

RÓZSA SÁNDOR

digitális frekvenciamérők építése



10667



Elektronika

Előszó 7

1. A digitális frekvenciamérők rendszere és funkcionális egységei 9

- 1.1. Bevezető 9
- 1.2. Számlálóáramkörök 12
- 1.3. Az időalap és a kvarcoszcillátorok 20
- 1.4. A logikai vezérlő 26
- 1.5 Bementi fokozatok 29
- 1.6 Univerzális számláló és üzemmódjai 31
- 1.7 Mérési hibák 34

2 A digitális frekvenciamérők integrált áramkörei 35

- 2.1. Alapáramkörök és bővített változataik 35
- 2.2. Integrált számlálódekádok áramkörei 40
- 2.3. A Ferranti négydekádos számlálóáramköre 42
- 2.4. A MOSTEK négydekádos számlálóáramkörei 43
- 2.5. A MOSTEK hatdekádos számlálóáramkörei 47
- 2.6. Az Intersil hétdekádos számlálóáramköre 50
- 2.7. Az Intersil nyolcdekádos univerzális számlálóáramkörei 55
- 2.8. A négydekádos Intersil számlálóáramkörök 59

3. A mérési eredmény számjegyes megjelenítése 65

- 3.1. Gáztöltésű számkijelző csövek 66
- 3.2. Hétszegmenses LED számkijelzők 70
- 3.3. Fluoreszcens számkijelző csövek 77
- 3.4. Folyadékkristályos számkijelzők 82
- 3.5. Intelligens számkijelzők 85

4. Digitális frekvenciamérők TTL integrált áramkörökkel 87

- 4.1. 15/150 MHz-es digitális frekvencia-és időmérő 87
- 4.2. 50 MHz-es digitális frekvenciamérő és etalonfrekvencia-generátor 103
- 4.3. 50 MHz-es digitális frekvenciamérő időmultiplex számkijelzéssel 116

4.4. Szám kijelzés-változatok az MX—50 típusú frekvenciamérőhöz 136

4.5. Digitális frekvenciamérők egyesített TTL áramkörökkel 143

5. CMOS—LSI áramkörös digitális frekvenciamérők 163

5.1. MOSTEK áramkörös frekvenciamérők 164

5.2. Hétdekádós frekvenciamérő Intersil áramkörrel 168

5.3. Nyolcdekádós frekvenciamérők Intersil áramkörökkel 170

5.4. LCD ki jelzős nyolcdekádós frekvenciamérő 173

Függelék. A Gamma Művek rezgőkvarcainak ismertetése 177

A Rádiótechnika folyóirat 1980. és 1981. évi évkönyveiben egy-egy nagyobb terjedelmű közleményben, valamint a Műszaki Könyvkiadónál az Elektronika sorozatban 1982-ben megjelent, az elektronikus mérőkészülékek építésével foglalkozó legutóbbi munkám 7. fejezetében röviden összefoglaltam a digitális frekvenciamérők működési alapelveit és számos komplett készüléket ismerttettem. A téma iránt mutakozó szélesebb körű érdeklődés arra késztetett, hogy a digitális frekvenciamérők egészére és egységeire vonatkozó ismereteket, a rendelkezésre álló műszaki anyagokat egységes szerkezetben foglaljam össze. Jelen munka a digitális frekvenciamérők működése és készítése témakörben az első nagyobb terjedelmű — de még mindig nem teljes magyar nyelvű összefoglalás. Az anyag összeállításánál a készülékek mérési rendszerének tárgyalása mellett törekedtem a funkcionális egységek működésének részletes, különálló bemutatására és a fontosabb alkotórészek, speciális integrált áramkörök, számkijelzők sokszor katalógus mélységű ismertetésére is. Az anyagnak természetesen most is legfontosabb részét a komplett készülékek nagyon részletes leírása képezi. Míg a hi-

vatkozott három nagyobb, előzetesen megjelentetett anyagban összesen 12...15 frekvenciamérő került bemutatásra, addig ebben az új összefoglalásban a konkrétan megadott variációkat is figyelembe véve közel 20 frekvenciamérőt ismertetek. Az önmagában is sokatmondó készülékszám annál is jelentősebb, mert a most bemutatásra kerülő készülékek és készülékvariációk nagyobb hányada még nem szerepelt a megnevezett korábbi publikációkban.

A könyv gondos tanulmányozása, a digitális frekvenciamérő és részegységei működésének pontos megértése lehetővé kell hogy tegye a bemutatottakéhoz hasonló, az azoktól eltérő, esetenként még jobb műszaki paraméterekkel rendelkező készülékek megtervezését is. Ha a gondosan összeválogatott készülékek ismertetése, a konstruktív jellegű, magasabb színvonalú készüléképítésre ösztönző megjegyzéseim, gondolataim amatőr barátaink munkájában valóra válnak, nem dolgoztam hiába. Az eredményes munkához sok sikert kívánok a rádióelektronika minden barátjának.

A szerző

A digitális frekvenciamérők rendszere és funkcionális egységei

Az elektronika minden ágában, így az elektronikus mérés technikában is, a használatos készülékek, berendezések jelkezelési rendszereket tekintve analóg vagy digitális működésűek lehetnek. Az analