló feladatot jelent adott tartalom, nem módosítható ROM elemek "megfoltozása". Ennek a megoldásnak az a célja, hogy meglévő, általános célú rendszer- vagy alkalmazói programokat az adott feladat kívánalmainak megfelelően módosítani lehessen. A 4.12. ábrán egy ilyen FPRP (Field Programmable Rom Patch: felhasználó által programozható ROM "folt") el-

rendezést mutatunk be. Az FPLA folyamatosan figyeli a címvezetékeket, és amikor azok a "beprogramozott" címértékekkel megegyeznek, a FLAG kimenet jelzőbitjének segítségével tiltja a ROM kimenő jeleit és helyette az adatvezetékekre a saját megfelelő rekeszének tartalmát adja. (Természetesen "kikapcsolt" állapotban mind a ROM-, mind az FPLA áramkör nagy impedanciás "TRI-STATE"-ben, harmadik állapotban van.) Az FPLA kimenetek párhuzamos kapcsolásával (huzalozott VAGY) a ROM-folt kapacitása a szükségletnek megfelelően bővíthető, ha egyetlen áramkör nem lenne elegendő.



4.11. ábra.



4.12. ábra.

4.2. MEMÓRIÁK

A digitális berendezések, számítógépek, mikroprocesszoros rendszerek nélkülözhetetlen elemei a táruk, amelyek az információ hosszabb-rövidebb ideig tartó tárolására szolgálnak. A táruk tulajdonságai alapvetően meghatározzák a rendszer működési jellemzőit, árak a teljes hardware rendszer árát, teljesítményigényük annak teljesítményfelvételét.

A digitális információ egységét, a "bit"-et (binary digit) olyan elem tudja tárolni, amely két stabil állapottal rendelkezik (log 0 és log 1).

A tárolás alapelve szerint a táruk két nagy csoportját különböztetjük meg:

- mágneses elven működő tárukat,
- félvezető tárukat.

A mágneses elven működő táruk óriási előnye, hogy információtartalmukat még a tápfeszültség megszűnésekor is megtartják. Korábban a számítógépekben operatív, gyors működésű táruként a ferritgyűrűkből felépített, ún. ferrit-memóriákat használták.

Háttértáruként ma is kizárólag mágneses elven működő tárukat alkalmaznak: mágneslemez (diszk), hajlékony lemez (floppy-diszk), mágnesszalag, mágnesrud, mágnesdob, stb.

Az itt felsorolt háttértáruk mindegyike soros tár, azaz a tárolt információhoz való hozzáférés nem egyforma időt vesz igénybe, hanem az információ elhelyezkedésétől függően. A félvezető táruk építőelemei az 1 bit tárolására alkalmas flip-flopok, amelyekből ma már egy lapkán több százezer darab is elhelyezhető.

Félvezető tárukat mind bipoláris, mind MOS technológiával is előállítanak. A MOS technológiával készülő mikroprocesszorhoz ár, felépítés, műveleti sebesség, stb. szempontjából jól illeszkednek a MOS táruk, így ezek programjainak és adatainak tárolására szinte kivétel nélkül ezeket használják. A bipoláris (LS TTL, ECL) táruk lényegesen gyorsabb működésűek, de az azonos méretű morzsán elhelyezhető sokkal kisebb tárolókapacitás, a lényegesen nagyobb teljesítményigény és nem utolsósorban a nagyobb ár következtében a bipoláris táruk fő alkalmazási te-

rülete a gyorsműködésű vezérlők, ill. a gyorsműködésű - bipoláris technológiával készülő - mikroprocesszor típusok programjainak tárolása. A bipoláris technológiával készülő táruk elemek csak statikus kialakításuk lehetnek, a MOS technológiával készülő táruk lehetnek statikusak és dinamikusak is.

Mielőtt a memóriák részletesebb tárgyalásába belefognánk, ismerkedjünk meg néhány gyakrabban használt kifejezéssel. A számítógépekben, mikroprocesszoros berendezésekben használt tárukban az információt (a program utasításait, adatokat) szavanként helyezik el. A szó egy olyan bit-csoportot jelent, amely egy egységet képez. A számítógépek egyik jellemzője a szóhossz, amely az egy szóban található bitek számát adja meg. A szó általában 8...48 bit hosszúságú, a berendezés konstrukciójától függően.

A tárban elhelyezett szó helyét a cím határozza meg. A tár rekeszekre van osztva. Minden rekesznek van egy címe és minden rekesz egy szó információt tárol. A rekesz celláiban helyezkednek el a szó bitei.

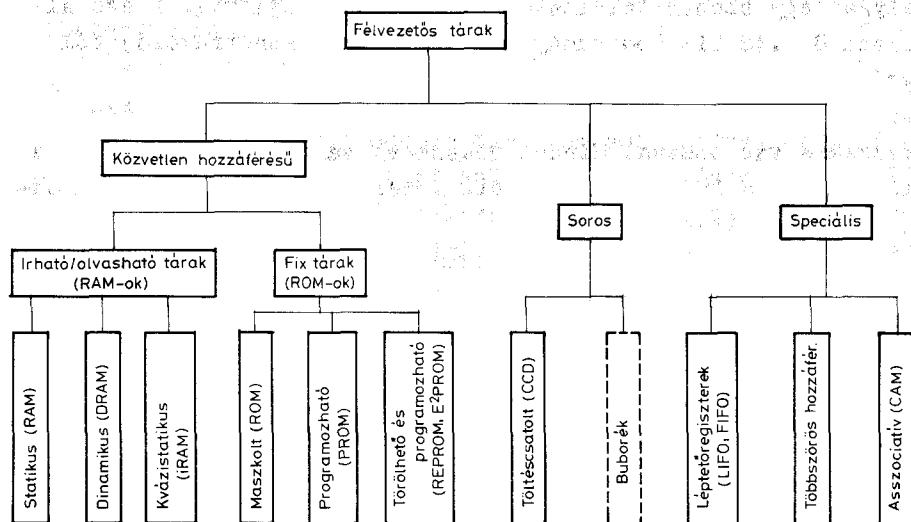
A táruk fontos jellemzője a tárkapacitás, amelyet vagy a maximum tárolható szavak vagy a bitek számával adnak meg. A tár szó-kapacitását egyértelműen meghatározza - kettő hatványaként a tár cím-vezetékeinek, cím-bitjeinek száma: Pl. 10 cím-bit ($A_0 \dots A_9$): $2^{10} = 1$ kszó.

Az információ elhelyezését a tárban írásnak, az információ kivételét pedig olvasásnak nevezzük. Olvasásnál a művelet elindítása és a kimeneten tárolt információ megjelenése között eltelt időt hozzáférési, elérési időnek nevezzük. Amennyiben a hozzáférési idő nem függ a szónak a tárban való elhelyezkedésétől, vagyis nem függ a szó címétől, közvetlen hozzáférésű tárról beszélünk. Amennyiben a hozzáférési idő címfüggő - pl. mágnesszalagnál - soros tárról van szó.

Megkülönböztetjük a tárukat aszerint is, hogy felejtő (volatile) táruk vagy nem-felejtő (non-volatile) táruk. A felejtő táruk a tápfeszültség megszűnésekor elvesztik információtartalmukat, viszont a nem-felejtő táruk megtartják azt. A mágneses elven működő táruk és a "csak olvasható" táruk (ROM) egyértelműen nem felejtők, de ma már ismerünk olyan nem felejtő írható/olvasható tárukat (NVRAM: non-volatile RAM), amelynél egy

áramkörbe összeintegráltak egy gyorsműködésű írható/olvasható tárat (RAM), egy ugyanolyan kapacitású EPROM tárat (elektromosan törölhető PROM) és az információ "átmentéséhez" szükséges időzítő, kiegészítő áramköröket. A tápfeszültség kikapcsolásakor beindul a RAM-ból a "háttér-PROM"-ba az információ átírása. A tápfeszültség bekapcsolásakor a folyamat fordítva zajlik le.

Az NVRAM-ot még nem tüntettük fel a félvezető tárok családfáján, amelyet a 4.13. ábrán mutatunk be, mert még fejlesztés alatt áll.



4.13. ábra.

Előbbi családfa alapvetően a címelérés szempontjából osztja fő csoportokra a tárokat:

Közvetlen hozzáférésű

Bármely címen tárolt szó azonos idő alatt érhető el a címtől függetlenül.

Soros

A címzett információ különböző időtartam alatt érhető el. Az elérési idő a címzett információ helyétől függ. Korábbi háttértárok alakíthatók ki a töltéscsatolt (Charge-

Coupled Device) elemekből és a buborék-memóriából.

Speciális

Az előző két csoportba nem sorolható tártípusok:

- multiacces: többszörös hozzáférést, vagyis több címmel definiált, több be- és kimeneti interface-en keresztül való egyidejű írást, ill. olvasást lehetővé tevő tárok. Jelentőségük a többprocesszoros rendszerek elterjedésével növekszik;
- asszociatív (CAM = Content Addressable Memory) tartalom szerint címezhető tár. A tárolt szó azonosítására nincsen cím. A cím szerepét az információ vagy annak egy része veszi át. Ez a tártípus ritkábban szerepel a rendszerekben;
- léptetőregiszterekből felépített tárok közül kettő nagy jelentőségű:

LIFO (Last in First Out = a memóriába utoljára beírt tartalom olvasható ki először), más szóval veremtár,

FIFO (First in First Out = az először beírt információ olvasható ki először), vagyis puffertár.

A következőkben részletesebben tárgyaljuk a fix tárokat az írható/olvasható tárokat.

4.2.1. Fix tárok (ROM-ok)

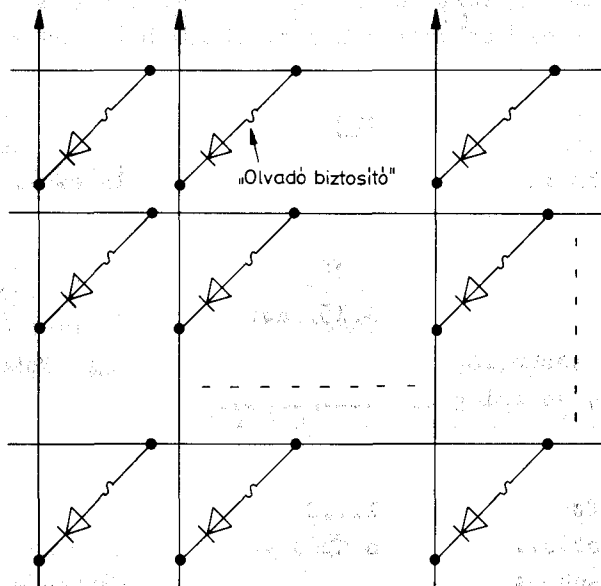
A számítógépekben és a különböző digitális rendszerekben a programmal változtatható tartalmú tárokon kívül felhasználnak olyan tárokat is, amelyek tartalma nem változtatható. Ezeket a tárokat azokon a helyeken használják, ahol a lekérdezésnél mindig ugyanarra az információra van szükség. Így a berendezésben az adatok beírására szolgáló elektronika elmarad és maga a tár is egyszerűbb felépítésű az írható/olvasható tárokhoz képest.

A fix tárok, amelyeket "csak olvasható tároknak" is neveznek (Read Only Memory = ROM), egyszerűbb felépítésük miatt olcsóbbak és gyorsabbak az írásra is használható tároknál. A tápfeszültség megszűnésekor információ tartalmukat megtartják.

A fix tárok elemei mind MOS, mind bipoláris technológiával készülnek.

akkora áramot bocsát át, amely a biztosítékokat kiégeti. Ebben az esetben a kiégetett állapot jelenti a logikai 1-et. Az információ ezen a módon állandóan megmarad a tárban, az egyszer kiégetett biztosíték többet vissza nem állítható, tehát az annak megfelelő tartalom nem módosítható. Prototípus berendezés kifejlesztésekor, vagy kis sorozatu berendezések gyártásakor alkalmazása előnyösebb a maszkolt ROM-okénál, de ma már jelentősége csökkent.

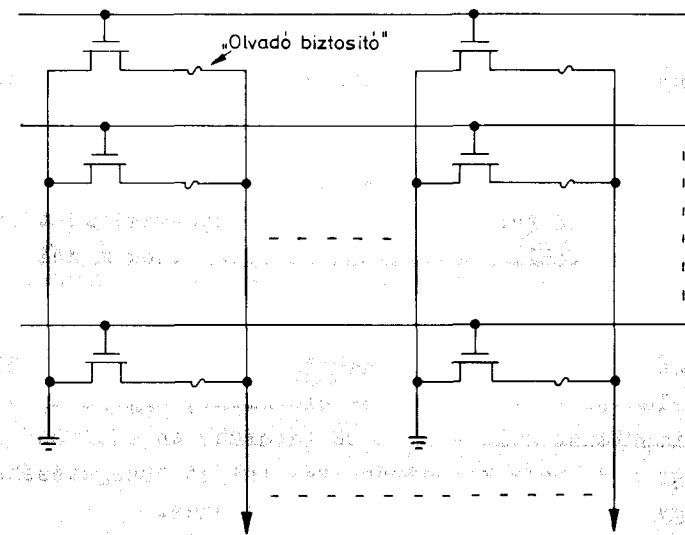
A 4.16. és 4.17. ábrákon mutatjuk be a bipoláris és a MOS-PROM mátrixot.



4.16. ábra.

A gyártónak nem jelent többletköltséget az, hogy a mátrix minden keresztpontjába diódát épít be. Az olvadó biztosíték maszkon keresztül felgőzöltetett Ni-Cr vagy egyéb ötvözet, esetleg polyszilícium.

A kimeneti buffer áramkörnek alkalmasnak kell lennie a kétirányú jelátvitelre. Beégetéskor a biztosíték kiolvasztásához szükséges áramot kell átvinnie a kimenetről a megcímzett diódákhoz és a soros biztosítókhoz. Kiolvasáskor pedig a megcímzett bit állapotát kell a kimenetre vezetni.



4.17. ábra.

REEPROM

Az újra programozható ROM elemeket hívjuk REEPROM-oknak (Reprogrammable ROM), amelyek törlés után újra programozhatók, írhatók. Nevezik őket "sokkal nehezebben írható, mint olvasható" táraknak is. Több fő típus terjedt el, alapvetően a törlés módja miatt különböznek felépítésben is egymástól.

EPROM

Elektromosan programozható és ultraibolya fényvel törölhető tár (Electrically Programmable ROM). Az elem törlés utáni újraprogramozhatósága az alkalmazott technológiában rejlik: FAMOS (Floating Avalanche MOS = lebegő lavina MOS, mivel a lebegő vezérlő elektróda szigetelt "szigetére" való töltésbevitel lavina letörés segítségével történik). A szilícium-dioxid réteggel szigetelt vezérlő befolyásolja az áramforrás (source) és nyelő (drain) elektróda közötti áramot. Programozáskor a forrás és a vezérlő között alkalmazott nagy pozitív feszültség elektronokat visz a lebegő szilíciumvezérlőre (gate). A feszültség eltávolítása után az megtartja negatív töltését, mivel elektromosan szigetelt (szilícium-dioxid réteggel van körülveve), és így lényegében nincs módja kisülni. Ez azután

aszerint, hogy van-e töltése vagy nincs, a vezérlő "sziget" alatt létrehoz vagy nem hoz létre egy vezető csatornát a forrás és a nyelő között. Ez jelenti azután azt, hogy bináris 0 vagy 1 értékeket tároltunk a tár cellájában.

A tárolt bitek ultraibolya fénnel az elem kvarc ablakán keresztül törölhetők. Az ultraibolya fény fotoáramot hoz létre a szilícium-dioxid rétegben, amely a lebegő-vezérlő töltését az alaplemezebe viszi. A felhasználók igényeinek minél jobb kielégítésére való törekvést mutatja, hogy a gyártók kihozták a csupán egy tápfeszültséget (+5 V) igénylő EPROM-ot, nevezetesen az INTEL cég a 16 kbit kapacitású (2k x 8) szervezésű 2716 típusszámú elemét. Programozásához címenként, egy 50 ms szélességű TTL impulzust kell adni a \overline{CE} (áramkör engedélyező bemenetre). Így a 2 kbyte kapacitású tár teljes "beégetéséhez" 100 s, vagyis kevesebb, mint 2 min szükséges.

Természetesen a programozásnak további feltételei is vannak: a V_{pp} tápfeszültségnek +25 V-nak, az \overline{OE} kimenetet engedélyező jelnek pedig log 1-nek kell lennie. Magát a beégetendő adatot a "kimenetek"-re kell adni, amely vonalak ebben az esetben "bemenet"-ként szolgálnak.

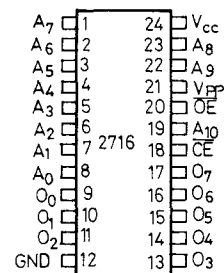
A 4.18. ábrán bemutatjuk példaként az INTEL 2716 áramkör blokk-diagramját, tokbekötési rajzát és a kivezetések elnevezéseit.

Az áramkör a normál olvasás üzemmódon kívül rendelkezik egy "takarékos" üzemmóddal is (standby mode), amelynél a disszipáció 75 %-kal lecsökken, az aktív 525 mW-ról 132 mW-ra. "Takarékos" üzemmódban az elem üzemen kívül, de bekapcsolt állapotban van, kimenetei nagy impedanciásak.

Az áramkör címbemeneteinek száma 11 ($A_0 \dots A_{10}$), mert kapacitása 2 kbyte és $2^{11} = 2048 = 2 \text{ k}$.

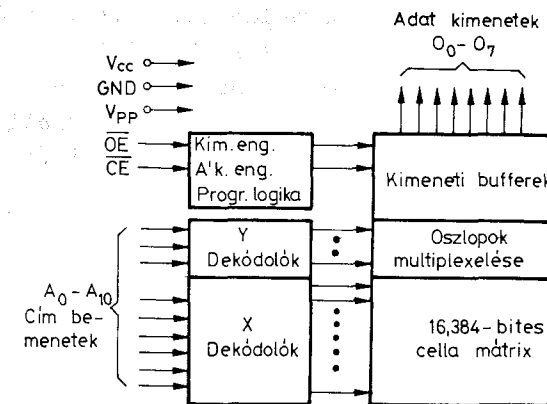
A 4.1. táblázatból kiolvashatók az áramkör 6 üzemmódjához szükséges vezérlő jelek és feszültség szintek. A V_{pp} tápfeszültségen kívül valamennyi be/kimenet TTL kompatibilis.

A hat üzemmód közül háromnál mind a V_{cc} , mind a V_{pp} tápfeszültség +5 V. A másik három, programozással kapcsolatos üzemmódnál a $V_{pp} = +25 \text{ V}$. Az összes többi bemenet valamennyi üzemmódnál TTL szinteket igényel.



A kivezetések megnevezései

$A_0 - A_{10}$	Címek
\overline{CE}	Áramkör eng.
\overline{OE}	Kimenet eng.
$O_0 - O_7$	Kimenetek



4.18. ábra.

4.1. táblázat

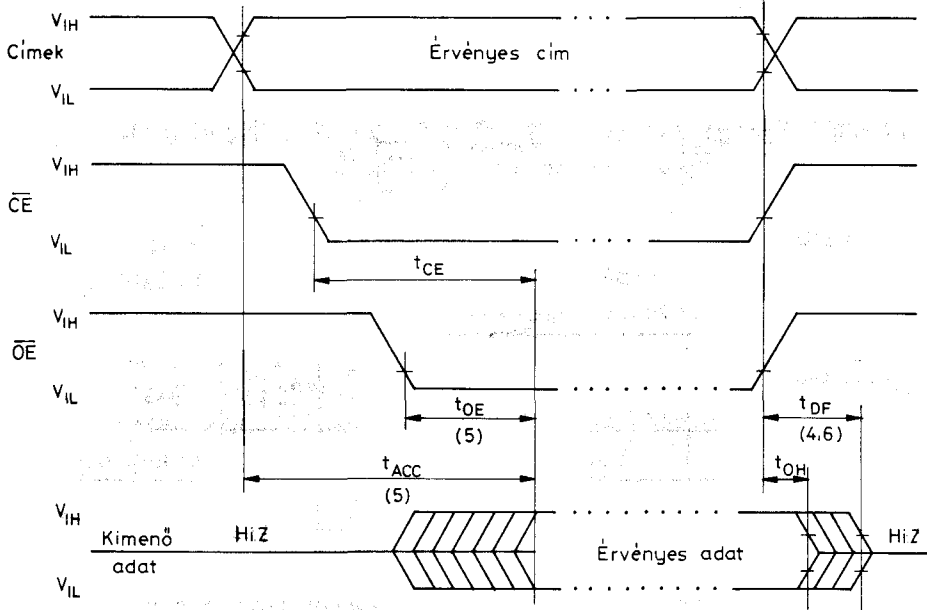
Módozat	Lábak	\overline{CE} (18)	\overline{OE} (20)	V_{pp} (21)	V_{cc} (24)	Kimenetek (9-11, 13-17)
Olvasás		V_{IL}	V_{IL}	+5	+5	D_{OUT}
Kimenet tiltás		V_{IL}	V_{IH}	+5	+5	High Z
Takarékos		V_{IH}	X	+5	+5	High Z
Programozás		$V_{IL} - V_{IH}$	V_{IH}	+25	+5	D_{IN}
Ellenőrzés		V_{IL}	V_{IL}	+25	+5	D_{OUT}
Program tiltás		V_{IL}	V_{IH}	+25	+5	High Z

Az áramkör vezérléséhez két engedélyező jel tartozik:

- \overline{CE} (Chip Enable) - áramkör engedélyező-jel, amely a teljesítmény vezérlést látja el, és segítségével az áramkör kiválasztását, működésének engedélyezését lehet megoldani.
- \overline{OE} (Output Enable) - kimenet engedélyezés, amely a megcímzett helyről kiolvasott információ megjelenését engedélyezi a kimeneteken.

A 4.19. ábrán bemutatjuk a gyártó által megadott idődiagramot és időértékeket, amelyekből kiolvasható, hogy a hozzáfé-

rési időt (t_{acc}) - a cím stabilizálásától a kimeneteken az érvényes adat megjelenéséig eltelt idő - befolyásolja a két vezérlő jel lefutó élettől eltelt idő. A kimenetet engedélyező \overline{OE} jel lefutó élettől számított min 120 ns múlva (t_{OE}) lesz érvényes a kimenő adat, ha a cím stabil és az áramkör ki volt választva ($\overline{CE} = 0$) (4.2. táblázat).



4.19. ábra.

Törlés

Az áramkört ultraibolya fényvel lehet törölni, az áramkörön látható kvarc ablakcskán keresztül. Az ultraibolya fény hullámhosszának 4000 Å-nél rövidebbnek kell lennie, a gyártó mérései szerint leghatásosabb a 2537 Å hullámhossz, a minimális dózis 15 Ws/cm^2 . Ezzel a dózissal, ezzel a hullámhosszú fényvel (kvarc-lámpa) 2-3 cm távolságból megvilágítva az áramkört, kb. 15...20 min szükséges az áramkör valamennyi céljának törléséhez.

Törlés után a 2716-os áramkör minden bitje log 1 állapotba kerül. Beírásakor, vagyis a programozáskor a megcímzett helyekre log 0-kat viszünk be. Log 1-re változtatni egy log 0-t csak törléssel lehet. Tapasztalat szerint a közvetlenül napfénynek

4.2. táblázat

Jelölés	Megnevezés	Határadat (ns)					Vizsgálá- ti fel- tétel
		2716	2716-1	2716-2	2716-5	2716-6	
t_{ACC}	hozzáférési idő	450	350	390	450	450	$\overline{CE}=\overline{OE}=V_{IL}$
t_{CE}	a \overline{CE} jel aktív előfideje	450	350	390	490	650	$\overline{OE}=V_{IL}$
t_{OE}	az \overline{OE} jel aktív előfideje	120	120	120	160	200	$\overline{CE}=V_{IL}$
t_{DF}	a \overline{CE} vagy \overline{OE} jel inaktiválásától a kimenet HiZ állapotáig	100	100	100	100	100	$\overline{CE}=V_{IL}$
t_{OH}	a kimenet "tartása" ha a cím, vagy az \overline{OE} így a \overline{CE} jelek bármelyike inaktív vá válik	0	0	0	0	0	$\overline{CE}=\overline{OE}=V_{IL}$

kitett, vagy neonfényvel megvilágított szobában szabadon hagyott áramkörök információtartalma megsérül. (Napfényen kb. 1 hét alatt, neonfényes szobában kb. 3 év alatt törlődik ki egy tipikus 2716-os áramkör.) Ezért célszerű az áramkörön lévő kvarc ablakocskát a végleges információ beírása után letakarni.

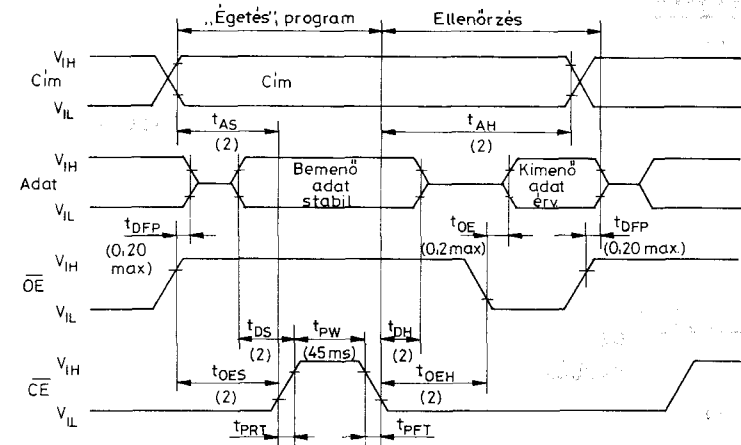
Programozás

Az áramkör programozása általában külön hardware eszközzel, az ún. "égető" berendezéssel történik. Korábban a különféle ROM jellegű áramkörökbe az információ beírása más-más algoritmust, feszültség szinteket kívánt, ma a gyártók nagyon iparkodnak, hogy az áramkörök égetési eljárása lehetőleg egységes és egyszerű legyen.

A 2716-os áramkör akkor van programozás üzemmódban, ha a $V_{pp} = +25\text{ V}$ és az \overline{OE} jel log 1. A címvezetésekkel kiválasztott helyre beírandó 8 bites adatot a kimenetekre kell ráadni. Mind a cím- mind az adatbitek TTL szintűek. Amikor a cím- és adatbitek már stabilak, akkor egy 50 ms hosszúságú, aktiv magas jel-szintű TTL programozó impulzust kell a \overline{OE} bemenetre adni.

A 4.20. ábrán látható, hogy célszerű a programozó impulzus lefutása után min. 2 μs múlva (t_{OEH}) leellenőrizni a beírást (VERIFY), amely a beállított címről való visszaolvasást és az eredeti, beírandó adattal való összehasonlítást jelenti. Programozható több 2716-os áramkör párhuzamosan, egyszerre is

- azonos adatokkal: a párhuzamosan kötött 2716-os áramkörök a közösített \overline{OE} bemeneteken megkapják az 50 ns hosszúságú TTL programozó impulzust,
- különböző adatokkal: a \overline{OE} bemenetek kivételével a párhuzamosan kötött 2716-os áramkörök valamennyi bemenete közösíthető, az \overline{OE} jelet is beleértve. Az éppen programozás alatt álló 2716-os áramkör a \overline{OE} bemenetén megkapja a TTL programozó impulzust, a többi áramkör \overline{OE} bemenete log 0 (V_{IL}), amely inhibitálja programozásukat. Természetesen a programozás alatt valamennyi áramkör V_{pp} tápfeszültsége +25 V, ez mind a "Program" mind a "Program inhibit" üzemmódok alapfeltétele.



A külön nem jelölt időértékek μs -ok.

Programozási jellemzők:

$T_A = 25^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$, $V_{CC}^{(1)} = 5\text{V} \pm 5\%$, $V_{pp}^{(1,2)} = 25\text{V} \pm 1\text{V}$

Symbol	Paraméter	Min	Typ	Max	Egységek	Vizsgálati feltételek
I_{LI}	Bemeneti áram			10	μA	$V_{IN} = 5.25\text{V}/0.45$
I_{PP1}	Tápáram felvétel V_{pp}			5	mA	$\overline{CE} = V_{IL}$
I_{PP2}	V_{pp} tápáram felv. program alatt			30	mA	$\overline{CE} = V_{IH}$
I_{CC}	V_{CC} tápáram felv.			100	mA	
V_{IL}	Alacsony jelszint a bem.	-0,1		0,8	V	
V_{IH}	Magas jelszint a bem.	2,0		V_{CC}^1	V	

$T_A = 25^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$, $V_{CC}^{(1)} = 5\text{V} \pm 5\%$, $V_{pp}^{(1,2)} = 25\text{V} \pm 1\text{V}$

Symbol	Paraméter	Min	Typ	Max	Egységek	Vizsgálati feltételek
t_{AS}	Cím előkészítési idő	2			μs	
t_{OES}	Előkészítési idő	2			μs	
t_{DS}	Adat előkészítési idő	2			μs	
t_{AH}	Cím tartási idő	2			μs	
t_{OEH}	Tartási idő	2			μs	
t_{DH}	Adattartási idő	2			μs	
t_{DFP}	A kimenetek nagy imp.-sá válásának kés. ideje	0		200	ns	$\overline{CE} = V_{IL}$
t_{OE}	A kim. adat megjelenésének kés. ideje			200	ns	$\overline{CE} = V_{IL}$
t_{PW}	A progr. imp. szélessége	45	50	55	ms	
t_{PRT}	A progr. imp. felvétési ideje	5			ns	
t_{PFT}	A progr. imp. lefutási ideje	5			ns	

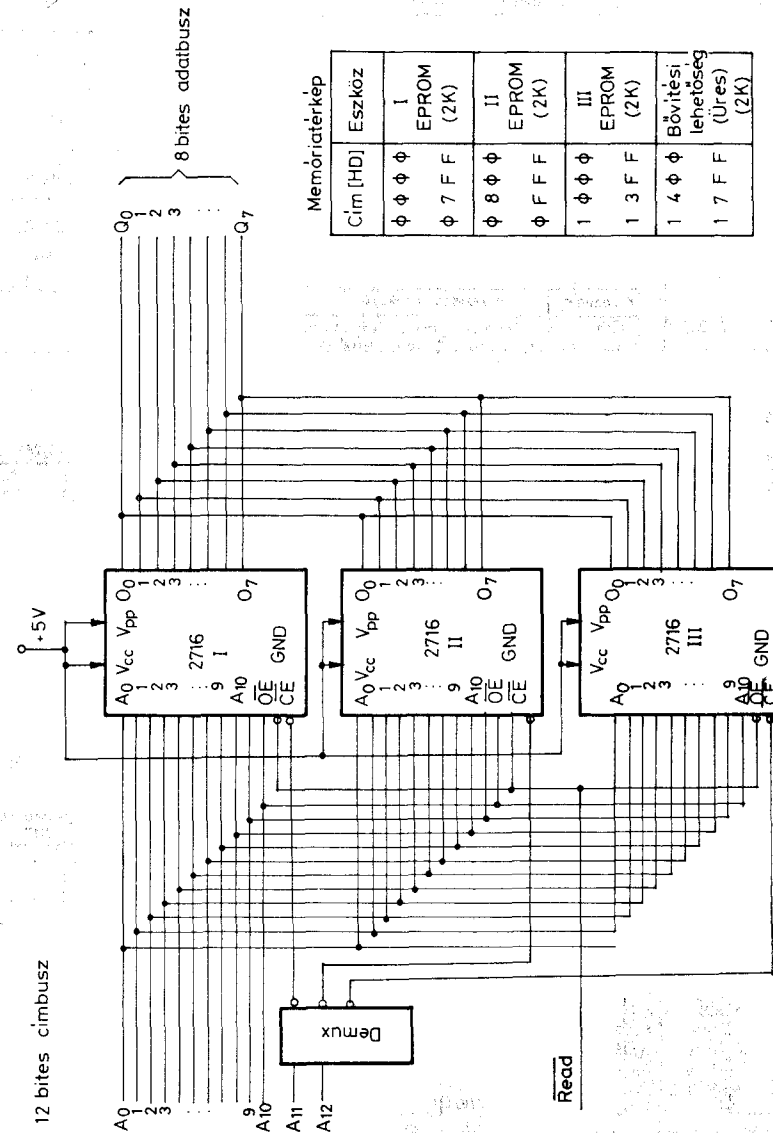
4.20. ábra.

Szervezés

A 2 kbyte kapacitásnál nagyobb memóriákat több áramkör felhasználásával szervezik. Az egyes áramköröket a dekódolt \overline{OE} jelek segítségével választják ki. A kimenetek három-állapotúak, tehát össze lehet őket kötni, vagyis ki lehet alakítani az adatbuszt. (A busz-szervezésről részletesebben lesz még szó a 4.3. fejezetben.) Az \overline{OE} kimenet-engedélyező jelet célszerű közönsíteni valamennyi áramkör számára, és az olvasást vezérlő jelhez rendelni (\overline{READ}). Példaként egy 6 kbyte kapacitású EPROM tár kapcsolási rajza és memóriatérképe látható a 4.21. ábrán.

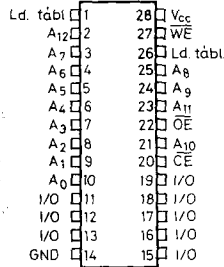
További ultraibolya fényvel törölhető EPROM áramkörök a 2732, 2764, 27128 és 27256 típusok (INTEL). Valamennyi áramkör a 2716-os áramkör strukturáján alapszik, blokkdiagramjuk megegyezik, olvasási, programozási karakterisztikáik gyakorlatilag azonosak. Átgondolt láb-kiosztásuk eredményeképpen, a család valamennyi eleme szinte közvetlenül ugyanabba a foglalatba dugható be (INTEL's JEDEC 28 standard Byte - wide memory family). Az azonos-láb-kiosztás koncepciója nemcsak az EPROM-okra vonatkozik, hanem a többi 8 bites kimenettel rendelkező memória-féleségre is. A 4.22. ábrán bemutatjuk az INTEL 8 bites memóriacsaládjának szabványosított láb-kiosztásait.

A 2732-es áramkör (4k x 8 bites EPROM) a tárcapacitás megduplázásán kívül egy további, hetedik üzemmódban különbözik a 2716-os áramkörtől (4.3. táblázat), az "Intelligent Identifier", azaz intelligens felismerés, azonosítás üzemmódban. Az A_9 cimbemenetre az Azonosítás üzemmódban $V_H = +12.0 \pm 0,5$ V feszültséget kell adni, a két vezérlőbemenet (\overline{OE} és \overline{CE}) alacsony szintű.

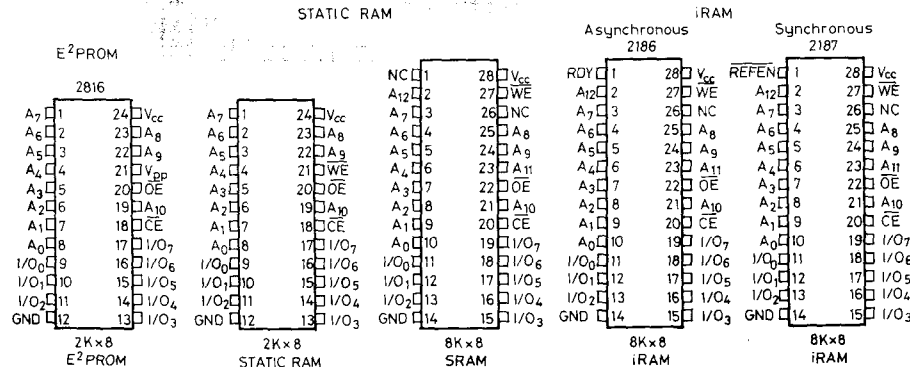
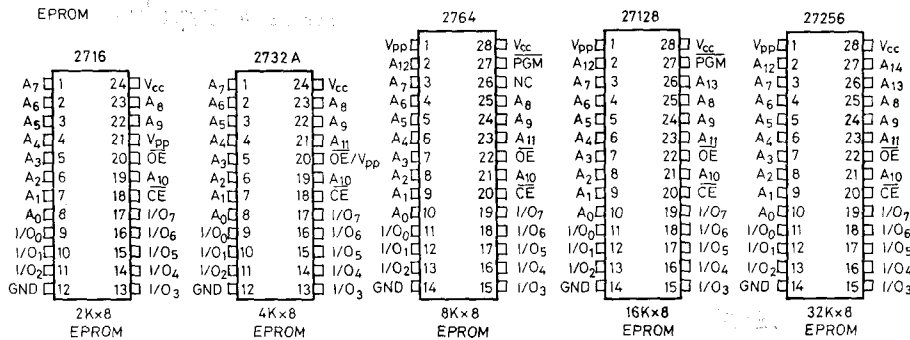


4.21. ábra.

Az INTEL 8 bites memóriáinak szabványosított lábkiosztása:



Kivezetés:	Kivezetés funkciók:
1	A rendszer „nagy” feszültsége, tipikusan V _{pp} vagy frissítés az iRAM-oknak.
26	A 24 kivezetésű eszközöknél V _{cc} , a 128 K-s EPROM-oknál A ₁₃ .



4.22. ábra.

4.3. táblázat

Üzemnód	Tok-kivezetés (18)	OE/V _{pp} (20)	A ₉ (22)	V _{cc} (24)	Kimenetek (9-11; 13-17)
Olvasás	V _{IL}	V _{IL}	x	+5	Adat ki (D _{OUT})
Kimenet tiltás	V _{IL}	V _{IL}	x	+5	Hi Z
Takarékos	V _{IH}	x	x	+5	Hi Z
Programozás	V _{IL}	V _{pp}	x	+5	Adat be (D _{IN})
Programozás tiltás	V _{IH}	V _{pp}	x	+5	Hi Z
Intelligens azonosítás	V _{IL}	V _{IL}	V _H	+5	Kód

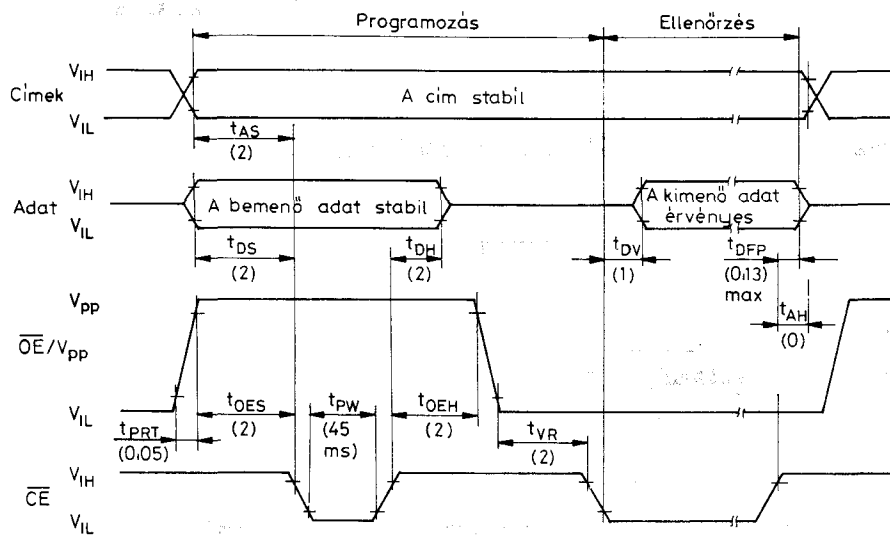
Az Azonosítás üzemmódban lehetőség nyílik a gyártót és az eszközt azonosító kód kiolvasására. Ennek a lehetőségnek az eszközök automatizált ellenőrzésekor van jelentősége. A 2732-nél az INTEL cég írja be gyártáskor a megfelelő 2 byte-ot (4.4. táblázat). A₀ = V_{IL} esetén a gyártót, A₀ = V_{IH} esetén pedig az eszközt azonosító kódot (2732 Φ LHD) lehet kiolvasni, ha A₉ = +12 V és OE = $\overline{\text{OE}}$ = 0 V. Mindkét azonosító byte páratlan paritású, az O₇ bit a paritás-bit (MSB).

4.4. táblázat

Intelligens azonosító byte-ok

Lábak	A ₀ (8)	O ₇ (17)	O ₆ (16)	O ₅ (15)	O ₄ (14)	O ₃ (13)	O ₂ (11)	O ₁ (10)	O ₀ (9)	Hex Data
Azonosítók										
Gyártó kódja	V _{IL}	1	0	0	0	1	0	0	1	89
Eszköz kód	V _{IH}	0	0	0	0	0	0	0	1	01

A 2732-s áramkör programozási idődiagramja a feszültség-szintek tekintetében kismértékben eltér a 2716-os áramkörétől - a OE bemeneten fordított polaritású a TTL programozó impulzus, és az OE/V_{pp} bemeneten kapja a V_{pp} tápfeszültséget, impulzus formájában (4.23. ábra).

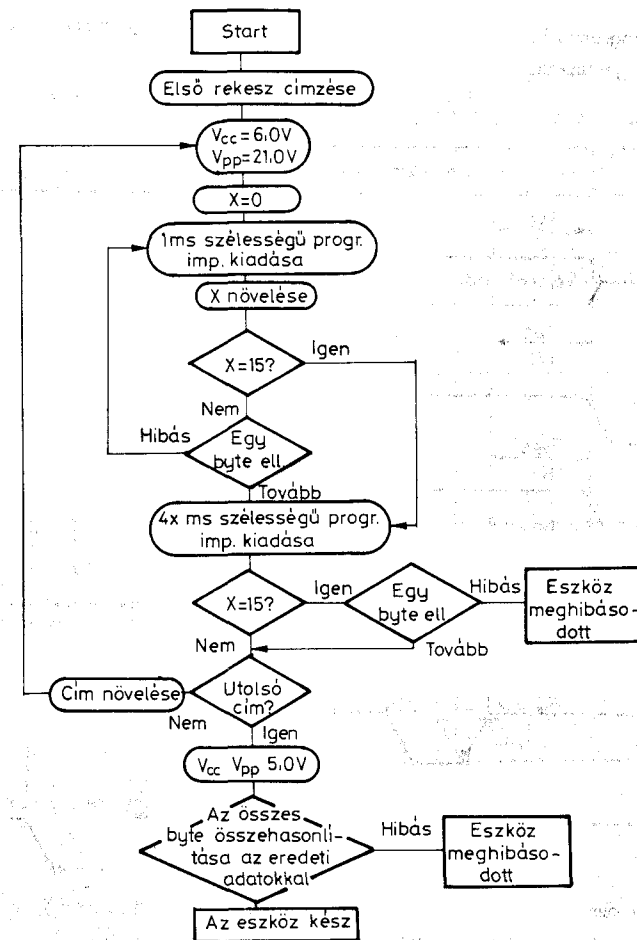


4.23. ábra.

A 2764-es (8k x 8) áramkör 200 ns (2764-2) hozzáférési idejű áramkör, amely a tárcapacitás megduplázásán kívül abban különbözik a 2732-es áramkörtől, hogy külön programozó bemenete van (PGM) és rendelkezik a szokásos programozás üzemmódon túlmenően (Standard Programming) egy nyolcadik üzemmóddal (Intelligent Programming), amelyet "gyors programozás"-ként is nevezhetünk. Ennél a gyors programozási módnál a programozó impulzus szélessége nem 50 ms - amely a 8k beégetéséhez több mint 6 min-ot venne igénybe, ellenőrzéssel együtt még sokkal többet - hanem egy algoritmus szerint változó szélességű (3,8 ms ... 63 ms). A kezdőimpulzus szélessége 1 ms. A teljes 8 kbyte beégetéséhez 1,5 min-re van szükség. Viszont a gyors programozás üzemmódban a V_{CC} tápfeszültség nem +5 V, hanem +6 V és a $V_{PP} = +21$ V.

A 4.24. ábrán bemutatjuk a 2764-es áramkör gyors programozásának folyamatábráját, a 4.25. ábrán a gyors programozás idődiagramját, a 4.26. ábrán pedig a standard programozás idődiagramját.

A 2764-es áramkört Azonosító üzemmódban ($A_9 = +12$ V) kiolvastva az eszközkód változik 02HD-re a 2732 01HD-hez képest (4.5. táblázat).



Az „intelligens programozás” folyamat-ábrája

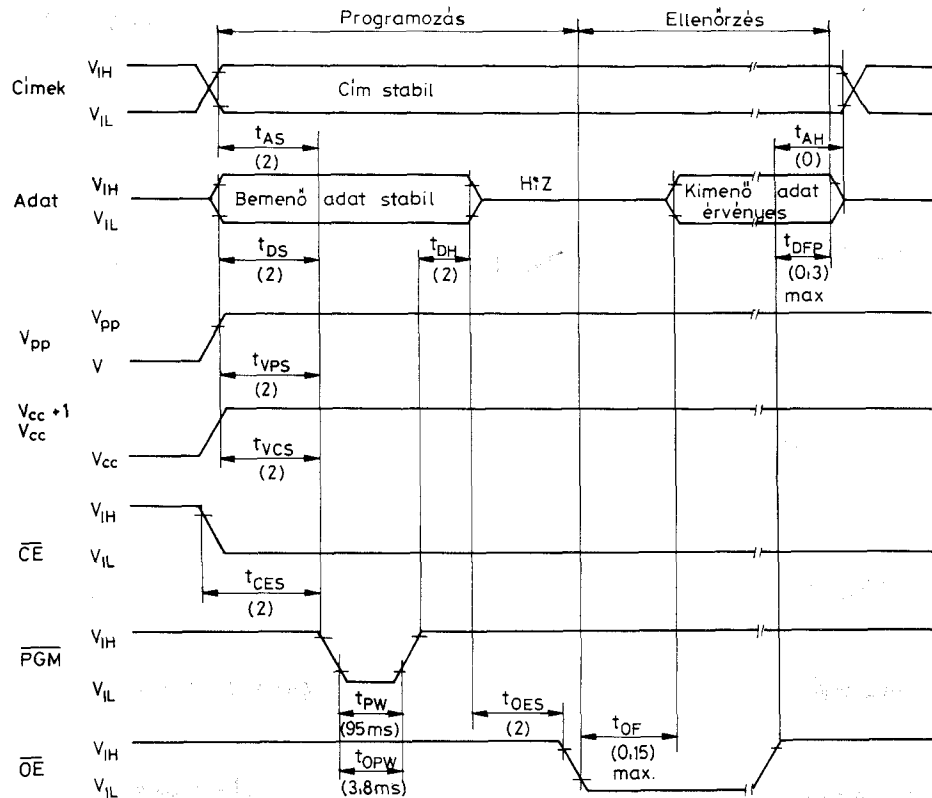
4.24. ábra.

4.5. táblázat

		Azonosító byte-ok								
Lábak	A_9	A_7	A_6	A_5	A_4	A_3	A_2	A_1	A_0	Hex
Azonosítók	(10)	(19)	(18)	(17)	(16)	(15)	(13)	(12)	(11)	Data
Gyártó kódja	V_{IL}	1	0	0	0	1	0	0	1	89
Eszköz kód	V_{IH}	0	0	0	0	0	0	1	0	02

„Intelligens programozás”

Idődiagramok, jelalakok



A külön nem jelölt időértékek μ s-ok.

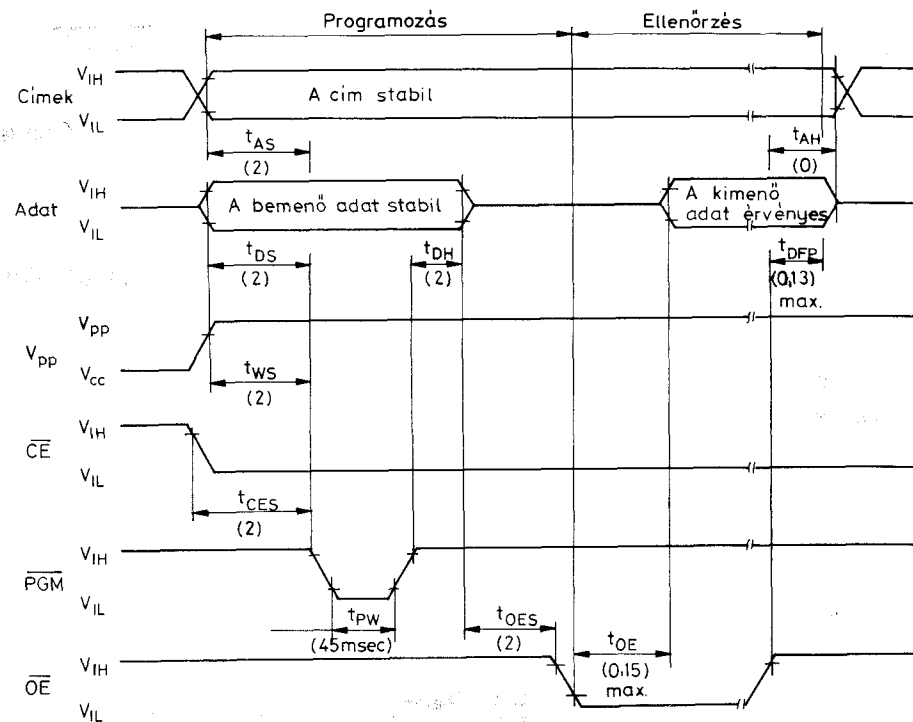
4.25. ábra.

4.6. táblázat

Azonosító byte-ok

Azonosítók	Lábak	A ₀	O ₇	O ₆	O ₅	O ₄	O ₃	O ₂	O ₁	O ₀	Hex
		(10)	(19)	(18)	(17)	(16)	(15)	(13)	(12)	(11)	Data
Gyártó kódja	V _{IL}	1	0	0	0	1	0	0	1	89	
Eszköz kód	V _{IH}	1	0	0	0	0	0	1	1	83	

Normál programozás idődiagramja:



A külön nem jelölt értékek μ s-ok

4.26. ábra.

A 27128-as áramkör (16k x 8) a tárkapacitás megduplázásán kívül mindenben megegyezik a 2764-es áramkörrel, üzemmódjaiban, lábkiosztásban, a gyorsprogramozás algoritmusában.

Azonosító üzemmódban a két azonosító byte a 4.6. táblázat szerinti.

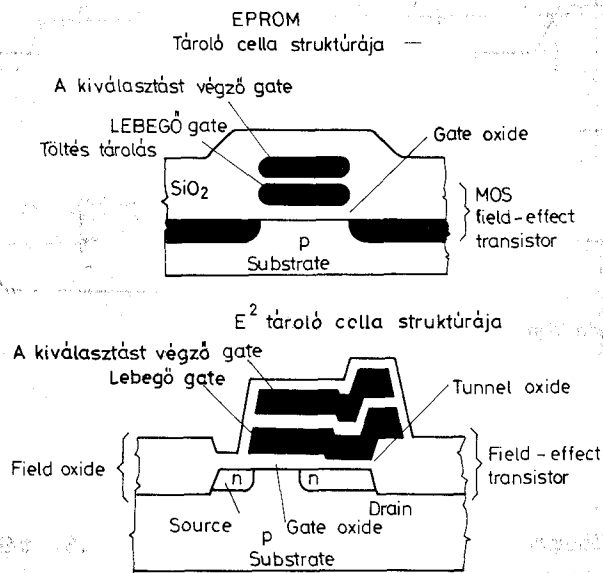
A 27256-os áramkör (32k x 8) hozzáférési ideje 250 ns, már a két beirási, programozási üzemmód közül csak a gyors programozási lehetőséggel rendelkezik. Pinkompatibilis a 2764 és 27128 áramkörökkel, de nincs PGM bemenete, csak az OE és CE két vezérlőbemenet.

Ez a nagy kapacitású eszköz elterjedésekor igen megemeli a SW hatékonyságát, hiszen lehetőséget teremt rezidens programok, jó operációs rendszerek egyszerű használatára. Kisebb rendszerekben feleslegessé teszi a diszk-perifériát.

E²PROM - elektromosan törölhető PROM

Az E²PROM (Electrically Erasable PROM) a mai memória-típusok közül a legfejlettebb és várhatóan a jövő memóriája lesz. A gyártók fejlesztési célkitűzése az volt, hogy

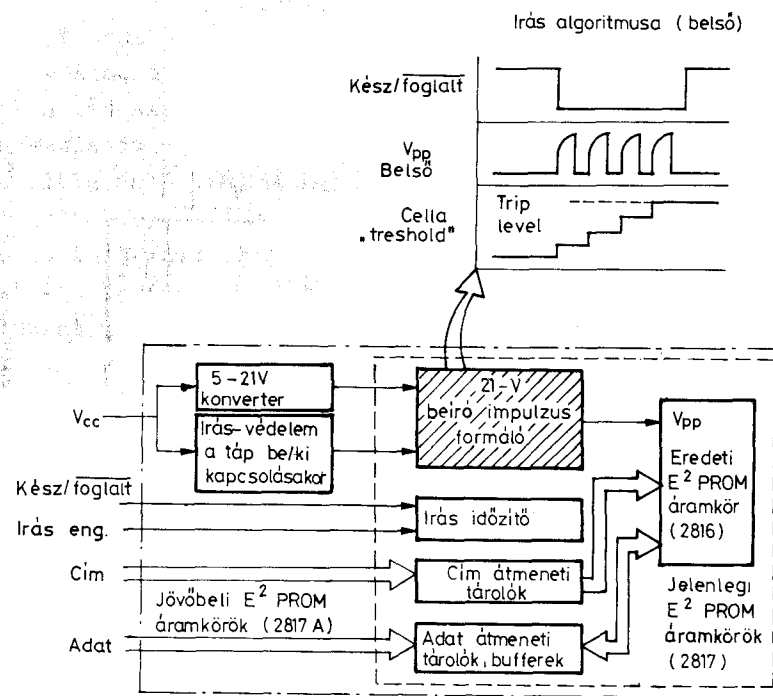
- egyrészt a processzor az E²PROM áramkört egyszerű írható/olvasható (RAM) memóriaként kezelhesse, vagyis sem a beíráshoz, sem a törléshez ne legyen szükség kiegészítő eszközre, külön tápfeszültségre, időzítő áramkörökre, stb.
- másrészt az E²PROM tartsa meg a ROM elemek jó tulajdonságát: a beírt információt sem a tápfeszültség kikapcsolásakor, sem az idő múlásával ne felejtse el.



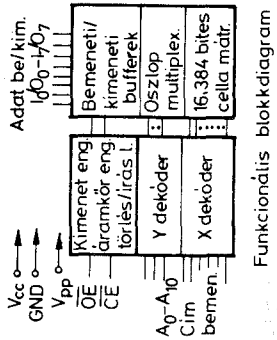
4.27. ábra.

Az E²PROM áramkört az ultraibolya fénnel törölhető EPROM gyártási technológiájának továbbfejlesztésével állították elő. Abban különbözik az EPROM cella-struktúrájától - mint ez a 4.27. ábrán látható - hogy a MOSFET tranzisztor lebegő gate-je és drain-je közé egy vékony oxid réteg kerül (tunnel-oxide).

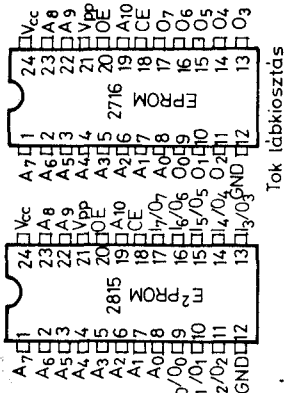
Ha ez a vékony oxid-réteg 21 V feszültséget kap, töltésáramlás indul meg a drain-ről a lebegő gate-re (beírás). Ha a 21 V-os feszültség polaritását megfordítják, a lebegő gate töltése a drain-re vezetődik le, vagyis a cella törlődik. Mind a beírásnál, mind a törlésnél valamennyi vezérlő-, cím-, és adat-jel TTL szinteket igényel, egyedül a V_{pp} kivezetésre kell egy 10 ms hosszúságú és 21 V amplitudójú impulzust adni. Törölni lehet akár byte-onként (minden byte törlése 10 ms-ot vesz igénybe), akár az egész tármatrixot, amely szintén 10 ms időtartamu. A beírás természetesen byte-onként (címenként) történik, időigénye 10 ms. Beírni csak törlés után lehet, így a címenkénti automatikus törlés/írás 20 ms-ot vesz igénybe. Ez az idő mikroprocesszorral való közvetlen kapcsolat esetén meglehetősen hosszú és fölösleges várakozásra kényszeríti a mikroprocesszort, ezért az első E²PROM áramkörök (2815, 2816) után



4.28. ábra.



Funkcionális blokkdiagram

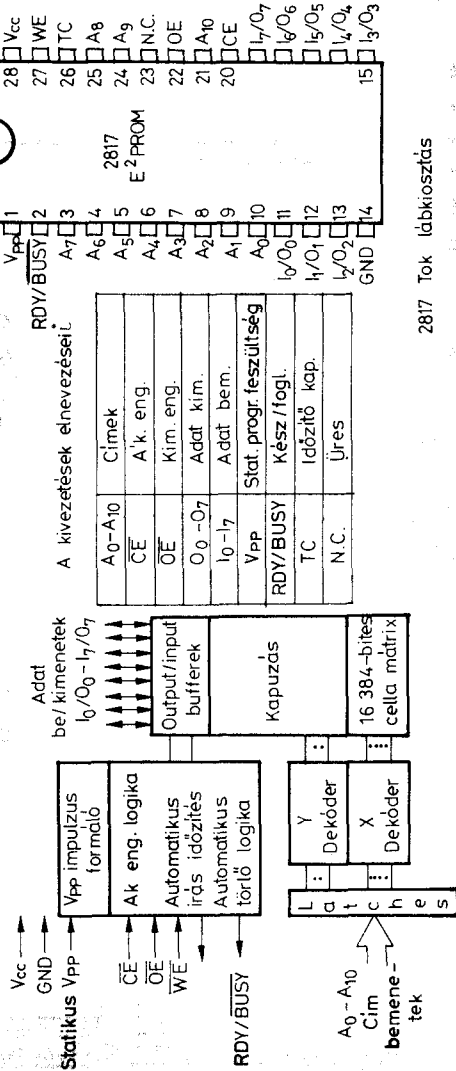


Tok látkiosztás

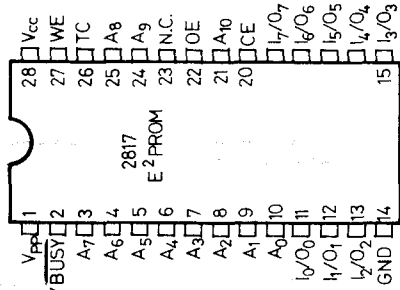
A kivezetések elnevezései

A0-A10	Címek
CE	Áramkör eng.
OE	Kimenet eng.
I/O ₀₋₇	Adat kimenetek
I/O ₇	Adat bemenetek
Vpp	Programozó fesz.

4.29. ábra.



2817 Funkcionális blokkdiagram



2817 Tok látkiosztás

A kivezetések elnevezései

A0-A10	Címek
CE	A. k. eng.
OE	Kim. eng.
I/O ₀₋₇	Adat kim.
I/O ₇	Adat bem.
Vpp	Stat. progr. feszültség
RDY/BUSY	Kész / fogl.
TC	Időzítő kap.
N.C.	Üres

4.30. ábra.

a cím- és adat-latcheket és az egyéb időzítő és kiegészítő áramköröket összeintegrálták az E²PROM áramkörrel (2817). A 2817 áramkör íráskor kb. 3 ms-onként megméri a cellák lebegő gate-jein a felhalmozódott töltéseket, s amikor elegendő töltést érzékel, véget vet az írási folyamatnak. A jelenleg fejlesztés alatt álló 2817 A áramkör már tartalmazni fogja az 5 V - 21 V DC konvertert, és egy írás-védelmet a tápfeszültség ki/bekapcsolásakor megjelenő zavaró impulzusok ellen (4.28. ábra). Az INTEL cég 10000 törlés/írás ciklust garantál memória cellánként. A 4.29. ábrán bemutatjuk a 2815 áramkör (2k x 8) blokkdiagramját és bekötési rajzát, a 4.30. ábrán pedig a 2817 áramkör blokkdiagramját és bekötési rajzát.

4.2.2. Írható/olvasható memóriák (RAM)

Az írható/olvasható memóriák angol rövidítésű elnevezése (RAM - Random Access Memories - közvetlen hozzáférésű memóriák) csak a cím szerinti elérés módjára utal, de ma már ehhez az elnevezéshez az a fogalom is társul, hogy az információnak a memóriába való eltárolása (írás) és elővétele a tárolási helyről (olvasás) - függetlenül a tárolási hely címétől - közel azonos időt vesz igénybe.

A RAM-ok jellegzetesen felejtő memóriák, vagyis információtartalmukat a tápfeszültség kikapcsolásakor elvesztik.

Alapvetően kétféle RAM típust különböztetünk meg:

- statikus RAM (tároló eleme: flip-flop),
- dinamikus RAM (tároló eleme: kondenzátor).

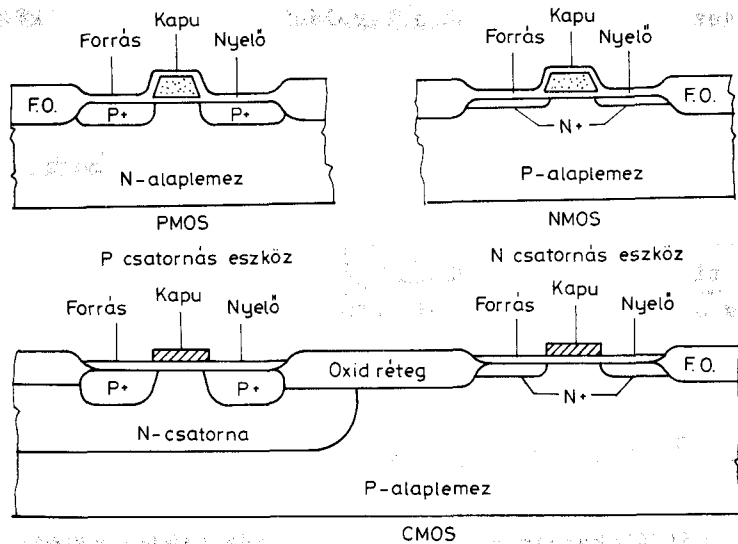
Mindkét típus komoly előnyökkel rendelkezik:

- a statikus RAM előnyei: gyors, nem igényel frissítést, egyszerű tervezni és megépíteni a memóriát;
- a dinamikus RAM előnyei: olcsó, kis teljesítmény- és helyigény.

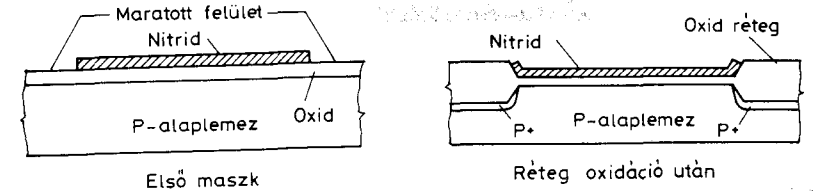
A dinamikus RAM (DRAM) egyik legnagyobb hátrányát, hogy a kis tárolókapacitás gyors kisülése miatt periódikus frissítést igényel, kétféleképpen próbálják a gyártók kiküszöbölni:

- viszonylag kis kapacitású memóriáknál összeintegrálják a DRAM-ot a frissítést végző áramkörökkel: iRAM (integrated RAM). Ily módon a felhasználó egy kvázistatikus RAM-ot kap kézhez, a tervezés, a megvalósítás és a kezelés szempontjából nincs különbség a statikus RAM-hoz viszonyítva. Az iRAM-ok tipikus alkalmazási területe, méret nagysága: $8 \text{ kbyte} < iRAM < 64 \text{ kbyte}$ ($A < 8 \text{ kbyte}$ méretű táratat statikus RAM-ból érdemes kialakítani.);

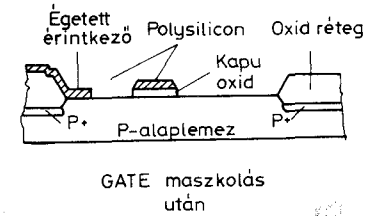
- azoknál a nagy kapacitású memóriáknál (64 kbyte), amelyeket már statikus RAM-okból nem célszerű megépíteni a nagy teljesítmény- és helyigény miatt, a frissítési procedurák legnagyobb része lebonyolítható az erre a célra kifejlesztett LSI dinamikus memória vezérlőkkel. Mielőtt az egyes memóriatípusok részletes tárgyalásába belefognánk, a 4.31., 4.32., 4.33., 4.34. és 4.35. ábrákon végigkövethetők a MOS technológiával előállított tranzisztor gyártási lépései. A nagy elemsűrűségű DRAM az EPROM és E²PROM elemi cellájának előállításához hasonlóan "double poly" struktúrájú (egy második poliszilikon réteget is kap), csak a lebegő gate helyett egy kapacitást integrálnak le (lásd a 4.27. ábrát).



4.31. ábra.

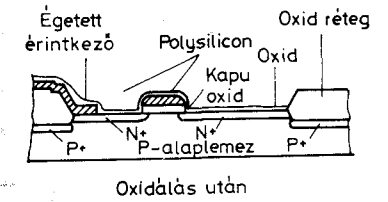


4.32. ábra.



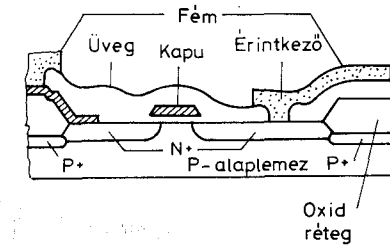
GATE maszkolás után

4.33. ábra.



Oxidálás után

4.34. ábra.



Kész áramkör (ellenállások nélkül)

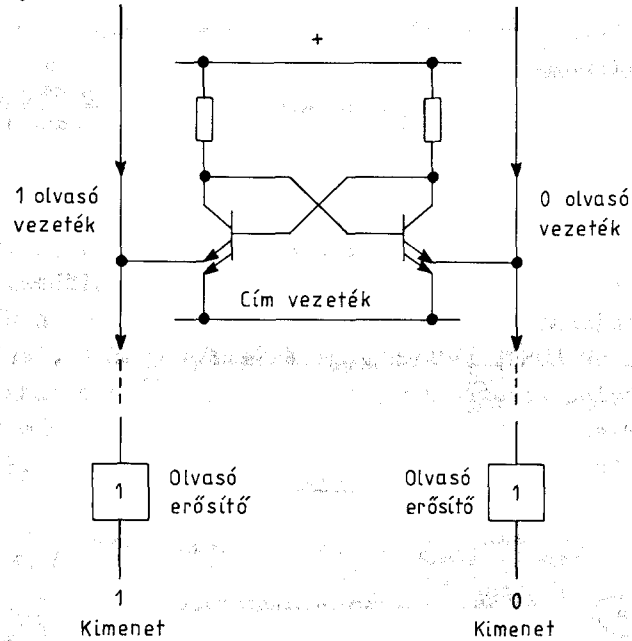
4.35. ábra.

Statikus RAM

Statikus RAM-okat nem csak HMOS, hanem bipoláris technológiával is előállítanak. A 4.36. ábrán látható a bipoláris RAM elemi cellája, a 4.37. ábrán a HMOS cella kapcsolási rajza.

A bipoláris RAM cella felépítése hasonló a tranzisztoros RS tárolóhoz, de a vezérlést az emitterek kapják. Egyszerre itt is csak az egyik tranzisztor vezethet, mert a vezető tranzisztor 0 V körüli kollektor feszültsége lezárva tartja a másikat. A cím vezeték (vezetékek) alaphelyzetben földpotenciálón vannak és a flip-flop tárolja a beírt bit-értékeket. Amikor a tároló tartalmát ki akarjuk olvasni, "megcimezzük" ezt a cellát

olyan módon, hogy a cím-vezetékét pozitív feszültségre kapcsoljuk. Az éppen vezető tranzisztor emitter árama ilyenkor a megfelelő olvasó vezetékbe folyik. (Az olvasó vezetékek közösek mindegyik tárolóhoz.) A tároló állapotától függően vagy az "1"-es olvasó vezetéken, vagy a "0"-ás olvasó vezetéken folyik áram. Ezt az áramot a megfelelő olvasó erősítő érzékeli és felerősíti.

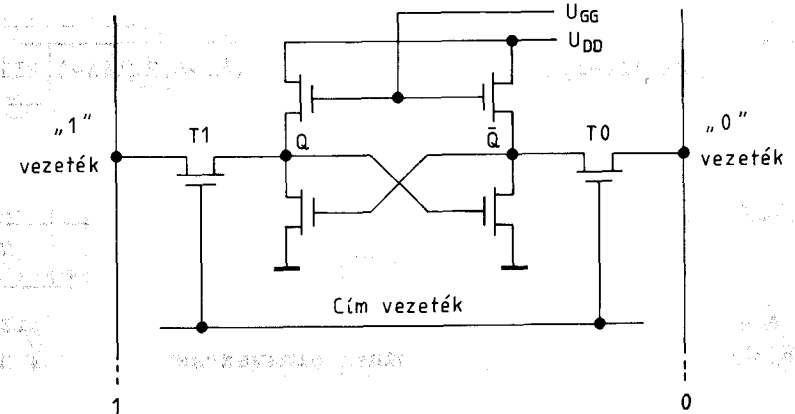


4.36. ábra.

A beírás szintén a kiválasztott cella címvezetékének pozitív feszültségre vitelével történik, miközben vagy az 1-es (ha 1-et akarunk beírni és tárolni), vagy a 0-as olvasó vezetékét 0 V-ra visszük, s ezzel a megfelelő tranzisztor vezetővé válik (az emitter földpotenciálra kerül). A beírás befejeztével a címvezeték alaphelyzetű, azaz 0 V lesz, s így a cella tárolja a beírt értéket.

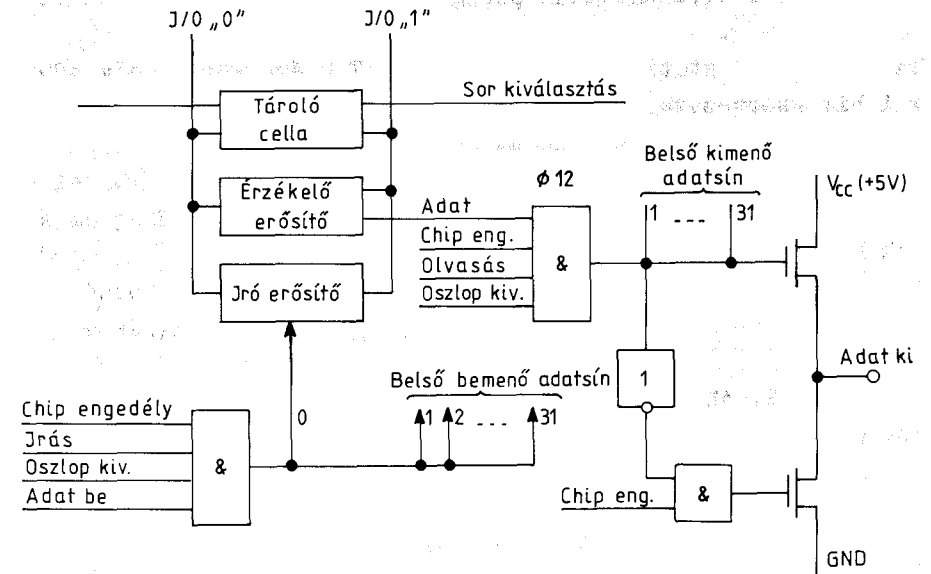
A MOS tár elemi cellájának (4.37. ábra) RS flip-flopja alaphelyzetben tárolja az előzőleg beírt értéket. Ha a cella tartalmát ki akarjuk olvasni, akkor a címvezetékre log 1 szintet adunk, így T_1 és T_0 vezetővé válik és a flip-flop Q, ill. \bar{Q} kimenetét összeköti a közös "1", ill. "0" bit vagy másnéven

"oszlop" vezetékkel. Az oszlopvezeték végén lévő olvasó-erősítő kimenetén megjelenik a kiválasztott cella tartalma. Beírásakor ugyanúgy a kiválasztott cella címvezetékére adott log 1-gyel vezetővé tesszük T_1 -et és T_0 -át és a közös oszlopvezetékére adott jelpárossal a kívánt állapotba billentjük ezt a kiválasztott tárolót.



4.37. ábra.

A 4.38. ábrán látható az INTEL MOSRAM család belső adatut-jainak vázlatos rajza, amely kapcsolódik az előbb elmondottakhoz.



Belső adatút az Intel statikus MOS RAM családnál

4.38. ábra.

Röviden bemutatjuk az egyik leggyakrabban alkalmazott típust, a 2114 A áramkört, amely 1024 x 4 bit szervezésű. Egyetlen + 5 V-os tápfeszültséget igényel, valamennyi bemenete és kimenete TTL kompatibilis.

A 4.7. táblázatban láthatjuk a különböző, típuson belüli változatok hozzáférési időadatait.

4.7. táblázat

	2114AL-1	2114AL-2	2114AL-3	2114AL-4	2114A-4	2114A-5
Max. hozzáférési idő (ns)	100	120	150	200	200	250
Max. áram (mA)	40	40	40	40	70	70

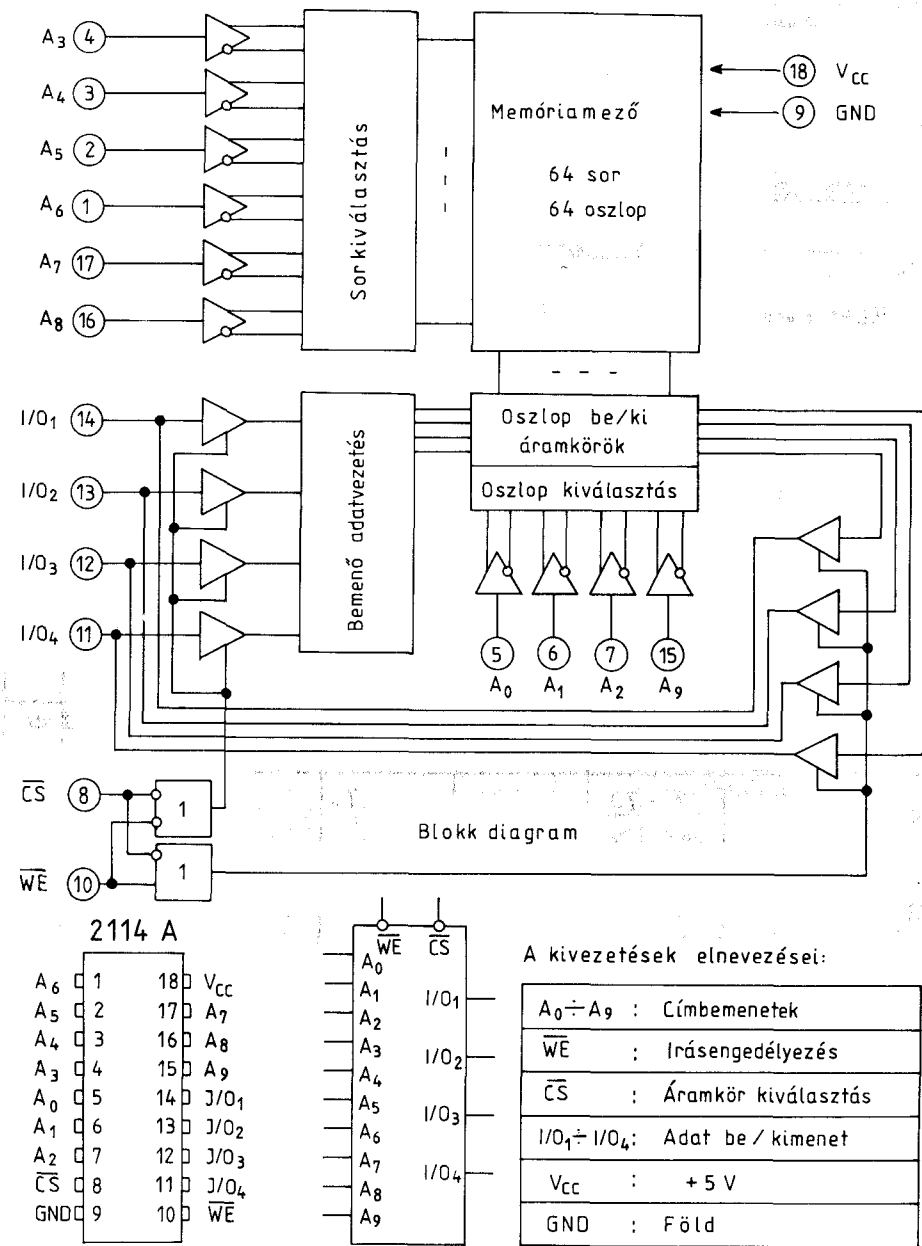
A 4.39. ábrán bemutatjuk a 2114 áramkör belső felépítésének blokkdiagramját, kivezetéseinek elnevezését és a tok bekötési rajzát. Az adat be- és kimenetek kivezetései közösítve vannak (I/O), amely a kimenetek "tri-state"-be vezérelhetősége miatt lehetséges.

A 4.40. ábrán az olvasási és az írási idődiagramokat, a 4.8. és 4.9. táblázatokban pedig a hozzájuk tartozó időadatokat adtuk meg.

Nagysebességű statikus RAM-típus a 2147 H áramkör, amely 4096 x 1 bit szervezésű. Amennyiben nincs kiválasztva az áramkör, automatikusan takarékos üzemmódra áll át (standby). HMOSII technológiával készült, külön adat be- és kimenettel rendelkezik. A 4.41. ábrán bemutatjuk a 2147H áramkör blokkdiagramját, tok bekötését és a vezérlés igazságtáblázatát.

A 4.10. táblázat a 2147H áramkör típusváltozatainak hozzáférési idejeit és áramfelvételeit mutatja (aktív és takarékos üzemmódban).

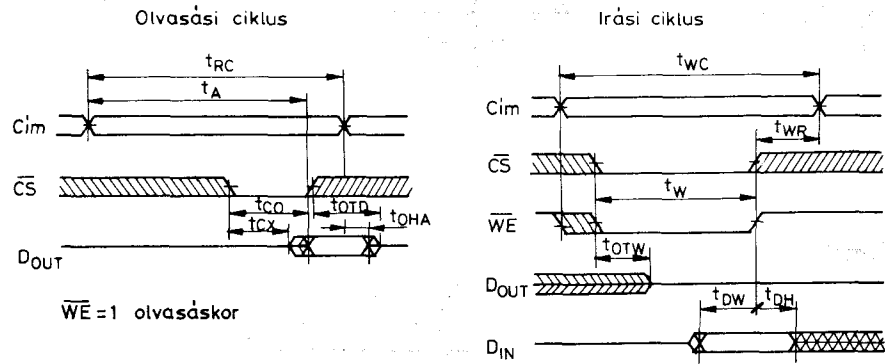
A 4.42. ábrán vázlatosan bemutatjuk, hogyan lehet a memória-elemekből a kívánt bit- és szó-számú táratat szervezni.



Tok lábkiosztás

Az áramkör logikai szimbóluma

4.39. ábra.

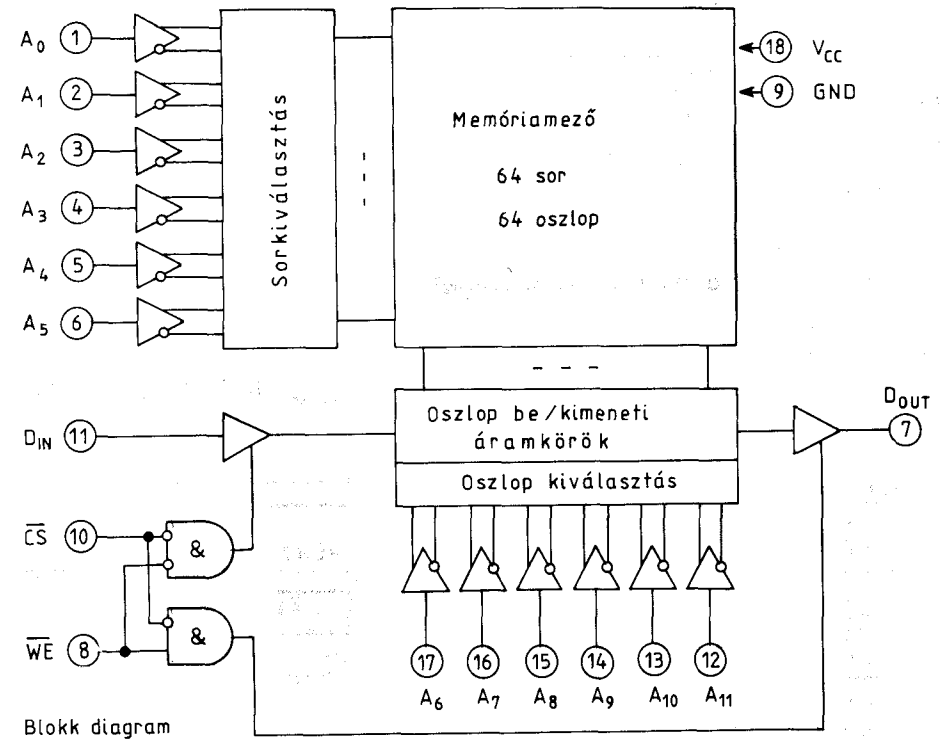


4.40. ábra.

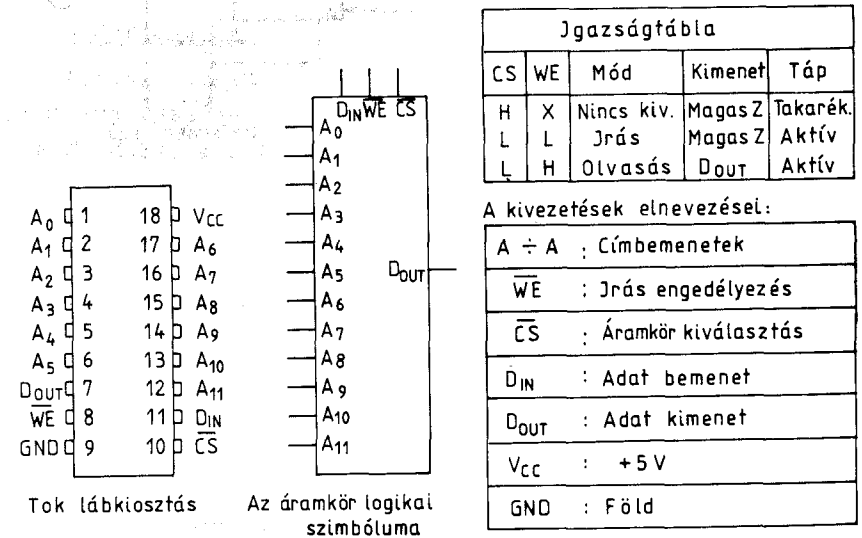
4.8. táblázat

Olvasási ciklus

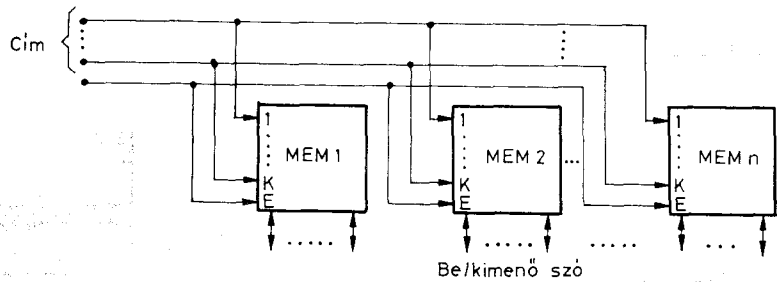
Jelölés	Paraméter	2114A1-1		2114A1-2		2114A1-3		2114A-4/ L-4		2114A-5		Egység
		min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	
t_{RC}	olvasási ciklus idő	100	120	150	200	250						ns
t_A	hozzáférési idő	100	120	150	200	250						ns
t_{CO}	kimenet érvényeségi idő	70	70	70	70	85						ns
t_{CX}	kimenet aktív	10	10	10	10	10						ns
t_{OD}	kimenet HiZ-évé válásának ideje	30	35	40	50	60						ns
t_{OHA}	kimenet tartása a cím megszűnéséhez viszonyítva	15	15	15	15	15						ns



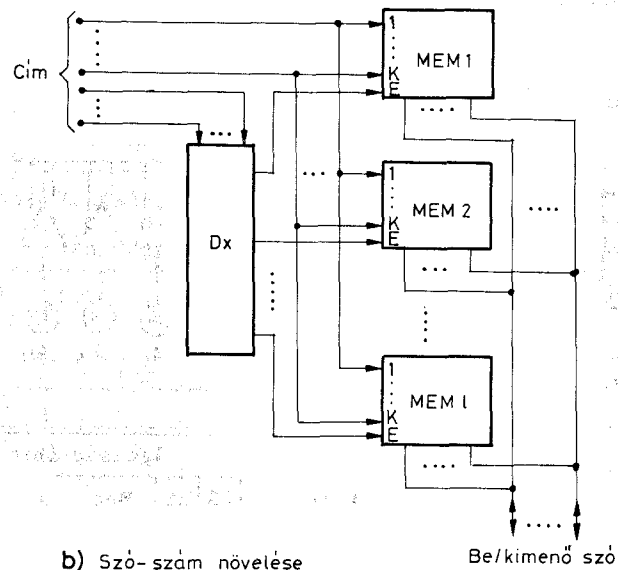
Blokk diagram



4.41. ábra.



a) Bit-szám (szóhosszúság) növelése



b) Szó-szám növelése

4.42. ábra.

4.9. táblázat

Írási ciklus

Jelölés	Paraméter	2114AL-1		2114AL-2		2114AL-3		2114A-4/L-4		2114A-5		Egység
		min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	
t_{WC}	írás ciklus idő	100		120		150		200		250		ns
t_W	írás idő	75		75		90		120		135		ns
t_{WR}	írás "elengedési" idő	0		0		0		0		0		ns

4.9. táblázat folytatása

Egység	Paraméter	2114AL-1		2114AL-2		2114AL-3		2114A-4/L-4		2114A-5		Jelölés
		min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	
t_{OTW}	a kimenet HiZ-be váltásának ideje		30		35		40		50		60	ns
t_{DW}	adat beírási idő	70		70		90		120		135		ns
t_{DH}	adat tartási idő	0		0		0		0		0		ns

4.10. táblázat

	2147H-1	2147H-2	2147H-3	2147H	2147HL
Hozzáférési idő(ns)	35	45	55	70	70
Aktiv áram (mA)	180	180	180	160	140
Takarékos áram (mA)	30	30	30	20	10

Dinamikus RAM

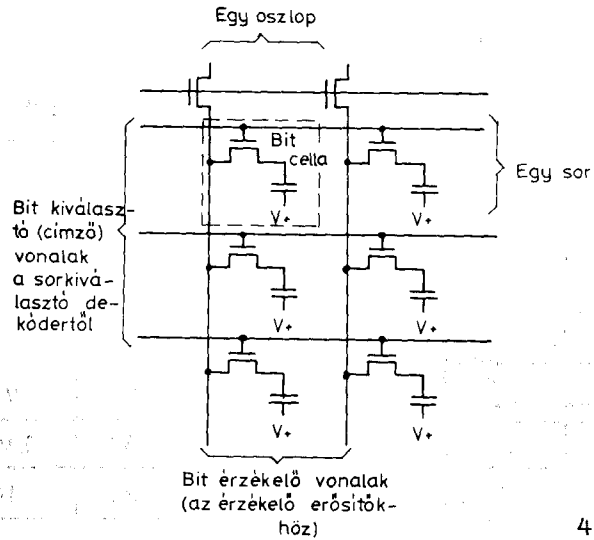
A 4.43. ábrán láthatók a dinamikus RAM elemi cellái és mátrix szervezése.

A DRAM mátrix minden egyes bitje külön címezhető, amely a mátrix sorainak (ROWS) és oszlopainak (COLUMNS) megadásával történik, lásd a 4.44. és a 4.45. ábrát. A 4.45. ábra 1 bit címzésének idődiagramját mutatja, ahol a DRAM áramkör a \overline{RAS} jel (Row Address Strobe) lefutó élénél tárolja el a megcímezni kívánt bit sorának a címét, a \overline{CAS} jel lefutó élénél pedig az oszlop címét.

A 4.46. ábra a DRAM írási ciklusának két idődiagramját mutatja. Adat csak akkor írható be, ha a \overline{WE} jel (Write Enable = írás engedélyezés) aktív. Az adatbemenetre (D_{IN}) adott információ egy latchbe íródik a \overline{WE} lefutó élére, vagy a \overline{CAS} lefutó élére.

A 4.47. ábrán a DRAM olvasási idődiagramját látjuk, amelyből az adathoz való hozzáférés idejére is lehet információt kapni.

A 4.43. ábrán látható volt, hogy minden oszlop saját olvasó-erősítővel rendelkezik. Így a legegyszerűbb frissítési eljárás, ha 2 ms-onként a sorokat végigcimezzük. Ezt a frissítési ciklust hívják "RAS-only refresh"-nek. Mindkét áramkörnél ennek a ciklusnak 128-szor kell lezajlania. Ezt a frissítési eljárást használják az LSI dinamikus RAM vezérlők is (8202 és 8203).



4.43. ábra.

Oszlopok

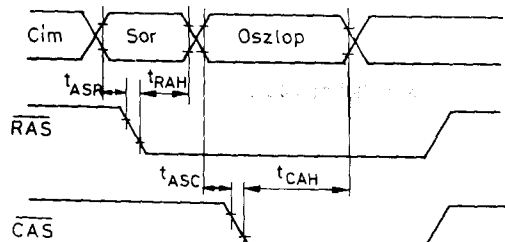
	0 _H	1 _H	2 _H	3 _H	FE _H	FF _H
0 _H	00 _H	10 _H	20 _H	30 _H	FE _H	FF _H
1 _H	100 _H	101 _H	102 _H	103 _H	1FE _H	1FF _H
2 _H	200 _H	201 _H	202 _H	203 _H	2FE _H	2FF _H
3 _H	300 _H	301 _H	302 _H	303 _H	3FE _H	3FF _H
4 _H	400 _H	401 _H	402 _H	403 _H		
5 _H	500 _H	501 _H	502 _H	503 _H		
	600 _H	601 _H	602 _H	603 _H		

Sorok

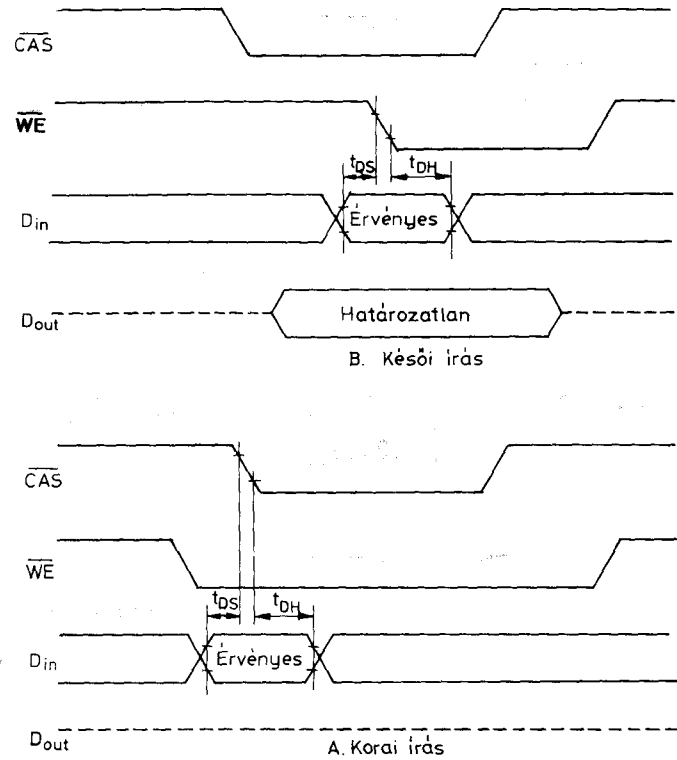
	FE _H	FCFF _H
FD _H	FD00 _H	FD01 _H
FE _H	FE00 _H	FE01 _H
FF _H	FF00 _H	FF01 _H

1 bit tároló cellájának címe

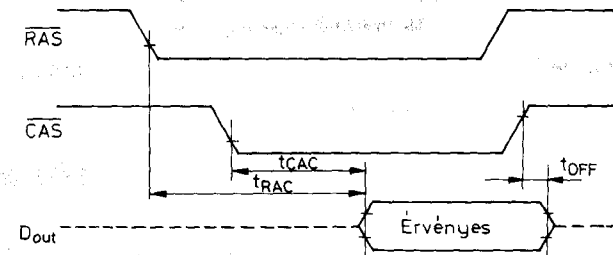
4.44. ábra.



4.45. ábra.

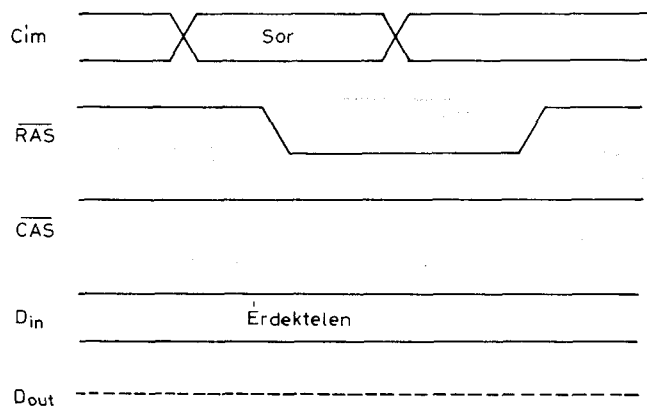


4.46. ábra.

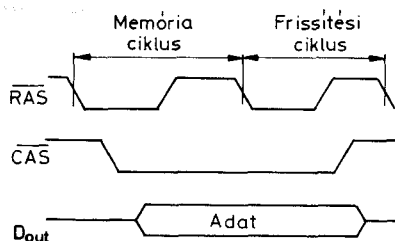


4.47. ábra.

Valamennyi írási vagy olvasási ciklus az adott címen egyben a bit felfrissítését is jelenti. A harmadik frissítési eljárást "hidden", azaz rejtett frissítésnek nevezi, mert akkor megy végbe, amikor a kimeneteken érvényes adat van. Tehát a frissítési ciklus az adat-ciklusok között nem észrevehető, vagyis rejtve marad (4.49. ábra).



4.48. ábra.



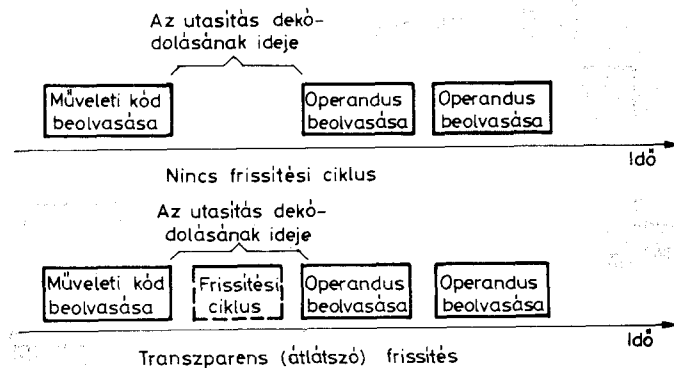
4.49. ábra.

Függetlenül az elemi frissítési eljárásoktól, háromféle frissítési metódust lehet megkülönböztetni:

- "burst refresh" (a frissítések egy csoportban), azaz az utolsó frissítés után 2 ms múlva "végigfrissíti" mind a 128 sort, ami kb. 40 μ s-ot vesz igénybe,
- "distributed refresh" (elosztott frissítés): minden 15 μ s-ban egy sor frissítése megtörténik,
- "transparent (synchronous refresh)" szinkron frissítés: több mikroprocesszor elég sok időt eltölt az utasítások műveleti kódjainak dekódolásával. Ez az idő kihasználható frissítésre (4.50. ábra).

Már az eddigiekből is látható, hogy nem egy egyszerű dolog megszervezni egy dinamikus RAM valamennyi bitjének megfelelő frissítését úgy, hogy ne vesszen el tárolt információ és a lehető legkevesebb fennakadást okozza a memória üzemszerű működésében. Nyilvánvaló, hogy egyidejűleg nem zajolhat le egy

írási- vagy olvasási- és egy frissítési ciklus. Ezért egy külső egységnek azt időzítetnie és szerveznie kell, hogy mikor következzen be frissítési ciklus ("Arbitration"). Ezt a feladatot elvégezheti a mikroprocesszor vagy egy DRAM vezérlő. A DRAM vezérlőt meg lehet építeni diszkrét elemekből, de ez meglehetősen bonyolult áramkört jelent. Ma már bevált LSI DRAM vezérlők beszerezhetők (8202, 8203, 8206), amelyekhez kevés interface áramkör szükséges a mikroprocesszoros környezetbe való beillesztéshez.



4.50. ábra.

A 4.51. ábrán bemutatjuk az INTEL 2164 A áramkör (64k x 1) blokkdiagramját és tok bekötését.

A 4.52. ábrán egy DRAM vezérlő leegyszerűsített blokkdiagramját mutatjuk be.

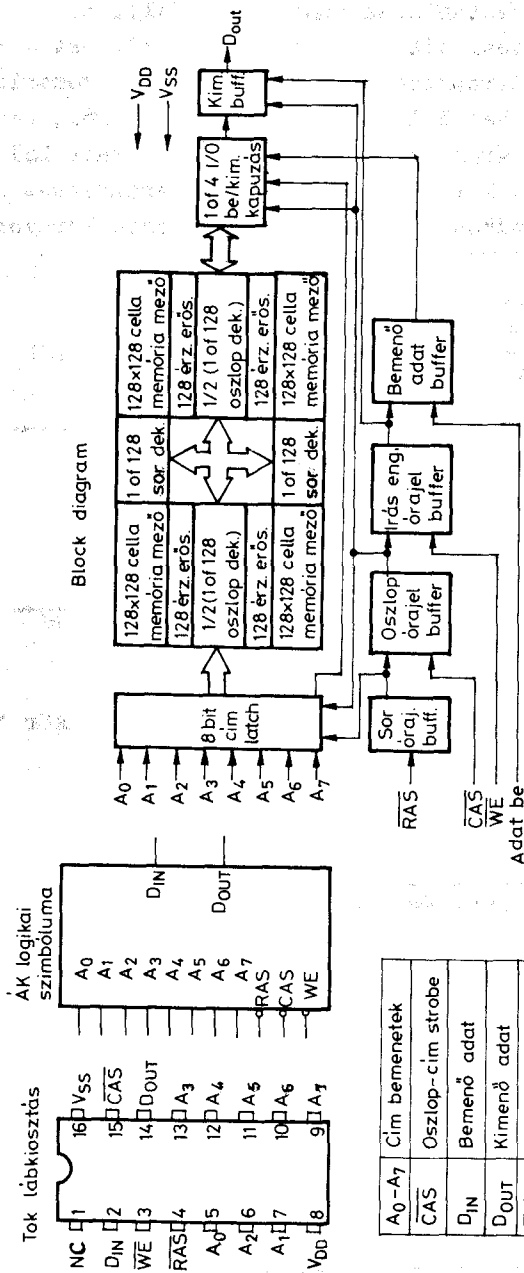
A 4.53. ábrán a 8202 LSI DRAM-vezérlő leegyszerűsített blokkdiagramját, a 4.54. és a 4.55. ábrán az egyszerűsített idődiagramjait mutatjuk be.

Kvázistatikus RAM (iRAM)

A 8...64 kbyte nagyságrendű memóriák számára rendkívül előnyösen alkalmazható ez az "integrated RAM" elnevezésű áramkör. Az áramkör a statikus RAM összes előnyével rendelkezik, holott a memória-mező DRAM.

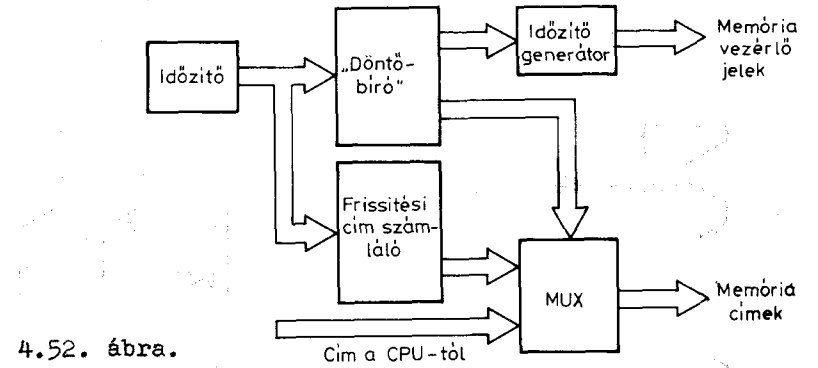
A 4.56. ábrán látható a 2186/87 típusu 8k x 8 bites iRAM áramkör blokk-diagramja, a 4.57. ábrán a tok bekötési rajza.

A 4.58. ábrán az olvasási ciklus, a 4.59. ábrán az írási ciklus idődiagramja látható.

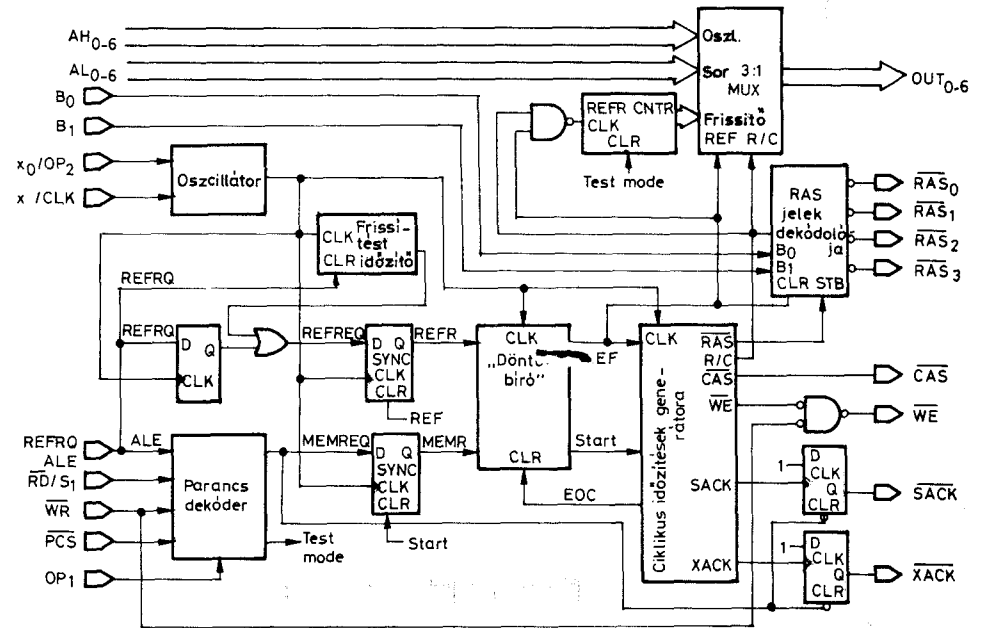


A ₀ -A ₇	Cím bemenetek
CAS	Oszlop-cím strobe
D _{IN}	Bemenő adat
D _{OUT}	Kimenő adat
WE	Írás engedélyezés
RAS	Sor-cím strobe
V _{DD}	Power (+5V)
V _{SS}	Ground

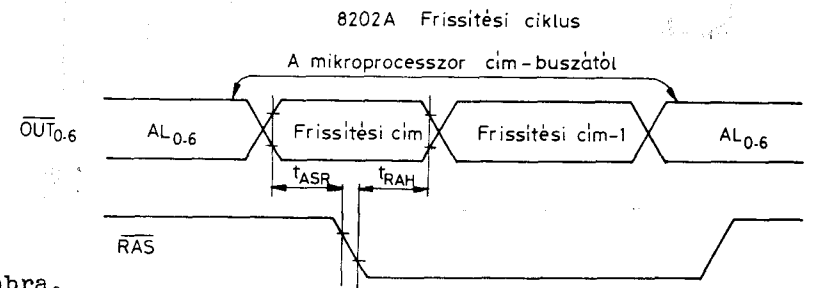
4.51. ábra.



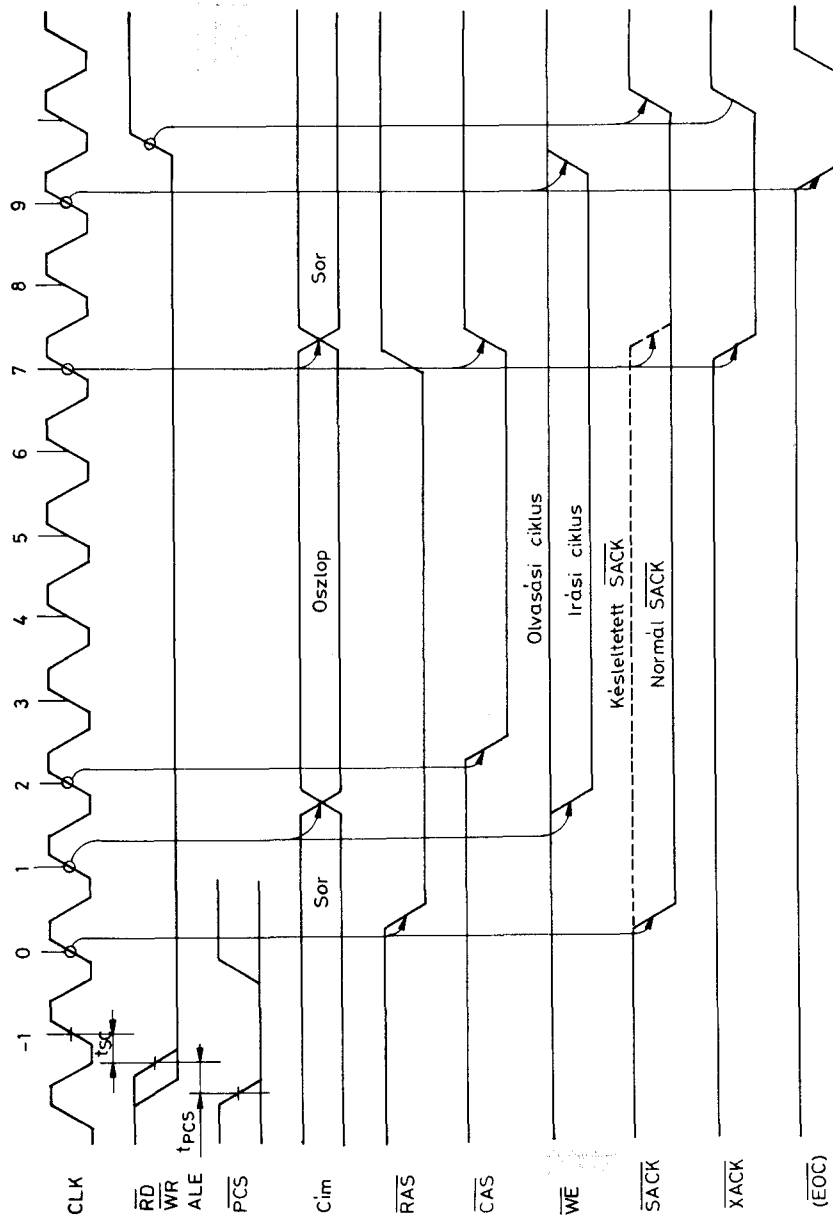
4.52. ábra.



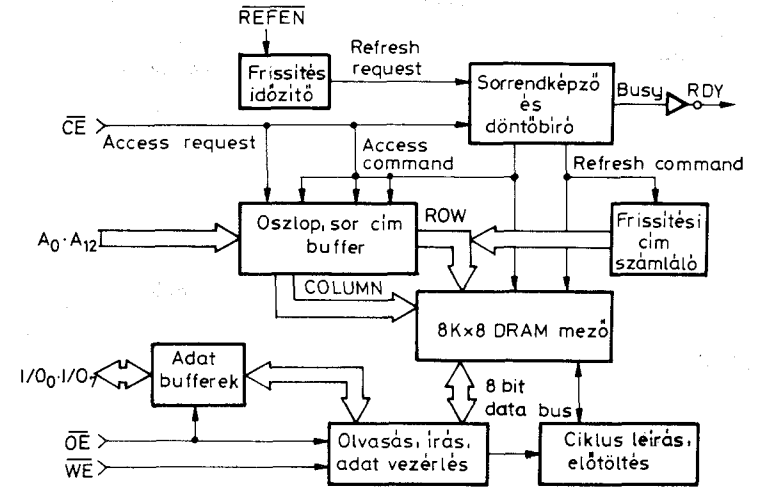
4.53. ábra.



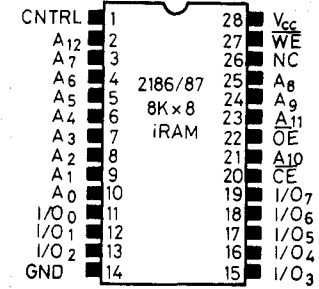
4.54. ábra.



4.55. ábra.



4.56. ábra.



4.57. ábra.

Jel terminológia

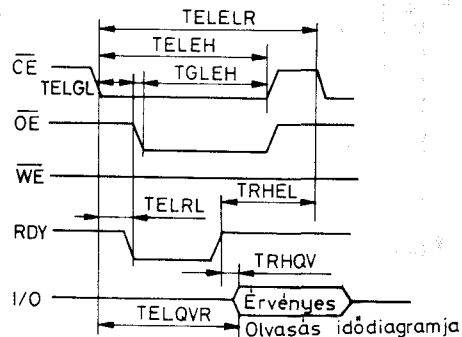
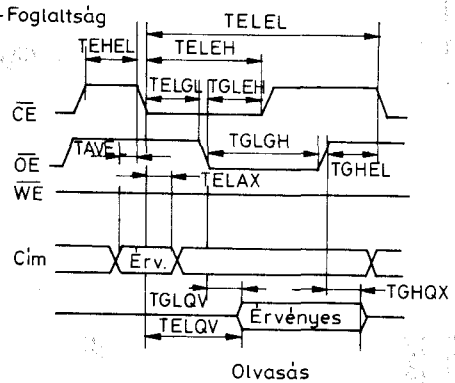
Feltétel:
H - Magas
L - Alacsony
V - Érvényes
X - Érvénytelen

TE L Q X R

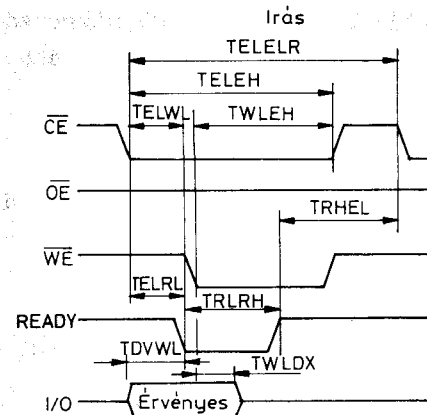
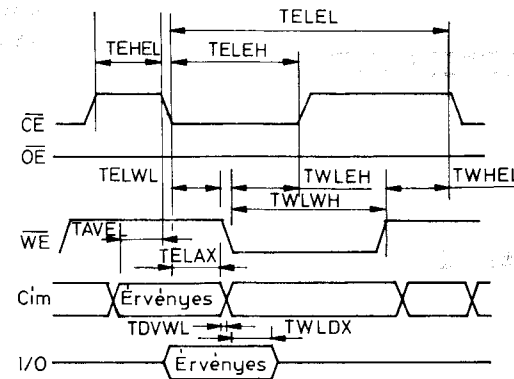
A ciklus típusa: (opcionális)
R - Frissítés
F - Fals, hamis

A jel jellege:
E - Engedélyezés
G - OE
W - WE
A - Cím
Q - Adat
R - Foglaltság

Referencia:
E - Engedélyezés
G - OE
W - WE
A - Cím
Q - Adat
R - Foglaltság



4.58. ábra.



Írás idődiagramja

4.59. ábra.

4.3. A MIKROPROCESSZOR ÉS KÖRNYEZETE

Az LSI áramkörök közül a legfontosabbat, a mikroprocesszorokat egy másik jegyzet fogja részletesen tárgyalni. Itt csak néhány, a mikroprocesszorokkal kapcsolatban gyakran előforduló kifejezést, fogalmat vezetünk be.

A mikroprocesszoros rendszerek, berendezések működésének megértéséhez, tervezéséhez, megvalósításához az eddigi, a digitális technikában megszokott - áramkörök összehuzalozásán alapuló - szemlélettől és gyakorlattól el kell szakadni.

Minden mikroprocesszor - függetlenül attól, hogy milyen jellem-

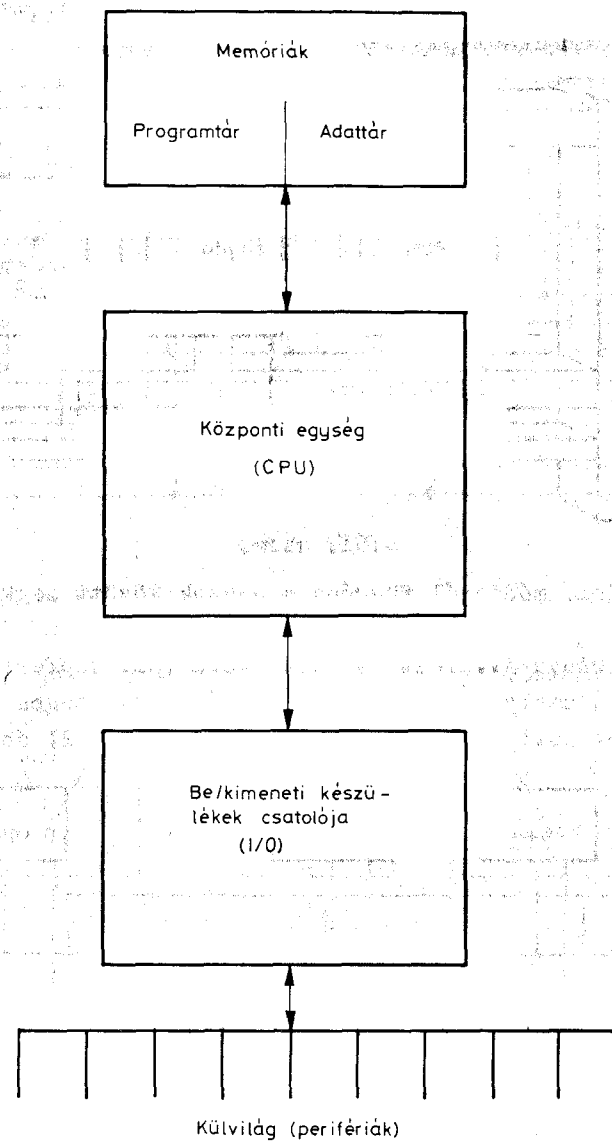
zökkel rendelkeznek: hány bites, stb. - a működéséhez szükséges környezetével együtt (óragerátor, buszmeghajtók, memóriák, stb.) - függetlenül attól, hogy a környezetnek mekkora része van összeintegrálva a központi egységgel - egy mikroszámítógépnek tekinthető.

Ebből következik, hogy működését a benne tárolt működtető program, a "software" fogja meghatározni. A program utasítások sorozatát jelenti: a berendezés működése pedig ezen utasítások végrehajtását. Az utasításokat csak akkor tudja a berendezés végrehajtani, ha a mikroprocesszoros berendezés felépítése, a "hardware" ezt lehetővé teszi.

Mikroprocesszor típustól függetlenül egy mikroszámítógépnek a következő főbb egységekkel kell rendelkeznie ahhoz, hogy utasításokat végre tudjon hajtani:

- központi egység, amely a többi egységgel való kommunikációt vezérli, irányítja (CPU),
- programtár és adattár, az egyikben a működtető program (ROM), a másikban a program működése során keletkező vagy a külvilágból bevitt adatok tárolódnak (RAM),
- be/kiviteli egységek, amelyek a külvilággal pl. perifériákkal: billentyűzet, képernyő, relék, kijelzők, stb. tartják a kapcsolatot,
- kommunikációs utvonalak, amelyek az egységek közötti információ-áramlást biztosítják (sin vagy busz-rendszer).

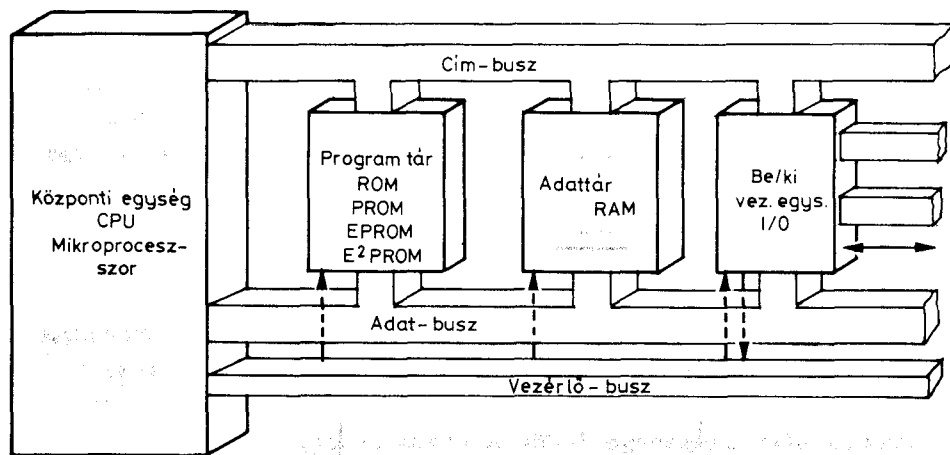
A 4.60. ábrán bemutatjuk egy számítógép elvi felépítését, a 4.61. ábrán pedig egy mikroszámítógép tipikus felépítését. Az ábrán látható három kommunikációs utvonal funkciója a következő: a központi egység az ún. cimbuszon adja ki azt az információt, hogy melyik egységgel kíván kommunikálni, vagyis, hogy melyik címről kíván olvasni, ill. hogy hova, melyik címre akar információt kiküldeni. A vezérlőbusz vezetékein adja ki a központi egység az általa végezni kívánt műveletre vonatkozó információját - például azt, hogy a megcímzett egységtől adatot vár, vagyis olvasni szeretne. A legtöbb processzor-típus azt is megkülönbözteti egy másik vezérlőjellel, hogy memóriától vagy I/O egységtől várja az adatot. (Néhány processzornál nincs külön vezérlőbusz, hanem magán az adatbuszon küld felváltva vezérlőszót és adatot.)



4.60. ábra.

Az adatbusz vezetékei szolgálnak arra, hogy az adat - olvasáskor - a megcímzett egységtől eljusson a központi egységhez, íráskor pedig a központi egységtől a megcímzett egységhez. Sin-, vagy busz-rendszer alatt olyan egymástól elszigetelt vezetékek kötegét értjük, amelyet párhuzamos információ-átvitel

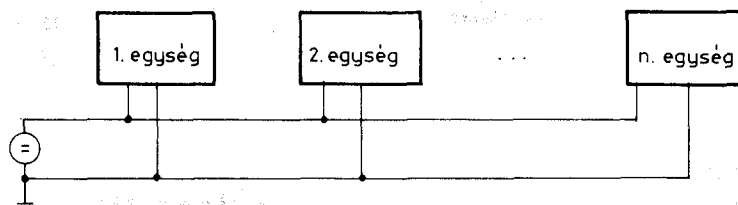
céljára hoztak létre, több egység rácsatlakozását és egymással való kommunikációját teszi lehetővé.



4.61. ábra.

A kommunikáció módjától függően a buszok között megkülönböztetünk

- egyirányú átvitelt lehetővé tevő (pl. tápfeszültség-busz, amely a rendszer működéséhez szükséges tápfeszültséget juttatja el a részegységekhez (4.62. ábra),

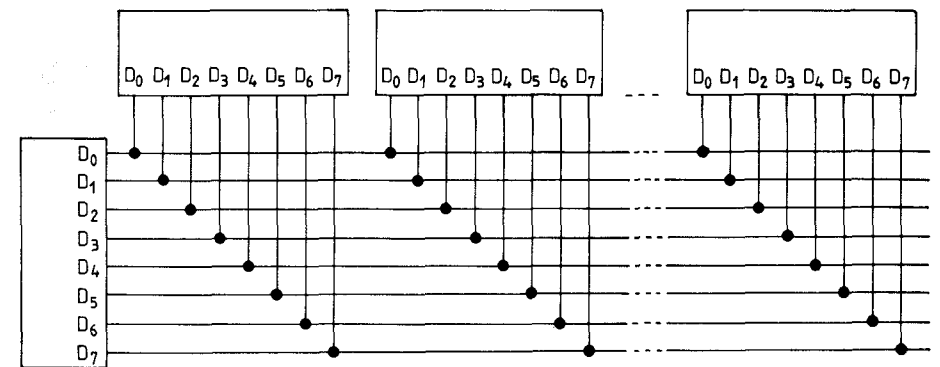


4.62. ábra.

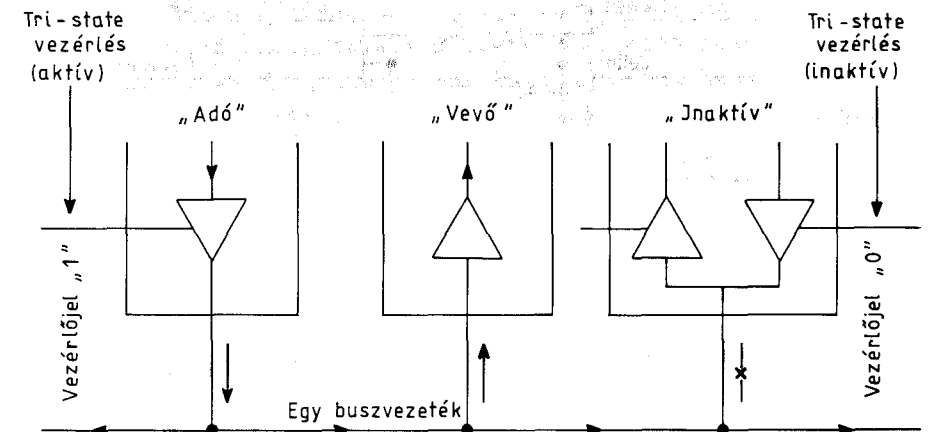
- kétirányú adatátvitelt lehetővé tevő (pl. az adatbusz, amely a processzor szóhosszúságától függő darabszámú vezetékből álló vezeték-csoport - 4.63. ábra).

A kétirányú (bi-directional) buszra párhuzamosan rácsatlakozó egységek közül egyszerre csak egyetlen egy lehet "adó", a többi egység közül egy vagy esetleg több is lehet "vevő", de a kommunikációban most nem résztvevő "adó"-knak inaktív állapotban kell lennie. Ezt a feltételt könnyűszerrel a "tri-state" (három állapotú) kimenetekkel rendelkező egységek tudják telje-

síteni, bonyolultabb vezérléssel az open-kollektoros kimenetek is busszá szervezhetők. A 4.64. ábrán egy kétirányú busz egyetlen vezetékére csatlakozó "tri-state" áramköröket mutatjuk be.



4.63. ábra.

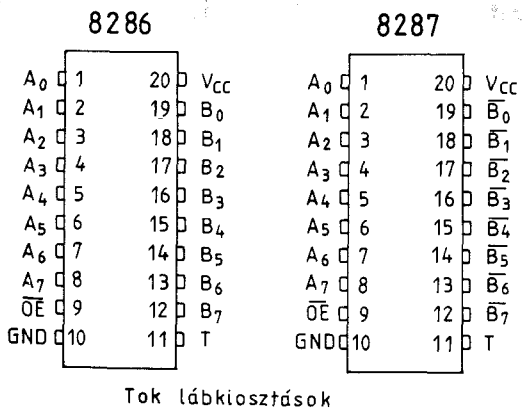
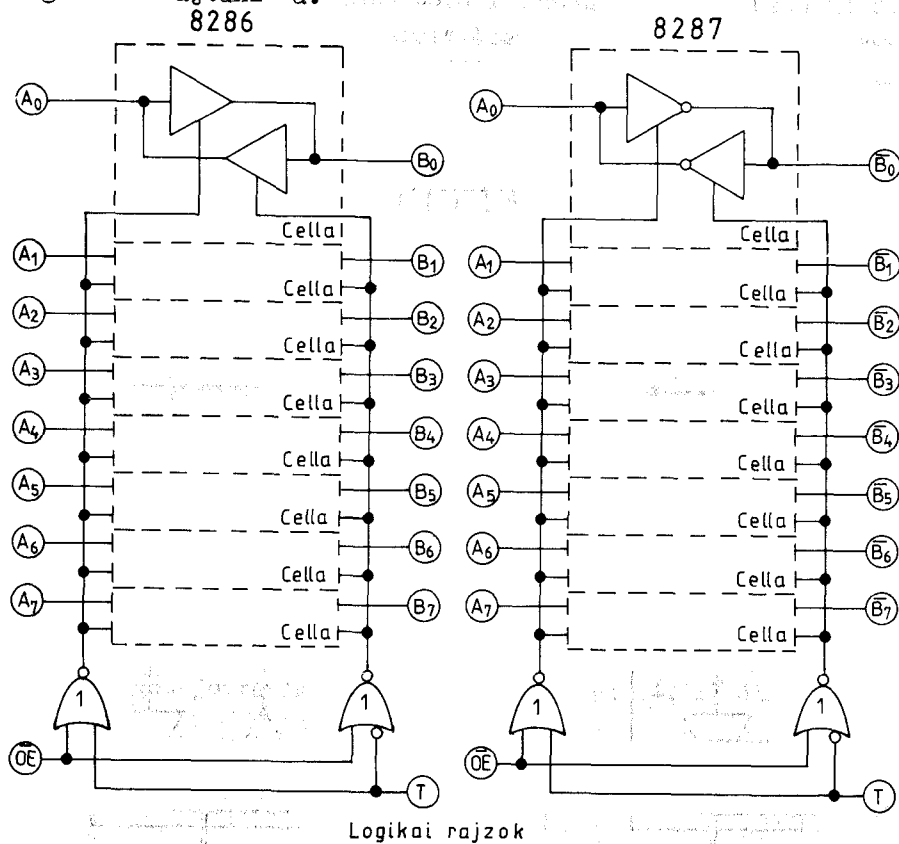


4.64. ábra.

Forgalomban vannak 4 vagy 8 bites kialakítású, egy vagy kétirányú adatátvitelt megvalósító ún. buszmeghajtó integrált áramkörök, mind bipoláris, mind MOS technológiával (4.65. ábra).

A buszmeghajtó áramkörökre azért van szükség, mert pl. a legtöbb processzor kimenőjeleire a FANOUT = 1, vagyis a legfeljebb 1 TTL bemenettel terhelhetők. Tehát az "adó"-egységnél meghajtó, erősítő eszközökre van szükség, hogy a buszvonalakra csatlakozó egységek a bemeneteken kapott logikai jeleket

egyértelműen fel tudják ismerni, azaz az "adó"-nak a buszt meg kell "hajtani"-a.



A ₀ ÷ A ₇	: Helyi-busz adata
B ₀ ÷ B ₇	: Rendszer-busz adata
OE	: Kimenet engedélyezés
T	: Vezérlés (tri-state)

A kivezetések megnevezései

4.65. ábra.

Ehhez a témához szorosan hozzátartozik az ún. "CHIP SELECT" ("áramkör kiválasztás") jel fogalma. A buszra csatlakozó egységeknek egyértelműen tudniuk kell, hogy a buszon éppen létrejövő kommunikációban részt kell-e venniük vagy sem. Arról már esett szó, hogy azt mindig a processzor dönti el, hogy melyik egységgel kíván kommunikálni, s ezt az információt a címbuszon közli az egységekkel. A címbuszon megjelenő bitmintha viszont egy konkrét címet jelent, amely cím mögött a három fő egység (programtár, adattár, I/O egység) bármelyikének egy konkrét tárolóeszköze (rekesz, regiszter) állhat. Tehát mindegyik egységnek fel kell ismernie, vagy valamiképpen tudomást kell szereznie arról, hogy a kiküldött cím az ő "tartományába" esik-e. Ezt az "áramkör kiválasztva" jelet hívjuk Chip Select jelnek (rövidítve CS). Ezek az egyes egységeket aktív vagy inaktív állapotba vezérlő jelek a címbusz vonalainak olyan dekódolásával állíthatók elő, amely az egyes egységekhez tartozó címtartományok szétválasztását adják.

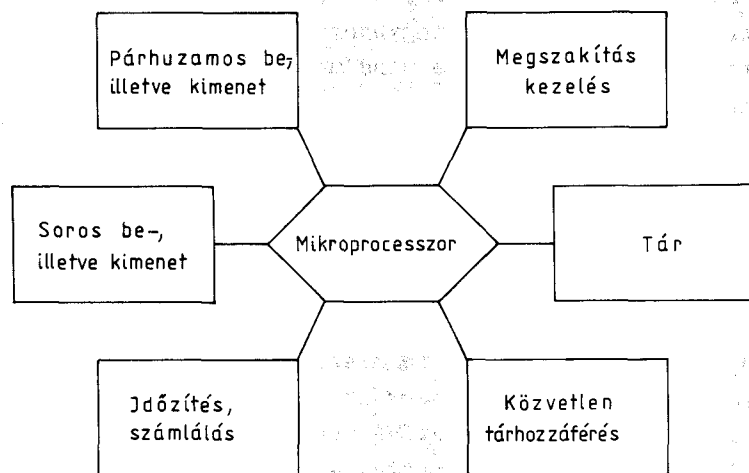
A 4.61. ábrán a buszok jelölése mutatja, hogy nincsenek lezárva, folytathatók. Éppen ebben rejlik a mikroprocesszoros rendszerek egyik legnagyobb előnye, hogy közel azonos funkcionális felépítés dacára szinte korlátlanul bővíthetők a rendszerek a további egységeknek a buszokra való csatlakoztatásával. Ily módon kis- és nagybonyolultságú feladat, sok periférikus eszköz működtetése mind megoldható viszonylag egyszerű hardware műveletekkel.

4.4. KIEGÉSZÍTŐ ELEMELK

A mikroprocesszorok alkalmazásának kezdeti szakaszában nem volt semmiféle kiegészítő elem. Az első generációs mikroprocesszorok alkalmazásának természetes velejárója volt az a nagyszámú kis és közepes integráltságu elem, amely "körülvetete" a mikroprocesszort, lehetővé téve kapcsolatát a "külvilág"-gal, a megoldandó feladattal - hozzáillesztve az érzékelők, kapcsolók, stb., azaz az információ-források és a kijelzők, kiíró- vagy végrehajtó elemek jeleit a mikroprocesszorhoz. A jelek be- és kivitelét már a mikroprocesszor végezte,

amely a kezdeti egyszerű alkalmazások során olyan feladatokat is ellátott, mint pl. egy alfanumerikus billentyűzet figyelése, az egyes billentyűk állapotának egymás után való, folyamatos végigpásztázásával (scanning), majd egy billentyű lenyomásakor - a billentyűmátrixban elfoglalt pozíciója alapján - a hozzárendelt kód szerinti alprogram indítása. A mikroprocesszorok ilyen egyszerű feladatokkal való "terhelése" a későbbi, bonyolultabb feladatok jelentkezésénél már nem volt problémamentes. Így az első időszak rendszereinek hardware-felépítése csak nagyon kismértékben használta ki az LSI technológiából származó előnyöket. Ezen kívántak változtatni, amikor a gyártók egyszerű kiegészítő funkciókra is egységeket hoztak létre, amelyekhez egy adott mikroprocesszorral való közvetlen (minden további elem nélkül való) kapcsolat létrehozására a mikroprocesszor busz-jelei (cim-, adat- és vezérlőjelek) közvetlenül rácsatlakoztathatók (családely).

Ilyen módon szinte valamennyi mikroprocesszor típushoz létrehozta kiegészítő elemeket, amelyekkel a rendszer elemek közötti és a feladattal való kapcsolat könnyebben létrehozható. A 4.66. ábrán hat ilyen alap feladatkört mutatunk be, amelyekhez kapcsolódó elemeket ebben a "második generációs" korszakban dolgoztak ki.

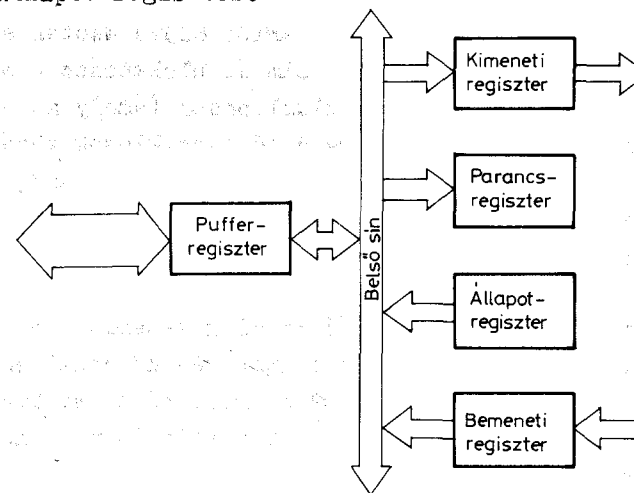


4.66. ábra.

Ezek a megszakítás (interrupt) kezelés, közvetlen tárhozzáférés (DMA: Direct Memory Access); tár- és tárkiválasztó elemek, időzítők és számlálók, valamint soros és párhuzamos be- és kimeneti (I/O) elemek. Ezzel párhuzamosan - az analóg IC-k gyártási eredményeit is figyelembe véve - a közvetlen, a folyamatokhoz való kapcsolat elemei (pl. analóg-digitális és digitális-analóg konverterek, multiplexerek, stb.) és a nagytávolságu adatátvitel elemei: adó-vevők, kódoló-dekódolók (CODEC), modulátor-demodulátorok (MODEM) is többé-kevésbé processzor típustól független, és standardizált formában jelentek meg.

A következő "harmadik generáció" egyre összetettebb periféria-vezérlői már programozhatók. A processzor saját cim-, adat- és vezérlőjelei segítségével információcsere folytat a kiválasztott vezérlő valamelyik regiszterével (sokszor egy buffer-regiszter közbeiktatásával). Ezek a regiszterek funkciójuk szerint a következő 4 csoportba oszthatók (4.67. ábra):

- bemeneti regiszter,
- kimeneti regiszter,
- parancs regiszter,
- állapot regiszter.



4.67. ábra.

A be- és kimeneti regiszterek a külső adatforrás, ill. nyelő és a mikroprocesszor valamelyik külső regisztere közötti adat-

utat biztosítják, úgy, hogy mindkét oldalon független, aszinkron adatcserét lehessen létrehozni.

A vezérlő parancsregisztere(i) a működés módját és paramétereit szabja meg a processzortól kapott utasításoknak megfelelően. Az átvitt információ tehát azonos módon juttatható a vezérlőbe, akár adat, akár parancs típusu is az.

Ilyen módon programozható pl. egy soros átvitelt vezérlő elem (8251) esetén az átvitel típusa (szinkron vagy aszinkron) az átvitt karakter hossza (bitszám), az átvitel sebessége (Baudrate), a hibajelzést szolgáló paritásképzés módja (páros, páratlan, nincs), stb.

A vezérlő mindenkori állapotát az állapot- vagy más szóval státuszregiszter mutatja. A processzor ennek kiolvasásával szereshet tudomást pl. az átvitt információ meghibásodásáról vagy ezen belül is a meghibásodás módjáról (pl. keretezési hiba, amikor aszinkron átvitel esetén a záró stopbit helyén nem a megfelelő bit érkezik, tehát az információ "elcsuszott").

Hasonló elven működik a többi programozható perifériavezérlő elem is. Pl. a megszakításvezérlő (8259) esetén az egyes megszakításkérésekhez rendelt prioritásszint programozhatóan változtatható.

A közvetlen tárhozzáférés (DMA vezérlő: 8257) esetén szükséges átviteli paraméterek - kezdő cím és blokkhossz - mellett a mód is megadható. Ez lehet cikluslopásos (amely az egyes, a processzor számára rendelkezésre álló tárciklusok közé ékelt ciklusokban végzi az átvitelt és ezért "átlátszónak", transzparentnek is szokták nevezni), vagy egy vagy több blokk folyamatos átvitelét biztosító blokk- (burst: sorozat) átvitel. Egy vezérlő több azonos funkció kiszolgálását is végezhet és vannak többféle feladatot ellátó komplex vezérlők is. (Pl. az Intersil 6100, a DEC PDPS/E miniszámítógép központi egységet emuláló CMOS mikroprocesszor 6102 kiegészítő eleme DMA vezérlő mellett tárbővítőt, intervallum időzítőt és megszakításvezérlőt is tartalmaz.)

A következő "negyedik generáció" kiegészítő elemei már nem csupán programozhatók, hanem összetett perifériák vezérlői, műveletcsoport vagy feladatorientált önálló processzorai. Ezeket összefoglalóan szokták TPU (Task Processing Unit: feladat-

feldolgozó egység) egységnek is nevezni. Illusztrációként bemutatunk néhányat közülük egy-egy tipikus feladat megoldására.

Uj típusu, nagy (millió byte) címtartományu mikroprocesszorok és a korszerű operációs rendszerek alkalmazása a tárkezelés - számítógépek esetében már megszokott - formáit igényelte. Az MMU (Memory Management Unit: tárkezelő egység) a tár változtatható felosztását (segmentation), dinamikusan változtatható áthelyezését (relocation) és kijelölt szegmensek védelmét (protection) végzi.

A BAU (Bus Arbiter Unit: sinvezérlőegység) a sinrendszer osztott idejü felhasználásából adódó konfliktushelyzeteket oldja meg (Arbiter: döntőbíró), megfelelő prioritás-áramkörök segítségével, előállítva a címdekódolás és a visszajelzés aszinkron átvitel (hand-shake) vezérlőjeleit is.

A kiegészítő elemek mellett, hogy az elembázis leggyorsabban fejlődő területét képezik, a mindenkori technológia alapján megvalósított legkomplexebb (legnagyobb lapkaméret, legtöbb elemi áramkör egy lapkán - a nem ismétlődő strukturáju elemeket figyelembe véve) LSI és VLSI áramköröket is jelentik.

5. DIGITÁLIS ESZKÖZÖKET TARTALMAZÓ BERENDEZÉSEK LÉTESÍTÉSE, ÜZEMELTETÉSE

5.1. BEVEZETÉS

Ebben a fejezetben röviden áttekintjük a zajokkal (zavarokkal) és a jelvezetéssel kapcsolatos azon ismereteket, amelyek feltétlenül szükségesek digitális berendezések létesítéséhez és üzemeltetéséhez.

Korábbi tanulmányainkból tudjuk, hogy minden digitális áramkörrel (TTL, ECL, CMOS) meghatározott a log 1-hez, ill. a log 0-hoz tartozó feszültségtartomány, továbbá minden áramkörrel fontos jellemzője az un. zajtartalék. (Pl. TTL-nél tipikus érték 0,4 V, CMOS-nál tipikusan $U_{Táp}/2$.) Digitális áramkörben, ha valamelyik logikai jel értéke nem az előírt (adott állapot megvalósításához szükséges) feszültségtartományban van, hibás működésről beszélünk. Hibás működést az áramkört érő, ill. az áramkörben előforduló zavaró hatások okozhatnak. Zavaró hatások mindig fennállnak, mértéküket - figyelembe véve az áramkört felépítő elemek zavarérzékenységét - legalább annyira kell csökkenteni, hogy helytelen működés ne következzen be. Sokféle zavarforrás, ill. zavaró hatás létezik, a következőkben néhány jellegzetes típust sorolunk fel:

- Zavaró hatást fejthet ki helytelen jelvezetés, továbbá helytelen földelés.
- Zavarok keletkezhetnek külső és berendezésen belüli elektromágneses terek hatására. (A külső zavaró elektromágneses terek forrásai elsősorban nagy teljesítményű elektromos berendezések - transzformátorok, motorok, mágneskapcsolók, stb.).
- Ipari üzemekben a hálózati feszültség jelentős mértékben tartalmaz zavaró impulzusokat.

- Zavar forrása lehet hibás eszköz. (Pl. a hibás kapu, amelynek logikai szintjei nem esnek az előírt tartományba.) E zavarforrás megszüntetése elsősorban akkor okoz gondot, ha az eszköz "időnként jól működik, időnként pedig nem". (A félvezető eszközök meghibásodásának majdnem ugyanolyan gyakori fajtája az előbb említett meghibásodás, mint a teljes tönkremenetel.)

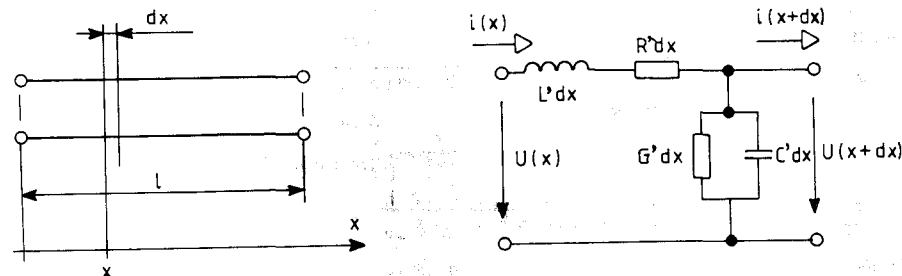
Rendszerint egyszerre több zavarforrás is kifejti hatását, továbbá az egyes zavarfélék sokszor egymással is összefüggnek. Digitális eszközöket tartalmazó berendezések létesítéséhez és megbízható üzemeltetéséhez ismernünk kell a legfontosabb zavaró hatások természetét, valamint a zavaró hatások csökkentését és kiküszöbölését szolgáló eszközöket és módszereket.

5.2. A JELVEZETÉS

5.2.1. A jelterjedés fizikai folyamata, a reflexió jelensége

A digitális áramkörök nagy része rendkívül gyors működésű (ECL, Schottky TTL), ezért sokszor már néhány cm-es jelvezetést is átviteli vezetéknek, ill. átviteli szakasznak kell tekintenünk. Általában: az átviteli szakasz összeköttetést valósít meg valamely áramköri egység kimenete ("adó") és egy másik áramköri egység bemenete ("vevő") között. A tipikusan 1 ns - 10 ns-ig terjedő 0-1, ill. 1-0 szintváltás időtartamok lehetővé teszik a nagy jelfrekvenciák alkalmazását. Maguk a gyors felfutású és lefutású élek is, a jel spektrumában intenzív nagyfrekvenciás komponenseket eredményeznek. Emiatt sokszor nem tekinthetjük már az átviteli vezeték koncentrált paraméterű elemnek (kapacitásnak, vagy induktivitásnak), hanem ún. elosztott paraméterű távvezetéknek kell kezeljünk. Az 5.1. ábra bal oldala egy l hosszúságú kettős vezeték (vezetékpárt, kábelt, távvezeték, átviteli szakaszt) ábrázol, az ábra jobb oldalán e vezeték x helyén lévő dx elemének helyettesítő képe látható. Az 5.1. ábrán alkalmazott L' , R' , G' és C' jelölésű vezetékjellemzők értelmezése:

L' : hosszegységre jutó induktivitás,
 R' : hosszegységre jutó ellenállás (2 vezetékkel kell figyelembe venni),
 G' : két vezeték közötti hosszegységre jutó vezetetés,
 C' : hosszegységre jutó kapacitás.

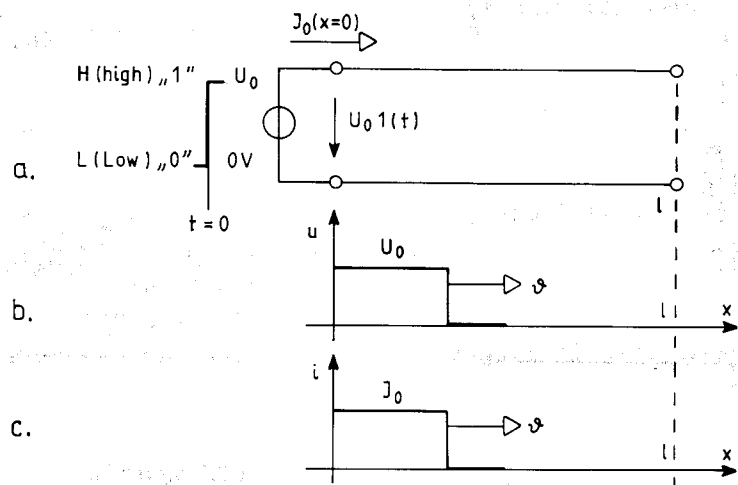


5.1. ábra.

A helyettesítő kép alapján felírt Kirchhoff egyenletekből levezethető a távvezeték differenciál egyenlet rendszere, amely egyértelműen leírja valamennyi L' , C' , G' , R' , paraméterekkel jellemezhető átviteli szakasz viselkedését tetszőleges "adó" jelekre, ill. vevőoldali lezárásokra. A differenciál egyenlet rendszer valamennyi megoldása szolgáltatja a koncentrált paraméterű tárgyaláshoz képest azt az új eredményt, hogy elektromágneses tér maximálisan a fény vákuumbeli sebességével terjedhet, ill. alakulhat ki. (Látni fogjuk, hogy ez utóbbi tény figyelembe vételével a digitális jelátvitel szempontjából lényeges jelenségeket tudunk megmagyarázni. (Levezethetők továbbá olyan, a gyakorlatban fontos összefüggések, amelyekre a következőkben sorra kerülő - elsősorban fizikai szemléleten alapuló - tárgyalás során hivatkozunk.

Vizsgáljunk jelvezetés szempontjából egy l hosszúságú vezetékpárt, amelynek "adó" oldalára $t = 0$ időpillanatban egy feszültséggenerátor $U_0 > 0$ értékű feszültségugrást (végtelen meredekségű 0 - 1, más elnevezéssel L-H átmenetet) ad (5.2a ábra). A vezeték ohmos ellenállását 0-nak tekintjük, és feltételezzük, hogy a vezeték veszteségmentes szigetelő veszi körül ($R' = 0$, $G' = 0$). Az ilyen átviteli szakaszt ideális átviteli szakaszt ideális átviteli szakasznak (ideális kábelnek) nevezzük. Az ideális átviteli szakaszon az előbbieket szerint semmilyen disszipáció nem keletkezik. (A vezetékpárt körülve-

vő szigetelő relatív dielektromos állandóját ϵ_r -rel, relatív permeabilitását μ_r -rel jelöljük.)



5.2. ábra.

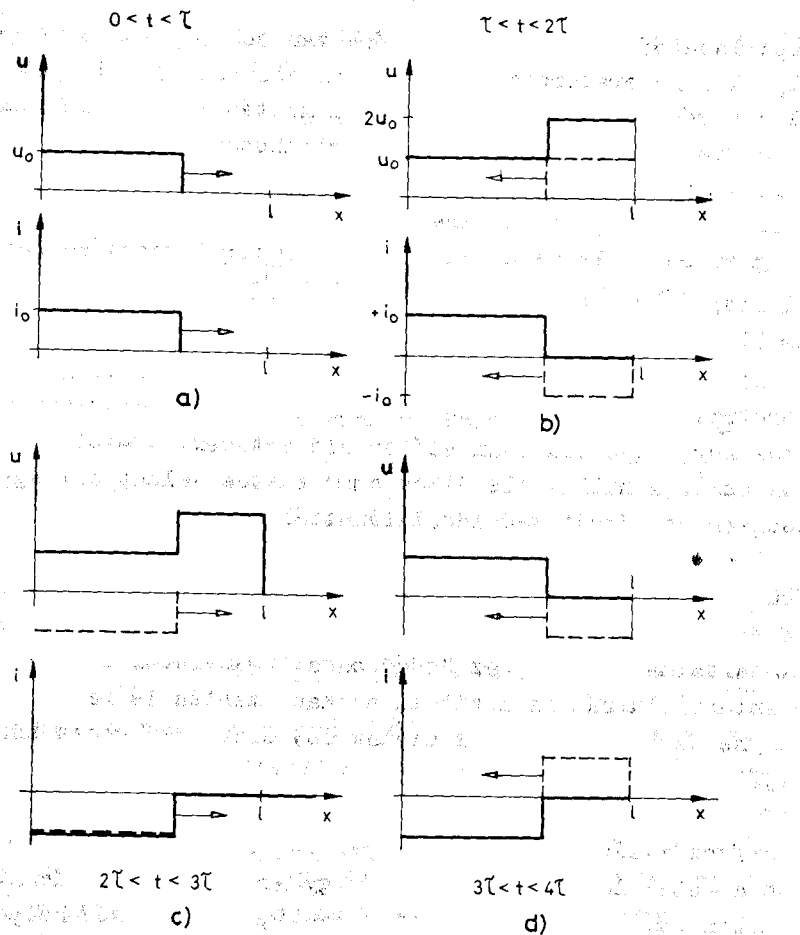
A $t=0$ időpillanattól az U_0 értékű feszültségugrás $v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}$ sebességgel (itt c a vákuumbeli fénysebesség) halad az $x=1$ hely felé (5.2b ábra), tehát az $x=1$ helyen $\tau = \frac{l}{v}$ idő múlva észlelhetjük az L-H átmenetet. A τ időt futási időnek nevezzük. (Általában azt az időtartamot, amely ahhoz szükséges, hogy egy adott jel valamely átviteli szakasz mentén végig haladjon, futási időnek hívjuk; tipikus értéke méterenként 5 ns.) A $t=0$ időpillanattól a generátor az 5.2a ábrán bejelölt mérőirány mellett pozitív $I_0(x=0)$ nagyságu áramot is szolgáltat az átviteli vezetéknek. Egy áramugrás keletkezik tehát, amely a feszültségugrással fázisban halad (5.2c ábra). Az áramugrás keletkezését a következőkkel magyarázhatjuk: a kezdő pillanattól elektromágneses tér alakul ki a vezetékpár mentén, amely térnek x -beli határa szintén v sebességgel halad az $x=1$ hely felé. A terjedő elektromágneses tér energiája csakis a generátorból származhat, szükségszerű tehát, hogy a generátor a feszültségen kívül árammal is táplálja a vezetéket. (A térben felhalmozott energia az átviteli szakasz mentén τ idő elteltével $U_0 I_0 \tau$.) A $0 < t < 2\tau$ időtartományban a generátor szempontjából közömbös, hogy a kábel végén milyen a lezárás (szakadás, $Z \neq 0$ terhelés vagy rövidzár), mivel a nulla

időpillanattól számítva 2τ időre van szükség ahhoz, hogy $x=1$ helyről a generátorhoz jel érkezzon vissza. (A τ időpillanattól a vevőoldalon valamint a kábel mentén lezajló folyamatokkal a későbbiekben részletesen foglalkozunk.) A $0 < t < 2\tau$ időintervallumban tehát az $x=0$ helyen kialakuló áramot a generátor feszültsége és a kábel tulajdonságai szabják meg. Veszteségmentes, illetve közel annak tekinthető vezetésekre (kábelekre) célszerű definiálni az $R_0 = \frac{U_0}{I_0}$ hányadost, amit hullámellenállásnak nevezünk.

Igazolható, hogy $R_0 = \frac{L}{C}$, tehát R_0 értéke kizárólag a kábel geometriai jellemzőitől és az alkalmazott dielektrikum anyagától függ (gyakorlatban előforduló értékek: 50-től néhány száz Ohm). A hullámellenállás szemléletes jelentése: egy veszteségmentes kábelt $t=0$ időpillanattól tápláló generátor, a $0 < t < 2\tau$ időtartományban (τ a kábel futási ideje) R_0 értékű ellenállást "érez", függetlenül a kábel lezárásának módjától. Ugy is fogalmazhatunk, hogy a hullámellenállás fizikai tartalma az, hogy az "adó" oldali generátor $0 < t < 2\tau$ időintervallumban az átviteli szakasz mentén létrejövő (elektromágneses hullámok által kialakuló) elektromágneses tér energiáját szolgáltatja.

A következőkben azt vizsgáljuk, hogy mi történik, ha az U_0 értékű feszültségugrás a vezetékpár végére érkezik. Az $x=l$ helyen a kábel lezárása szakadás, így az áram itt minden időpillanatban nulla értékű. Ez azt jelenti, hogy az $x=l$ helyen a teljesítmény értéke zérus, vagy másként megfogalmazva, τ ideig a kábel vége felé tartó energia terjedés a τ időpillanatban ($x=l$ helyen) megszűnik.

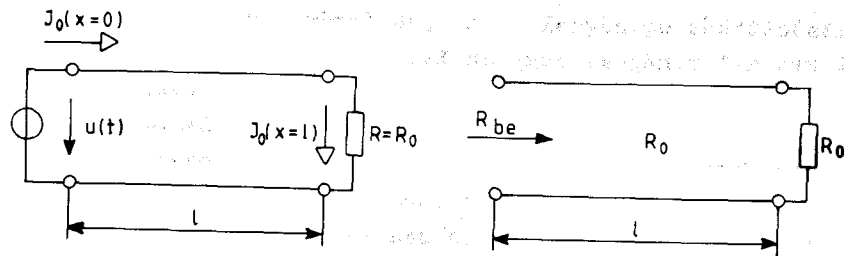
A generátor $\tau < t < 2\tau$ tartományban még biztosan $U_0 I_0$ teljesítményt szolgáltat, vagyis az átviteli szakaszba továbbra is energiát táplál. Nem maradhat tehát állandó sem a feszültség, sem pedig az áram a vezeték mentén, hiszen ez időben konstans felhalmozott energiát jelentene. Amennyiben a τ időpillanattól az $x=0$ hely felé v sebességgel, U_0 értékű feszültségugrás és $-I_0$ értékű áramugrás halad - ez a feszültség és áramugrás természetesen szuperponálódik a τ időtartam alatt kialakult állapothoz - úgy a $\tau < t < 2\tau$ időintervallumban az átviteli szakaszba betaplált energia és a felhalmozott energia minden idő-



5.3. ábra.

pillanatban megegyezik (5.3. ábra). (Bizonyítható, hogy a generátor teljesítményének fele a mágneses, fele az elektromos tér energiáját növeli. Az $\frac{U_0 I_0}{2} \cdot \Delta\tau$ értéket tekintsük egységnyi energiának. A generátor tehát két energia egységet szolgáltat $\Delta\tau$ idő alatt. A visszafelé haladó szuperponált feszültség $2U_0$ értékű, ami $\Delta\tau$ idő elteltével az elektromos tér energiájának három egységgel való növekedését jelenti. Az $x=0$ hely felé haladó szuperponált áram zérus értékű, tehát a mágneses energiából egy egység a hiány. A három egység többlet, és az egy egység hiány eredőben megegyezik a generátor által szol-

gáltatott két egységgel.) Az 5.3b ábrával szemléltetett folyamatokra azt mondjuk, hogy az $x=l$ helyről a feszültség hullám U_0 értékkel, az áramhullám pedig $-I_0$ értékkel reflektálódik (visszaverődik). (A terjedő feszültségugrás, ill. áramugrás helyett feszültség hullám, ill. áramhullám elnevezés is használatos.) Az 5.3c és az 5.3d ábrák a $2\tau < t < 3\tau$ és a $3\tau < t < 4\tau$ időintervallumokban lezajló folyamatokat szemléltetik. A szaggatott vonal mindig a reflektált hullámot, a folytonos vonal pedig a szuperponálás után kapott eredő hullámot ábrázolja. Megállapítható, hogy a generátornál is fellépnek visszaverődések. (Itt a beérkező áramhullám változatlan amplitudóval, a feszültség hullám minusz egyszeres amplitudóval verődik vissza.) Az olvasóra bizzuk, hogy a c és d ábrával kapcsolatos "energia mérleget" ellenőrizze. Mivel sem a generátorban sem pedig a kábelben disszipáció nem keletkezik, 4τ idő után ismét a $0 < t < \tau$ -beli folyamat játszódik le. Ha olyan lezárást alkalmazunk, amely biztosítja, hogy az energia terjedés folyamatossága fennmarad az $x=l$ helyen is, akkor nem keletkezik reflexió. Ilyen lezárást a hullámellenállással egyező értékű ellenállás alkalmazásával érünk el, hiszen így a kábel végén időegység alatt ugyanannyi energia távozik (hővé alakul a lezáró ellenálláson), mint amennyi időegység alatt v sebességgel az átviteli szakasz mentén az $x=l$ hely felé terjed ($U_0 I_0$) (5.4a ábra). A reflexiómentességet biztosító lezárást illesztésnek nevezzük. Illesztett lezárás esetén az "adó"-oldali generátor minden időpillanatban (tehát nem csak a $0 < t < 2\tau$ időintervallumban!) R_0 értékű ellenállást érzékel, azt mondjuk, hogy a kábel bemenő ellenállása R_0 (5.4b ábra). Mivel a visszaverődések a jelátvitel szempontjából zavaró hatásúak, az illesztésnek nagy a gyakorlati jelentősége. Ha a lezáró ellenállás nem egyenlő a hullámellenállással, akkor a reflexió mértékére az ún. reflexiós tényező a jellemző, amely a visszavert hullám amplitudójának és a beérkező hullám amplitudójának a hányadosa (jele feszültség hullámra ρ_u , áramhullámra ρ_i).



$u(t) = U_0 1(t)$, $J_0(x=0) = J_0(x=l)$
 ha $t > \tau$ és $R = R_0$

a.

b.

5.4. ábra.

Igazolható, hogy veszteségmentes kábel esetén:

$$\rho_u = \frac{R - R_0}{R + R_0},$$

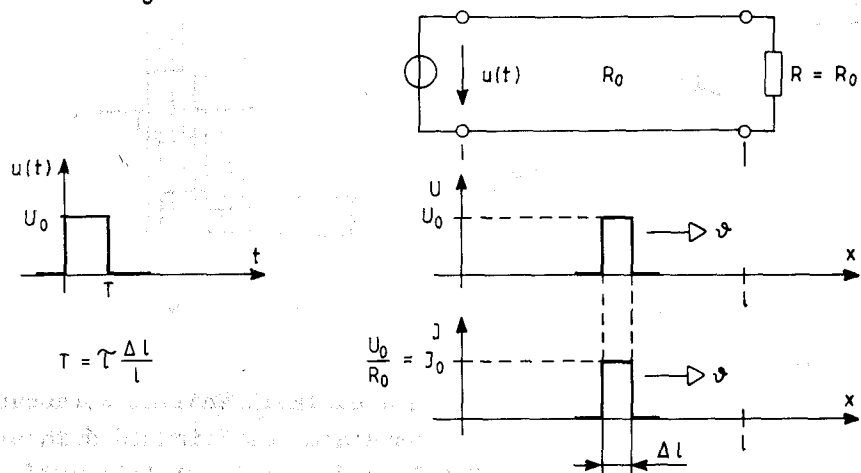
ahol R_0 a hullámellenállás,
 R pedig a lezáró ellenállás
 továbbá $\rho_u = -\rho_i$.

Szakadás esetén $\rho_u = 1$; $\rho_i = -1$, rövidzár esetén $\rho_u = -1$
 és $\rho_i = 1$. Ezeket az eredményeket ellenőrizhetjük az 5.3. ábrán látható reflexiókra (a generátor reflexió szempontjából rövidzárnak számít). Felhívjuk a figyelmet, hogy vigyázzunk arra, ne tévesszük össze a visszavert hullámot a visszaverődés utáni állapotot jellemző szuperponált (eredő) hullámmal! A reflexiós tényező kifejezéséből látható, hogy illesztéskor

$$\rho_i = \rho_u = 0.$$

Az 5.5. ábra veszteségmentes, illesztett kábelben impulzus alakú jel terjedését szemlélteti $t < \tau$ időtartományban és $T < \tau$ esetben, ahol T az impulzus szélessége. A generátor $0 < t < T$ időintervallumban $U_0 I_0 T$ energiát táplál az átviteli szakaszba. A v sebességgel haladó impulzus energiája a $\tau < t < \tau + T$ időszakban az R_0 ellenálláson, az illesztés

miatt teljes egészében hővé alakul. Ha $R \neq R_0$, reflexió lép fel mivel $x=l$ helyen τ időpillanattól megszűnik az energia terjedés folytonossága. Vizsgáljuk a feszültség visszaverődés folyamatát, ha a lezárás szakadás ($R = \infty$)! Az impulzus alakú hullámot előállíthatjuk a nulla időpillanatban induló $+U_0$ értékű feszültség-hullám és e hullámhoz képest T idővel később induló $-U_0$ amplitudójú feszültségugrás szuperpozíciójaként. Ezt szemlélteti az 5.6a ábra a reflexió kezdetének időpillanatában. Ettől a pillanattól ábrázolja az $x=l$ hely környezetében a szuperpozíció eredményét (figyelembe véve a reflexiót is!) hat "ütemben" az 5.6b ábra. E reflexiós folyamat érdekessége, hogy az $x=l$ helyen egy $2U_0$ amplitudójú T szélességű impulzus keletkezik a $t = \tau$ időpillanattól, de $T + \tau$ idő után az eredeti (U_0 értékű) hullám halad az $x=0$ hely felé.

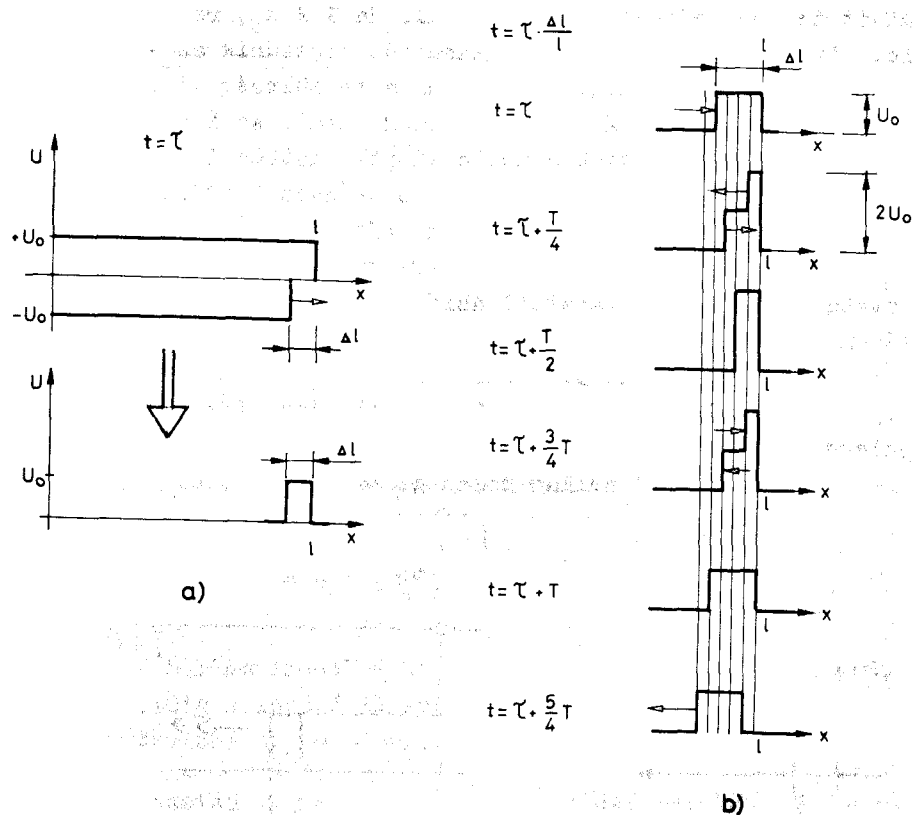


5.5. ábra.

Az eddigi vizsgálataink során hallgatólag feltételeztük, hogy az átviteli szakasz a $t = 0$ időpillanat előtt energiamentes (a vezeték teljes hosszában $I=0$; $U=0$ áll fenn). Az átviteli vezeték tetszős szerinti kiinduló állapota esetén érvényes, hogy a hullámellenállás az $x=0$ helyen és a $t=0$ időpillanattól a generátor hatására létrejövő feszültségváltozás (ΔU) és áramváltozás (ΔI) között teremt kapcsolatot

$$\Delta I = \frac{\Delta U}{R_0} \text{ szerint, a } 0 \leq t < 2\tau$$

időtartományban.

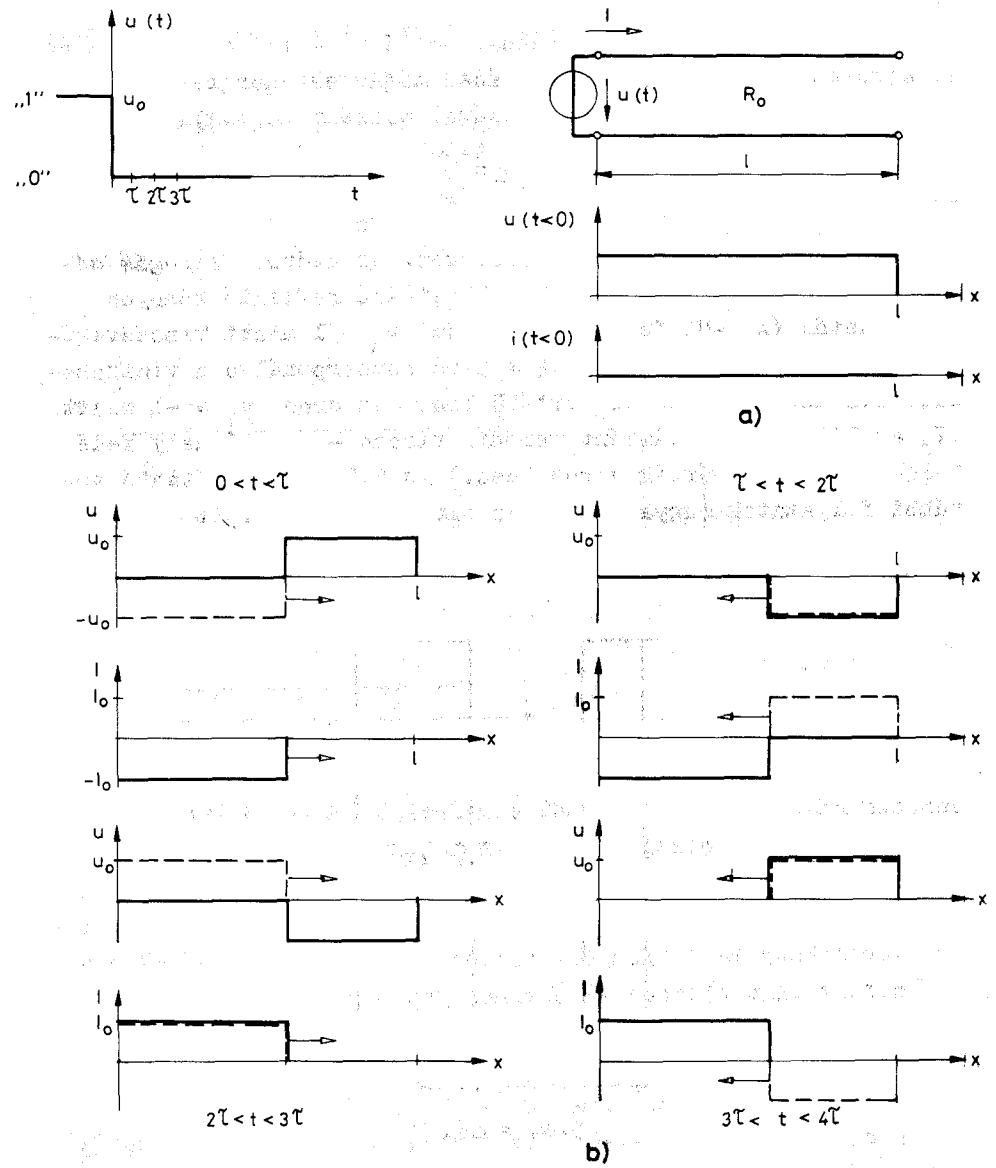


5.6. ábra.

Ez a megállapítás összhangban van a hullámenellenállás korábban ismertetett fogalmával, hiszen energiamentes kiinduló állapotra $\Delta U = U$ és $\Delta I = I$. Az $x=0$ helyen és a $t=0$ időpillanattól létrejövő feszültségváltozás és áramváltozás v sebességgel terjed a kábel mentén. A $t \geq 0$ tartományban (tehát már $t=0$ időpillanatban is) szuperpozícióval kapjuk meg az eredő állapotokat (figyelembe véve a reflexiókat is). (A szuperpozíció törvényét már alkalmaztuk az impulzus alakú jel terjedésének tárgyalásakor.) A $\Delta I = \frac{\Delta U}{R_0}$ összefüggés illesztett kábel esetén

minden $t \geq 0$ -beli időpillanatban fennáll. Nem energiamentes kiinduló állapotra példaként először olyan esetet vizsgálunk, amikor $t < 0$ időtartományban az átviteli szakasz mentén végig

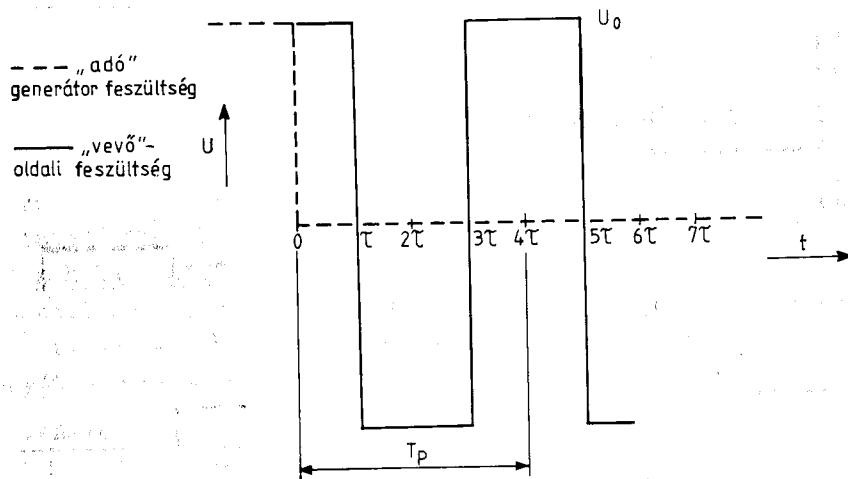
konstans U_0 a feszültség, az áram pedig nulla értékű. (Tehát $t=0$ -nál tiszta elektromos energiával rendelkezik a kábel.) Az "adó" generátor a nulla időpillanatban L szintre vált (0 V-ra) és tartósan ebben az állapotban is marad. A lezárás szakadás ($R = \infty$). Ezt mutatja be az 5.7a ábra.



5.7. ábra.

A $0 < t < \tau$ szakaszban, az U_0 értékű 1-0 él és az $I = -I_0$, ($I_0 = \frac{U_0}{R_0}$) értékű áramugrás v sebességgel halad az $x=l$ hely felé (5.7b ábra). A generátor nem táplál energiát az átviteli szakaszba, hiszen a teljesítménye $u(t)=0$ miatt zérus. (A $-I_0$ értékű áram azonban átfolyik a generátoron.) Egy energia átalakulás halad végig a vezetékpár mentén: τ idő elteltével az elektromos energia teljes mértékben mágneses energiává alakul át. A szuperpozíció felhasználásával másként is magyarázhatjuk a $0 < t < \tau$ időszak folyamatát: $t=0$ -ban egy $\Delta U = -U_0$ értékű feszültség-hullám és egy $\Delta I = \frac{\Delta U}{R_0} = -\frac{U_0}{R_0} = -I_0$ értékű áram-

hullám indul el az átviteli vezetéken. Az utóbbi felfogás segítségével a τ időpillanatban bekövetkező reflexió könnyen megérthető. (A $-U_0$ feszültség-hullám $\rho_u = 1$ miatt visszaverődik és a korábban kialakult $U = 0$ -ra szuperponálva a visszahaladó feszültség ugrás $-U_0$ értékű lesz. Az áram $\rho_i = -1$ miatt $+I_0$ amplitudójú hullámként verődik vissza - az $x=0$ hely felé haladó eredő áramérték zérus lesz.) Az 5.7. ábrán látható további folyamatok magyarázatát az olvasóra bizzuk. Az ábra segítségével megrajzolhatjuk a vevő oldalon a feszültség idődiagramját, melynek periódusideje $T_p = 4\tau$ (5.8. ábra).

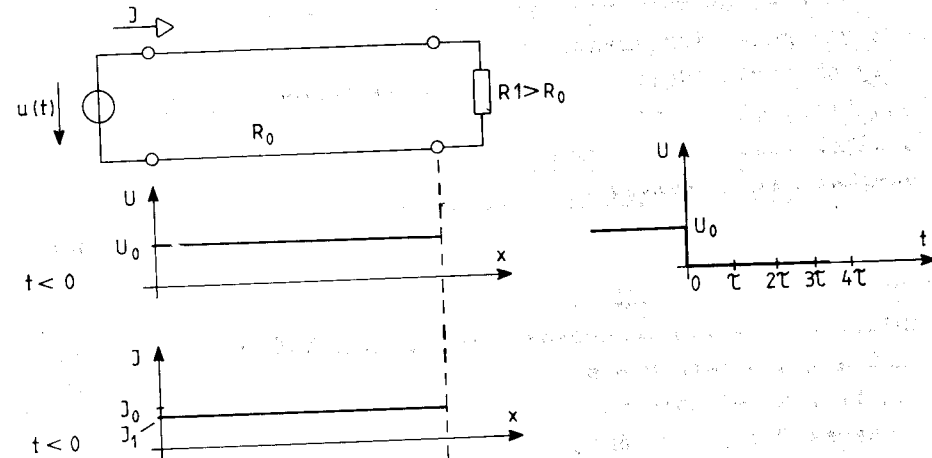


5.8. ábra.

További példaként vizsgáljuk a $t=0$ -beli ideális $U_0 \rightarrow 0$ átmenet hatását az átviteli szakaszra, ha a kiindulási feltételek a következők: $U(t < 0) = U_0$; $I(t < 0) = I_1$ a vezeték teljes hosszára, a lezárás pedig $R_1 = \frac{U_0}{I_1} > R_0$, ($\rho_u > 0$), (5.9. ábra). Mivel $t < 0$ -ban az áram sem zérus értékű, az áramra is alkalmaznunk kell a szuperpozíciót. $\Delta U = -U_0$ feszültségugráshoz $\Delta I = -I_0$ áramugrás tartozik ($I_0 = \frac{U_0}{R_0}$), így a $0 < t < \tau$ időintervallumban az eredő áramérték, mely v sebességgel terjed:

$$I = -\frac{U_0}{R_0} + I_1$$

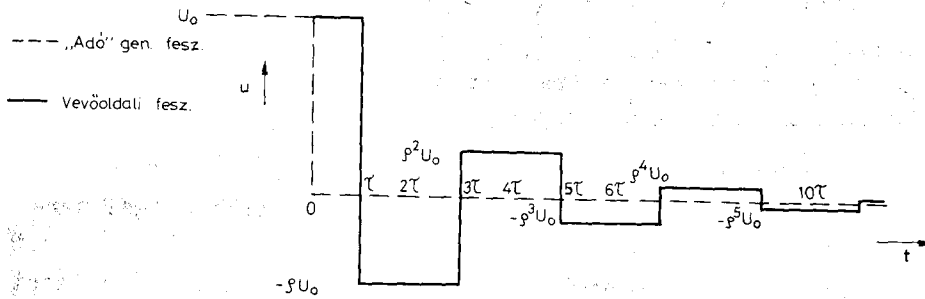
értékű.



5.9. ábra.

Az áram további alakulásával nem foglalkozunk, az alkalmazások szempontjából elsősorban a feszültségreflexiók lényegesek. A feszültségreflexiók előjelei az 5.7. ábrán bemutatott visszaverődések szerint alakulnak, az amplitudó abszolút értékek pedig a kábel végén történő visszaverődéseknél mindannyiszor $0 < \rho_u < 1$ - szeresére csökkennek. (A generátornál történő reflexióknál az amplitudó abszolút értékében nem történik változás.) Ezek alapján az 5.10. ábrán láthatjuk a vevő oldalon a feszültség időfüggvényét. Ez a folyamat már nem periódikus, pl. $\rho_u = 1/2$ -nél 10τ idő elteltével 32 -es részére csökken az U_0 amplitudó. A lezáró ellenállás τ időpillanattól a 2τ szaka-

szonként fokozatosan felemészti az "oda-vissza" verődő hullámok energiáját.



5.10. ábra.

A következőkben röviden megvizsgáljuk, hogy az idáig végzett vizsgálataink eredményei hogyan módosulnak akkor, ha az eddigiek során ideálisnak tekintett értékeket (végtelen gyors 1-0, ill. 0-1 átmenetek, nulla értékű generátor ellenállás és kábel veszteség) a gyakorlatban előforduló jellegzetes értékekkel helyettesítjük.

Végtelen meredekségű fel-, ill. lefutó éleket feltételezve bármilyen rövid illesztetlen kábelnél fellép a reflexió, tehát a szakaszt mindig elosztott paraméterű elemnek kell tekintenünk. A véges meredekségű fel-, ill. lefutó élek esetén - tehát a gyakorlatban - a következő szabály érvényes: ha az 1-0, ill. a 0-1 szintváltások időtartama rövidebb a kábel kétszeres futási idejénél, úgy $R \neq R_0$ esetben reflexió keletkezik. (R a lezáró ellenállás, R_0 a hullámellenállás.) Pl. 2 ns-os 0-1 szintváltási időt, és 5 ns/m kábelfutási időt feltételezve reflexiómentes átvitelhez már 20 cm-nél hosszabb kábelenél gondoskodni kell az R_0 értékű lezárásról!

Illesztett kábel esetén az "adó" generátor $R_b > 0$ értékű belső ellenállásának - elhanyagolva a "vevő" kapu bemeneti ellenállását - az a következménye, hogy a kábel mentén (így a vevő oldalon is) az "1" szint $\frac{R_0}{R_0 + R_b}$ arányban csökken, az üresjárású értékhez képest. Pl. 75Ω -os belső ellenállást (TTL érték) és 75Ω -os kábel hullámellenállást feltételezve az "1" szint a terheletlen állapotbeli értékhez képest a felére

csökken, ami hibás működést okoz. A hibás működés elkerüléséhez kis kimenő ellenállású ún. vonalmeghajtó áramkörü egységek alkalmazása szükséges. (Ilyen áramkörökkel, valamint a kábelek illesztésével, általában a jelátvitel gyakorlati megoldásaival a fejezet későbbi pontjaiban foglalkozunk.)

A mindig fenálló kábel veszteségek a terjedő hullámok amplitudójának csökkenését (csillapodását) okozzák. A kábelek csillapítását jellemzi a vevő oldali és az adó oldali feszültség amplitudó dB-ben kifejezett viszonya. Ezt a viszonyt szinuszos alaku feszültségnél stacionárius állapotban (a reflexiók lecsengése után) általában 100 m hosszra és 10 MHz frekvencián adják meg. (Jellegzetes értéke: -1...-5 dB). Mivel a kábelben keletkező disszipáció elsősorban az alkalmazott dielektrikum hiszterézis veszteségéből származik, ezért a csillapítás mértéke frekvenciafüggő (növekvő frekvenciával nő a csillapítás - a korábban 10 MHz-re megadott jellegzetes értékek 100 MHz-nél -10 dB nagyságrendűek). A digitális jelátvitel szempontjából a kábel veszteségek - eltekintve a nagyfrekvenciás (20 MHz feletti), és nagytávolságú (néhány 100 m-es) jelátviteltől - a legtöbb esetben elhanyagolhatók. A veszteségekkel kapcsolatban említjük meg, hogy a hullámellenállásnál általánosabb kábeljellemző az ún. hullámimpedancia (Z_0), amely komplex mennyiség:

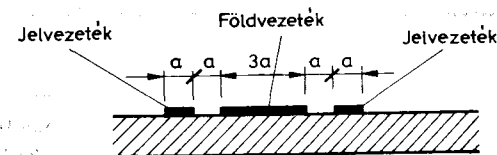
$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega L' + R'}{j\omega C' + G'}}$$

(A kifejezésben ω a körfrekvencia, az L' , R' , C' , G' jelölések értelmezését az 5.1. ábrával kapcsolatban már korábban megadtuk.) Igazolható, hogy Z_0 impedanciájú lezárás esetén, az "adó" oldali szinuszos generátor Z_0 impedanciát érzékel. (A hullámimpedancia fogalmának analóg jelek átvitelénél van nagy jelentősége.) Látható, hogy ha $R' = 0$ és $G' = 0$ úgy $Z_0 = R_0$. Annak ellenére, hogy digitális jelátvitelnél a továbbiakban mind az adó generátor feszültség- és áramviszonyainál, mind pedig a reflexióknál a kábel tulajdonságait hullámellenállással vesszük figyelembe, gyakran használjuk a hullámimpedancia elnevezést is.

5.2.2. Az áthallás jelensége, készüléken belüli jelvezetés szempontjai

Az átviteli vezetékek áramai és feszültségei elvileg mindig befolyást gyakorolnak a közeli vezetékre. E jelenség az áthallás fogalomkörébe tartozik. A jelek spektrumában jelenlevő intenzív nagyfrekvenciás komponensek következtében már kis (szórt) kapacitív csatolások is a többi áramköri impedanciával összemérhető impedanciát valósítanak meg.

Az átviteli vezetékek (amelyeknek hossza néhány cm-től néhány 100 m-ig terjedhet) lehetnek koaxiális kábelek, sodrott vezetékpárok (twisted pair), egyszerű egyhuzalos vezetékek és nyomtatott áramkörön létesített vezetópályák. Jó árnyékolásuk és kis hullámimpedanciájuk folytán a koaxiális kábelekben rendkívül kis mértékű az áthallás, úgyhogy a TTL, ECL, CMOS rendszerekben ilyen kábelek alkalmazásával megszüntethetők az áthallási nehézségek. A sodrott vezetékpár szintén kis hullámimpedanciájú (100-200 Ω), ez mind a külső zavarok szempontjából, mind pedig az áthallás csökkentése szempontjából kedvező. Az egyszerű huzal a zavarok elfojtása szempontjából a legrosszabb megoldás. Az áthallás a vezetékek közötti csatolási impedancia és a vezeték impedancia arányától függ. Igazolható, hogy a legkedvezőtlenebb helyzet akkor áll elő, amikor a zavaró és zavart vezeték egymás közelében van, de a földvezeték től nagy távolságban halad. Ekkor a vezetékek hullámimpedanciája nagy, a csatolási impedancia viszont kicsi. (Az egyszerű vezeték hullámimpedanciáján a vezeték és a föld alkotta "átviteli szakasz" hullámimpedanciáját értjük.) Az áthallást és a külső zavarok hatását is figyelembe véve azt mondhatjuk, hogy TTL áramköröknél az egyszerű huzal 25...30 cm hosszúig alkalmazható. Ha a rendszer földelésének közelében vezethető, és nincs közel más vezetékhez, akkor méteres távolságok is áthidalhatók vele. Nyomtatott áramköri lapon hosszabb összeköttetésnél az áthallás csökkentésére célszerű a két vezetópálya közé földvezeték beiktatása, melynek kb. háromszor kell szélesebbnek lennie a jelvezetékeknél (5.11. ábra).



5.11. ábra.

A készüléken belüli (készülék maximális méretén 300-400 mm-t értünk) "huzalozással" (jelvezetéssel) kapcsolatban a következőket jegyezzük meg:

- törekedni kell a minél rövidebb összeköttetések kialakítására;
- az egyszerű huzalból 0,5 mm-nél kisebb átmérőjűt ne alkalmazzunk, mivel a vékonyabb huzalnak nagyobb az induktivitása, mint a vastagabbnak (TTL tipikus értékeket feltételezve: 10 ns idő alatt 30 mA áramváltozás hatására 100 nH induktivitáson - kb. 15 cm hosszú, 0,3 mm átmérőjű vezetéken -

$$U_i = L \frac{\Delta I}{\Delta t} = 100 \text{ nH} \frac{30 \text{ mA}}{10 \text{ ns}} =$$

= 300 mV-os "feszültségtüske" keletkezik, ami csak 100 mV-tal kisebb, mint a zavarérzékenység),

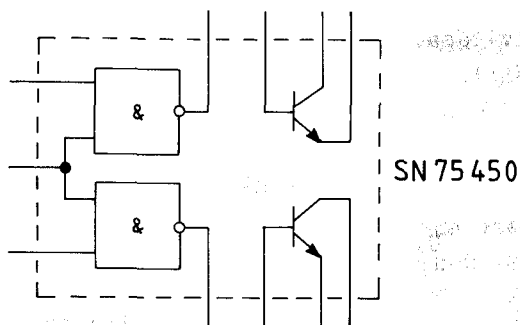
- a vezetékek induktitásának csökkentése miatt kerülni kell a huzalon az "éles" törések alkalmazását,
- ECL, Schottky TTL áramköröknél a nyomtatott áramköri lapokat rendkívüli gondossággal kell megtervezni (ha a maximális gyorsaságot ki akarjuk használni, nagyon fontos, hogy minél rövidebb, és minél kevesebb összeköttetéssel realizáljuk az áramkört).

5.2.3. Vonaladók, vonalvevők

Az illesztett, kis impedanciás kábelek meghajtása nagyobb teljesítményt igényel, mint amire egy normál kapu kimenet képes. (Pl. egy 50 Ω -os kábel meghajtásához TTL 1-0 szintváltás esetén - 10 Ω -os kimenő ellenállást és 3,5 V-os feszültségugrást feltételezve -

$$\frac{3,5 \text{ V}}{50 \Omega + 10 \Omega} = 58 \text{ mA áram szükséges.}$$

Minden áramkör család választékában találunk vonal meghajtó (vonaladó) és vonalvevő áramköröket. A vonaladókkal szemben követelmény, hogy az áramkör családra jellemző működési sebesség mellett nagy kimeneti terhelhetőségük legyenek. (Természetesen ezt csak nagyobb disszipáció árán lehet megvalósítani.) A jó vonalvevők nagy érzékenységek, nagy különbségű - esetleg állítható - trigger feszültségekkel rendelkeznek (mialta nő a zavarvédetség). Texas Instruments ECL "adó-vevő" típusok: ECL 2531 (vonal meghajtó); ECL 2530 (vonalvevő). TTL típus pl. a 75450-es vonaladó (5.12. ábra).



5.12. ábra.

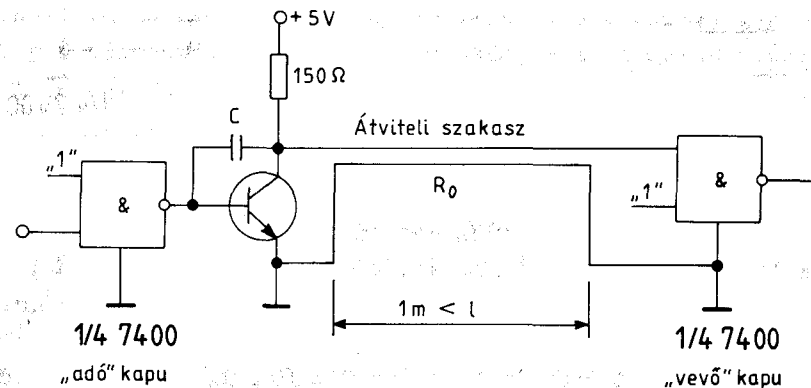
Ez az áramköri egység (amelyet eredetileg periféria meghajtónak fejlesztettek ki - l. a 2.1. fejezetet!) két NAND kaput és két független tranzisztort tartalmaz. A tranzisztorok maximális árama 300 mA, a megengedett kollektor-emitter feszültség 30 V. Sokoldaluan felhasználható áramkör, alkalmazási példákat a későbbi pontokban láthatunk. Hasonló típusok még: 75451 (a tranzisztorok bázisait összekötötték a kapu kimenetekkel, és a tranzisztorok emitterei is összekötöttek), 75452 (egyezik a 451-gyel, de NAND kapuk helyett AND kapuk szerepelnek), 75453 (NOR kapus), 75454 (OR kapus).

Vonaladóként használható a 74H00, 74H40, vonalvevőként a 7400, hasonlóképpen a 7407-es típusu buffer alkalmazható adóként és vevőként is. Megemlítjük az EARS-232 C interface rendszerhez kifejlesztett 75150 típusu vonaladót. TTL rendszerben vonalvevőként jól használhatók a 7413-as, ill. a 74132-es Schmitt

trigger áramkörök, amelyek hiszterézissel rendelkeznek, így a legkedvezőtlenebb viszonyok között is a zavarvédetség háromszor jobb lesz, mint a standard TTL kapuknál. Az RS-232 C interface rendszerben kifejlesztett vonalvevő a 75154-es áramkör, melynek hiszterézise külső ellenállással szabályozható. Szimmetrikus vonaladókról és vonalvevőkről a következő pontban lesz szó.

5.2.4. Gyakorlatban alkalmazott átviteli elrendezések

Elsőként olyan elrendezést tárgyalunk, ahol az adó oldalon a szintváltások közötti legrövidebb idő is többszöröse az átviteli szakasz kétszeres futási idejének. (Gondoljunk egy olyan végállás érzékelőre, ami pl. másodpercenként ad egy-egy szintváltást, és ezt mint információt néhányszor 10 m-es kábelben akarjuk továbbítani.) Ilyenkor, - mivel nem használjuk ki az áramkör gyors működését - célszerű az élmerekedtséget a nagyfrekvenciás komponensek kiszűrésével annyira lecsökkenteni, hogy reflexió illetetetlen kábel esetén se keletkezzen (5.13. ábra). A C Miller kondenzátort olyan értékűre kell megválasztani, hogy a tranzisztor kollektorán a felfutás és lefutás időtartama hosszabb legyen a kábel kétszeres futási idejénél. Az átviteli szakasz hullámellenállásának a H szint megfelelő értékének biztosításához 200Ω -nál nagyobbak kell lennie.



5.13. ábra.

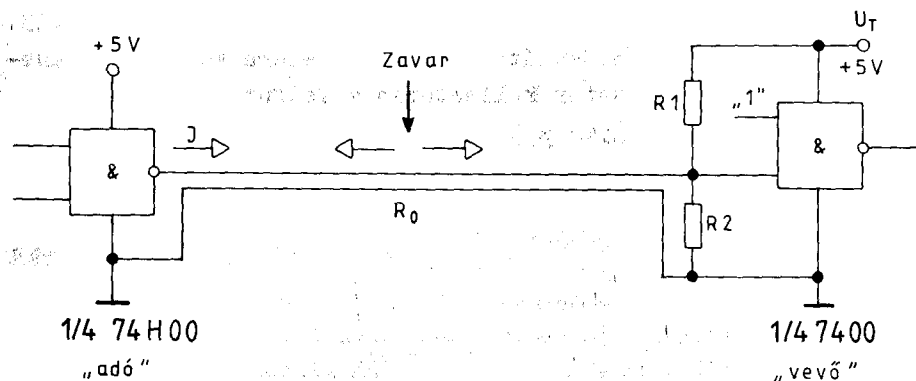
Gyakran alkalmazott átviteli elrendezést láthatunk az 5.14. ábrán. A vevő oldalon a lezáró ellenállás értékét $R_1 \times R_2$ adja, mivel a reflexiók szempontjából a tápfeszültség rövidzárnak számít. Illesztéshez tehát biztosítani kell, hogy $R_1 \times R_2 = R_0$ fennálljon. Amennyiben az is teljesül, hogy

$$U_T \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_H$$

(U_H az "1" szint tipikus értéke), és a vevő kapu bemeneti áramát elhanyagolhatjuk, úgy olyan illesztett lezárást valósítunk meg, melynél 1 szint esetén nem folyik az átviteli szakasz mentén áram. (0 szint esetén

$$\frac{U_H}{R_0} = -\frac{U_T}{R_1}$$

értékű áram folyik a bejelölt mérőirány mellett.) A lezárás ilyen megvalósítása azért előnyös, mert a kapuk kimenő ellenállása "1" szinten nagyobb mint 0 szinten.



5.14. ábra.

A 74H00 "adó" kapu 75Ω -os kábel esetén is biztosítani tudja log0-nál az $I \cong -U_T/R_1$ értékű áramot. ($R_1 \cong 120 \Omega$, $R_2 \cong 180 \Omega$). Ha adó kapunak 7400-as áramkörti egységet használunk, úgy a hullámellenállás 200Ω -nál nem lehet kisebb értékű, ($R_0 = 200 \Omega$ -nál pedig R_1 -re 330Ω , R_2 -re 470Ω adódik.) Az elrendezéssel 15 MHz-es jel még átvihető. Az "adó" kaput kizárólag a kábel meghajtására szabad használni.

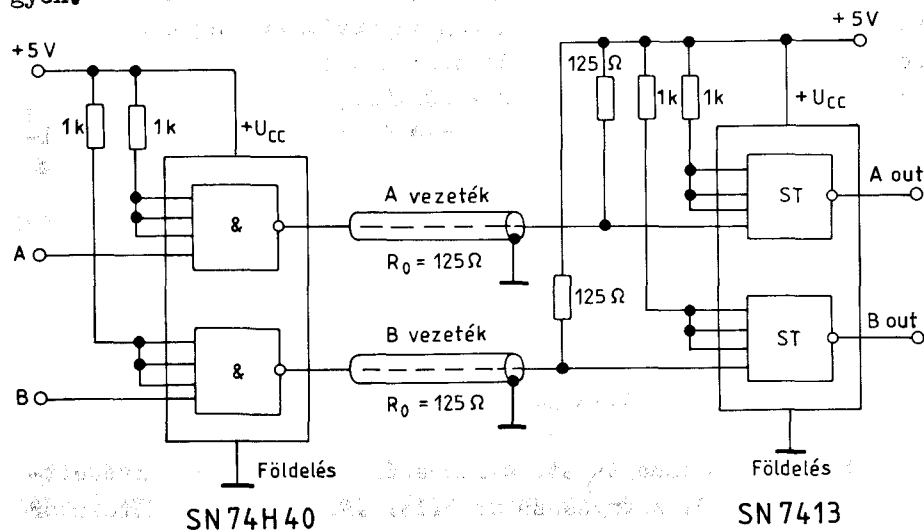
Ha valamilyen zavarfeszültség keletkezik az átviteli szakasz meghatározott helyén, akkor ettől a ponttól mindkét irányban, tehát a vevő és az adó felé egyaránt terjedni kezd a zavarhullám. Amíg log 1 feszültség van az átviteli szakaszon a kábel adó oldali végét nagyjából helyesen zárja le az áramkörti egység kimenő ellenállása ($70 - 100 \Omega$), úgyhogy elenyészik a zavarhullám energiája. Amikor log 0 feszültség kerül az átviteli szakaszra kedvezőtlen lesz az adó oldali lezárás ($R_{OUT} \cong 10 \Omega$ - telítésben van a lehúzó tranzisztor), úgyhogy a zavarhullám majdnem a teljes amplitudójával visszaverődik. Ez az oka annak, hogy 0 szintű vezetéken általában nagyobb zavarfeszültség keletkezik, mint azon, amely 1-es állapotban van. Ezért a TTL áramkörök bemenetén határoló dióda van, amely a negatív feszültségcsucsokat levágja, csökkentve ezzel a visszaverődéseket.

A legutóbb ismertetett elrendezéshez képest zavarvédetség szempontjából előnyösebb az 5.15. ábrán látható kétosatorlás kapcsolás. A lezáró ellenállások a tápfeszültségre csatlakoznak, ezáltal az "adó" generátor számára a 0 V-ra történő lezáráshoz képest kedvezőbb terhelési viszonyokat biztosítunk. A 74H40-es áramkörti egység elegendő áramot szolgáltat a vonal meghajtására. (Az illesztett 125Ω -os kábelhez 40 mA áramra van szükség 1 szinten.) A vevőként alkalmazott 7413-as Schmitt-trigger gyors átbillenésű, hiszterézise növeli a zajtartalmat (5.16. ábra). Az 5.16. ábrán bejelölt meghajtó érték 1 szinten (a lezáróellenállások +5 V-ra kötése miatt) gyakorlatilag a tápfeszültség, 0 szinten pedig - a 40 mA-es húzóáram miatt - kb. 0,4 V.

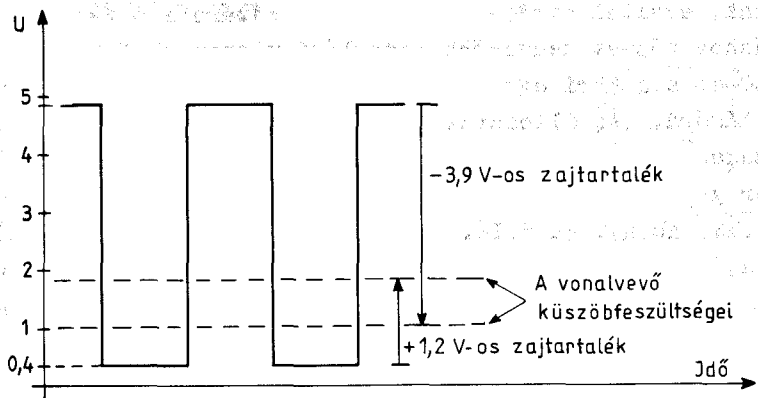
Jelátvitel magasabb adási szinttel

A zajvédetség növelésének egyik módja az 1 és a 0 szint közötti feszültségkülönbség (un. jel-löklet) megnövelése. Ehhez pl. a 74450-es szintátalakító használható. Az 5.17. ábrán látható kapcsolásban a kábel meghajtó egység ellenütemű (totem pole kimenetű). Az illesztéshez biztosítani kell, hogy teljesüljön az $R_0 = R_1 + R_2$ egyenlőség. Az R_1 és R_2 ellenállások (az illesztésen kívül) a vevő oldalon logikai szintek visszaállítását is szolgálják, ezért szükséges, hogy a

gyen. $12 \text{ V} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ feszültség U_H értékű (kb. 4,5V) le-



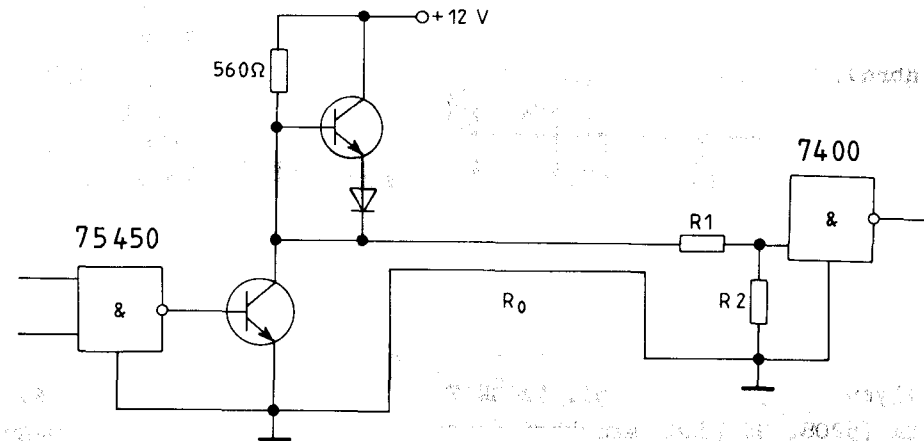
5.15. ábra.



5.16. ábra.

A 74150 típusú vonal meghajtó egység $\pm 12 \text{ V}$ -os tápfeszültséggel való üzemeltetése esetén, $\pm 8 \text{ V}$ -os meghajtó kimeneti feszültséget szolgáltat. 75154-es vonalvevőt alkalmazva $\pm 10 \text{ V}$ -os zajtartalék érhető el!

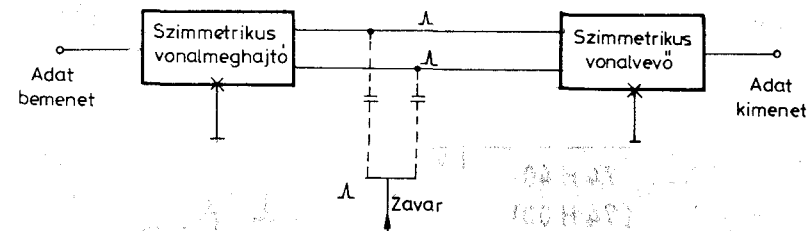
A magasabb adási szinttel történő jelátvitel kevésbé gyors (maximális frekvencia MHz nagyságrendű), cél elsősorban a különlegesen nagy zavarvédelem biztosítása.



5.17. ábra.

Adatátvitel szimmetrikus vezetéken

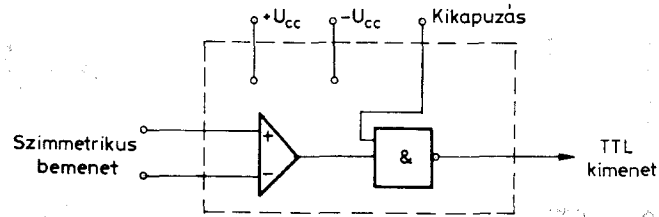
Különbözeti jelekkel megvalósított adatátvitel esetén egy vonalhoz két "meleg" vezetékot használunk (5.18. ábra).



5.18. ábra.

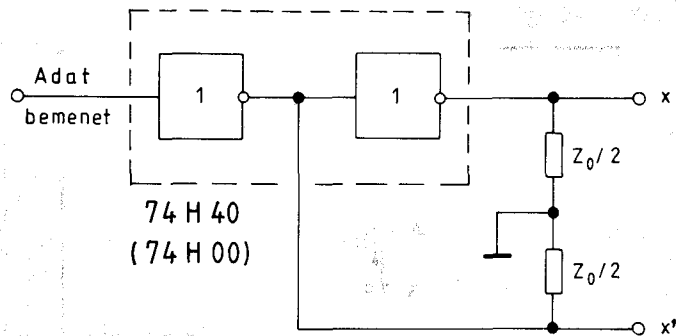
A vonalat megvalósíthatjuk két vezetőres koaxiális kábellel (kis impedanciások, jó nagyfrekvenciás átvitel valósítható meg ilyen vonallal), vagy összesodort vezeték párral. A géppel sodort vezeték pár kis kapacitása, impedancia jellemzői pontosak, és olcsók. A szimmetrikus vonalvevőknek szimmetrikus bemenetük van, így a közös módusú jeleket nem erősítik fel, ezáltal a zajfeszültségek elnyomódnak, hiszen a zajokat, a nem kívánt jeleket, a két vezeték egyformán veszi fel. Vannak olyan vonalvevők, melyeket egyetlen tápfeszültségre fejlesztettek ki. Az ilyen működtetés vagy a közös módusú vezérlés megengedett tartománya, vagy az érzékenység rováására történhet. A két tápfeszültséggel működő vonalvevő lényegében nagy

bemeneti ellenállású szimmetrikus erősítő, amit egy tiltást lehetővé tevő, standard TTL kimenetű kapufokozat követ (5.19. ábra).



5.19. ábra.

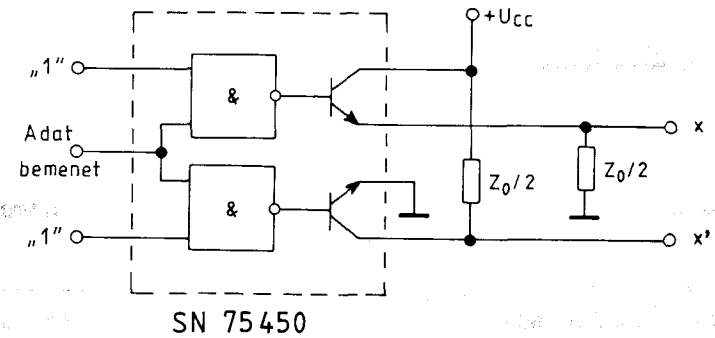
Ilyen tulajdonságuk pl. az SN 75107 A, SN 75207, SN 75108 A, SN 75208, SN 75182 áramköri egységek. A szimmetrikus vonalmeghajtók lehetnek feszültségmeghajtók és árammeghajtók. Feszültségmeghajtóként jól alkalmazhatók a nagy kimenőáramú kapuk (pl. 74H40). Ilyen kapukkal megvalósított szimmetrikus meghajtó alapkapcsolás az 5.20. ábrán látható.



5.20. ábra.

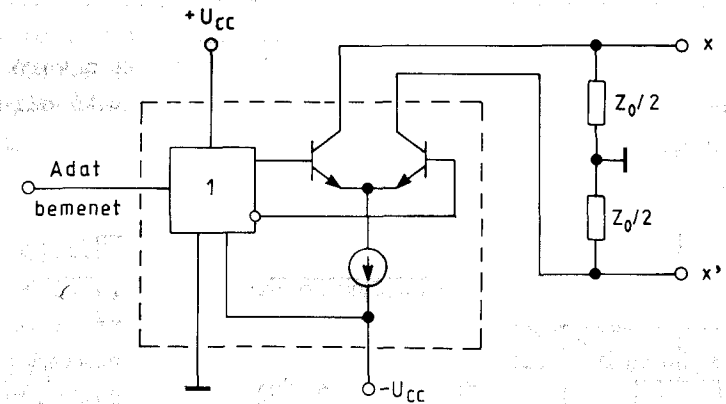
Szimmetrikus feszültségmeghajtóként alkalmazható az SN 74450-es áramköri egység (5.21. ábra).

Az állandó kimenőáramú meghajtók (árammeghajtók) főleg kis ellenállású szimmetrikus vonalak meghajtására alkalmasak. Az 5.22. ábrán szereplő kapcsolás alapján látható, hogy az ilyen típusú meghajtó áramkörök alapvető feladata szimmetrikus kimeneti áramkör vezérlése, amelyet áramgenerátor táplál. A vezeték lezáró ellenállása a földre is köthető, de ugyanakkor a +U_{CC}-ra, sőt ha arra szükség van, akkor közbenső pontra is. Ilyen típusú áramköri egység pl. a 75110-es áramkör.



SN 75450

5.21. ábra.



5.22. ábra.

5.3. KÜLSŐ ZAVAROK HATÁSÁNAK CSÖKKENTÉSE

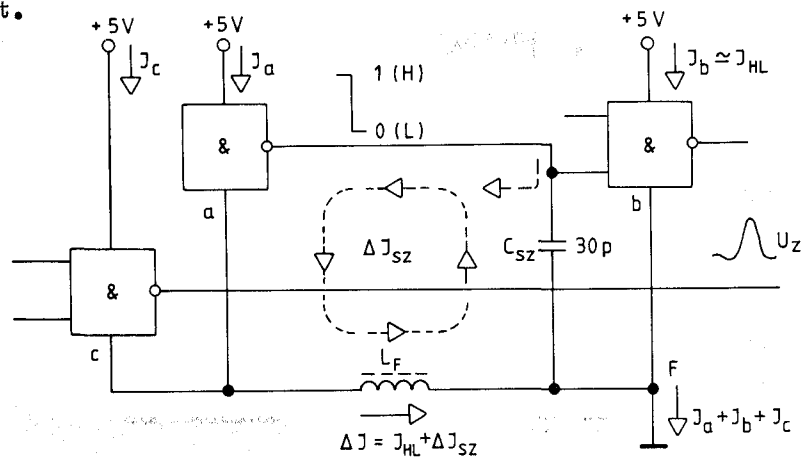
Külső zavarokkal kapcsolatban csak ajánlásokat lehet adni, a gyakorlatban esetenként kell megvizsgálni, milyen mértékben alkalmazhatók ezek az ajánlások.

A kapacitív behatással viszonylag egyszerű a helyzet. Az ilyen esetekben részről vagy alumíniumból készített jó árnyékolás használandó. Az árnyékolást össze kell kötni a rendszer földjével kis ellenállású és kis induktivitású vezetékkel. A rendszeren kívüli forrásból származó zavarok (motoroktól, transzformátoroktól) induktív becsatolása sokkal nehezebben akadályozható meg. Elképzelhetők nagy relatív permeabilitású anyag-

ből készített árnyékolások, melyek az ilyen zavarokat is el-
fojthatnák, csak hogy ehhez több milliméternyire kellene venni
a bura falvastagságát, ami a gyakorlatban súly és ár problé-
mák miatt ritkán valósítható meg. Többnyire azt a megoldást
választjuk, hogy a lehető legtávolabb helyezzük el a berende-
zést és az átviteli vezetékét a zavarforrástól. Sok esetben
pedig a zavarforrás intenzitásának csökkentésére is van lehe-
tőség.

5.4. FÖLDELÉSI PROBLÉMÁKBÓL SZÁRMAZÓ ZAVAROK HATÁSÁNAK CSÖKKENTÉSE

A földelő vezetékben kialakuló áramcsucok zavaró hatá-
sának vizsgálatához tekintsük az 5.23. ábrán látható elrende-
zést.

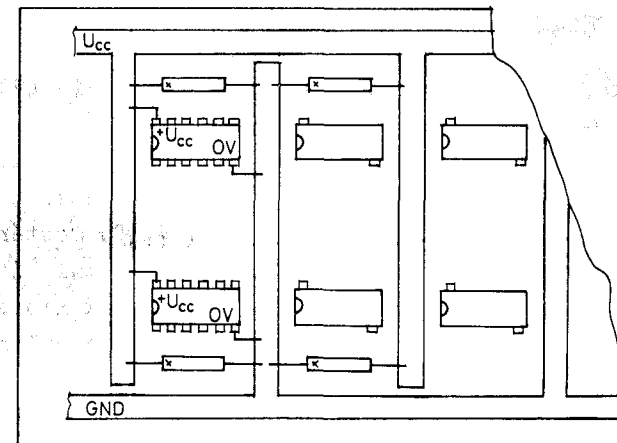


5.23. ábra.

Amikor az "a" jelű kapu kimenete átvált log 0 szintre, a kapu
kimeneti tranzisztorán $\Delta I = I_{HL} + \Delta I_{SZ}$ nagyságu áram folyik
keresztül. Ez az áram - mint összetevő - az L_F induktivitásu
földvezetékben is átfolyik az ábrán bejelölt irányban. (Az 'F'
pont a tápegység földjének csatlakozási pontja.) A C_{SZ} kapa-
citás (az áramköri szórt kapacitásból és a bemeneti kapacitás-
ból kiadódó eredő kapacitás) kisülése kb. 10...15 ns időtarta-
mon keresztül $\Delta I_{SZ}(t)$ értékü növekedést idéz elő a kapcsolási
áramban. A $\Delta I_{SZ}(t)$ maximális értékét a lefutó él legnagyobb

meredeksége szabja meg, mivel $\Delta I_{SZ}(t) = C_{SZ} \cdot \frac{dU}{dt}$. (Ha $C_{SZ} \cong$
30 pF, $\left| \frac{dU}{dt} \right|_{\max} = 0,5 \text{ V/ns}$, úgy $|\Delta I_{SZ}|_{\max} = 15 \text{ mA}$.) Az "a"
és a "c" kapu földvezetéke egy szakaszon közös. Ezért a "c"
kapu kimenetén az F ponthoz képest zavarfeszültség jelenik meg,
amelynek nagysága a közös földvezeték induktivitásától (L_F) és
az előbbieken vizsgált $\Delta I(t)$ áramtranziens lefolyásától függ.
Az áramtranziens különösen akkor nagy, ha egyszerre több kapu
vált szintet. (Jellegetes példa erre, amikor egy szinkron
számlánc valamennyi eleme 1 állapotból 0-ba billen a ciklus
elején.) Az iménti egyszerű vizsgálat is igazolja a különálló
földvisszavezetékek szükségességét. A földelővezetést hálósze-
rűen kell kiképezni, hogy minél több különálló pályán folyhas-
son vissza az áram a tápegységbe. (Természetesen lehetségesek
olyan szakaszok, melyek több áramköri egység közös földelőve-
zetékét alkotják, ilyenkor azonban ügyelnünk kell arra, hogy a
vezetőpályák, ill. vezeték a lehető legkisebb induktivitásuak
legyenek.)

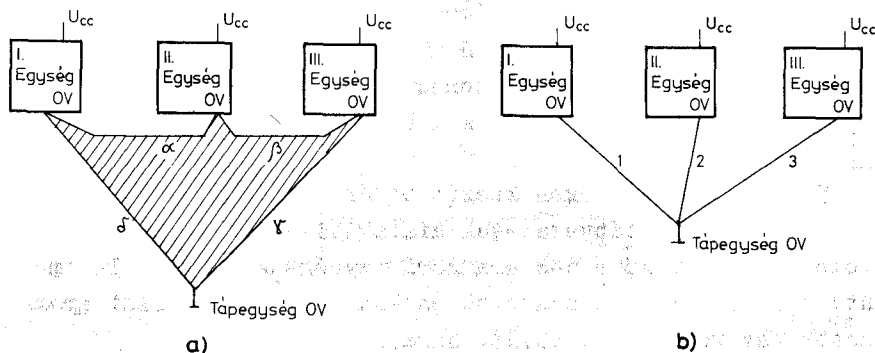
Kétoldalas NYÁK-okon készített áramköröknél az egyik ol-
dalt a föld, ill. tápvezetések kialakítására kell használni.
A föld és az U_{CC} közé 5-6 áramköri egységenként (5...10 cm-en-
ként) beiktatott kondenzátorok csökkentik a kapcsolási áram-
csucok zavaró hatását (5.24. ábra).



5.24. ábra.

NYÁK-okon földelés szempontjából a legkedvezőbb egyetlen földelőlemez ("ground-plane") használata. A többréteges lemezekben egy-egy réteget kell fenntartani földelés és az U_{CC} potenciál részére. Ebben az esetben feleslegessé válnak az áramcsúcsok csökkentése érdekében beiktatott kondenzátorok.

A készülékek, ill. a készüléken belüli részek egységei földelővezetőinek összekötésénél (a közös földelés kialakításakor) vigyáznunk kell arra, hogy nagy felületű földhurkok ne keletkezzenek. (A földhurok kis ellenállású földelő vezetők-ből kialakított zárt hurok.) Az 5.25a ábra készüléken belüli három részegység, valamint a tápegység közös földjének helytelen kialakítását szemlélteti.

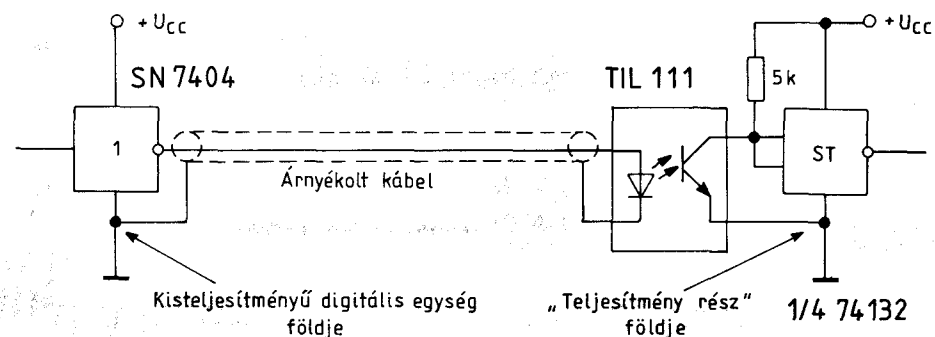


5.25. ábra.

Az α , β , γ , δ vezetők-ből álló nagy felületű és kis ellenállású hurokban a külső zavaró nagyfrekvenciás terek, valamint a földvezetőkben folyó nagy áramimpulzusok hatására elektromágneses hullámter alakul ki. A létrejött elektromágneses hullámter következtében az egyes szakaszok (α , β , γ , δ) mentén zavarfeszültség keletkezik. A közös föld megfelelő kialakítása az 5.25b ábrán látható, ahol az 1, 2, 3 jelű vezetékek kis ellenállásúak és kis induktívásúak. Műszerekhez való csatlakozásnál ügyeljünk arra, hogy ha több koaxiális kábel szükséges az összeköttetések megvalósításához, akkor is egyetlen árnyékolást használjunk a műszer és a vizsgált egység közös földjének kialakítására. (A többi árnyékolást vagy a műszernél vagy a vizsgált egységnél kell a közös földhöz csatlakoztatni, ellenkező

esetben az árnyékolásokból mint földvezetők-ből képződik földhurok.)

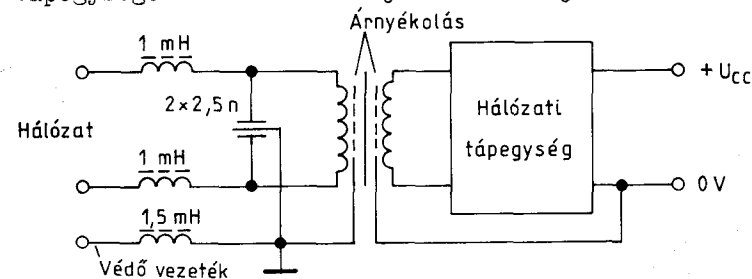
Az olyan rendszerekben, amelyek elektromágneses alkatrészeket is tartalmaznak (reléket, motorvédő kapcsolókat, motorokat) a földelővezetőkben igen nagy áramok is kialakulhatnak. Ilyenkor legcélszerűbb a kis teljesítményű egység és a teljesítmény rész közötti minden galvanikus kapcsolat megszüntetése. Erre lehetőség van optoelektronikai csatolók felhasználásával. Áramköri vonatkozásban nem okoz nehézséget a csatoló alkalmazása, mert bemeneti és kimeneti jellemzői közvetlenül összekapcsolhatóvá teszik TTL egységekkel (5.26. ábra).



5.26. ábra.

5.5. HÁLÓZATI ZAVAROK HATÁSÁNAK CSÖKKENTÉSE

Az ipari üzemekben a hálózati feszültség jelentős mértékben tartalmaz zavaró feszültségeket (zavaró impulzusokat). Ilyenkor a digitális egységekhez konstruált tápegységeknél nagy gondot kell fordítani a hálózati rész szűrő hatására (5.27. ábra). Arra is gondot kell fordítani, hogy a készülékből a tápegységen keresztül ne jusson zavarjel a hálózatba.



5.27. ábra.

1. TEXAS: TTL receptek. Budapest, Műszaki Könyvkiadó 1978.
2. TEXAS: Designing with TTL Integrated Circuits. McGraw-Hill.
3. TEXAS: Analóg és illesztő áramkörök. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1979.
4. Smith, P., Zorkoczy P.I.: Data recording on audio cassette. Wireless World. 1982. febr. p. 50.
5. HP JOURNAL, 1981. jan, 1974 maj, 1976 november.
6. Elektronics, 1978. aug. 31. p. 109., 1981 febr. 10. p. 118.
7. Schmid, Hermann: Electronic Analog/Digital Conversions. Van Nostrand Reinhold Company, 1970.
8. Katalógusok: pl.: Analog Devices: Data-Acquisition Databook 1982. Burr-Brown: 1979 General Catalog, National Semiconductor: Data Acquisition Handbook, 1977. Intersil: Data Acquisition Handbook.

1. SORRENDI HÁLÓZATOK	3
1.1. SZÁMLÁLÓK, FREKVENCIAOSZTÓK	3
1.1.1. Funkció, a működés alapelve	3
1.1.2. Aszinkron számlálók, frekvenciaosztók ..	5
1.1.3. Szinkron számlálók, frekvenciaosztók ...	23
1.1.4. A számlálók alkalmazásának néhány tipikus példája	51
1.2. FÉLVEZETŐS REGISZTEREK	64
1.2.1. Tároló regiszterek	66
1.2.2. Félvezetős tároló regiszterek felépítése	73
1.3. LÉPTETŐREGISZTEREK	76
1.3.1. A léptetőregiszterek működési alapelve .	76
1.3.2. A léptetőregiszterek felépítése, feladatai, integrált típusok	77
1.3.3. Léptetőregiszterek felhasználási területei, alkalmazási példák	84
1.4. A MÁGNESES DIGITÁLIS JELTÁROLÁS ALAPJAI	89
1.4.1. Jeltárolás nem mozgó mágneses eszközökkel	89
1.4.2. Jeltárolás mozgó mágneses eszközökkel ..	99
1.5. NÉHÁNY PÉLDA ÁRAMKÖR	112
1.5.1. Párhuzamos-soros kódátalakító shift regiszterrel	112
1.5.2. NRZI jel előállítás NRZ-ből	114
1.5.3. PE (Phase Encoded = fázis kódolt) jel előállítás NRZ-ből	115

1.5.4. Bi-φ jel előállítás	117
1.5.5. Bi-φ jel "visszaállítás" NRZ-re	118
2. DIGITÁLIS RENDSZEREK ÉS KÜLSŐ ELEMELK ILLESZTÉSE	121
2.1. NAGYÁRAMU, NAGYFESZÜLTSGÜ ELEMELK MEGHAJTÁSA DIGITÁLIS JELEKKEL	121
2.1.1. Jelzőizzó, LED, jelfogó meghajtása és eszközei	123
2.1.2. Teljesítmény-beavatkozó tranzisztor és tirisztor meghajtása	132
2.1.3. Ferrit tárolók meghajtó és olvasó áram- körei	133
2.1.4. Illesztés analóg jelkapcsolókhoz	139
2.2. OPTO ELEMELK	143
2.2.1. Optoelektronikai kijelzők (LED-ek)	143
2.2.2. Optocsatolók és illesztésük	144
2.2.3. Fényérzékelő kapcsolások	149
2.2.4. Optoelektronikus érzékelők	153
2.3. MEGJELENITŐ ESZKÖZÖK	154
2.3.1. Szám kijelzők	155
2.3.2. Hexadecimális kijelzők	166
2.3.3. A kijelző elemek multiplex működtetése.	168
2.3.4. Alfa numerikus kijelzés	171
2.4. ADAT BE/KIVITELI ESZKÖZÖK	178
2.4.1. Kapcsolók, számkapcsolók	179
2.4.2. Billentyűzet (tasztatura, klaviatura)	182
2.4.3. Adatbevitel optoelektronikus uton	186
2.4.4. Mágneses adathordozók jelének fogadása.	189
2.4.5. Nyomtatók	190
2.4.6. Adatkivitel szintetizált emberi beszéd- del	195
3. KAPCSOLAT AZ ANALÓG RENDSZEREKKEL	199
3.1.A DIGITÁL-ANALÓG ÁTALAKITÓ (DAC)	199
3.1.1. A digitál-analóg átalakító feladata, jellemzői	199
3.1.2. Átalakítási elvek és az áramköri meg- valósítás elvei	205
3.1.3. A típusválasztékra jellemző példák	215

3.2. AZ ANALÓG-DIGITÁL ÁTALAKITÓ (ADC)	226
3.2.1. Az elektronikus analóg-digitál átala- kító feladata, jellemzői	226
3.2.2. A legfontosabb átalakítási elvek és áramköri megvalósításuk alapelvei	230
3.2.3. Analóg-digitál átalakító áramkörök	241
3.2.4. Analóg-digitál és digitál-analóg át- alakítók kiegészítő eszközei	250
4. NAGY INTEGRÁLTSGU ESZKÖZÖK (LSI)	251
4.1. PROGRAMOZHATÓ LOGIKAI ÁRAMKÖRÖK (PLA)	252
4.2. MEMÓRIÁK	266
4.2.1. Fix táruk (ROM-ok)	269
4.2.2. Irható/olvasható memóriák (RAM)	291
4.3. A MIKROPROCESSZOR ÉS KÖRNYEZETE	311
4.4. KIEGÉSZITŐ ELEMELK	317
5. DIGITÁLIS ESZKÖZÖKET TARTALMAZÓ BERENDEZÉSEK LÉTE- SITÉSE, ÜZEMELTETÉSE	323
5.1. BEVEZETÉS	323
5.2. A JELVEZETÉS	324
5.2.1. A jelterjedés fizikai folyamata, a ref- lexió jelensége	324
5.2.2. Az áthallás jelensége, készüléken be- lül i jelvezetés szempontjai	338
5.2.3. Vonalakók, vonalvevők	339
5.2.4. Gyakorlatban alkalmazott átviteli el- rendezések	341
5.3. KÜLSŐ ZAVAROK HATÁSÁNAK CSÖKKENTÉSE	347
5.4. FÖLDELÉSI PROBLÉMÁKBÓL SZÁRMAZÓ ZAVAROK HATÁ- SÁNAK CSÖKKENTÉSE	348
5.5. HÁLÓZATI ZAVAROK HATÁSÁNAK CSÖKKENTÉSE	351
IRODALOMJEGYZÉK	353

JEGYZET

Faint, illegible text, likely bleed-through from the reverse side of the page.

JEGYZET

Faint, illegible text, likely bleed-through from the reverse side of the page.

JEGYZET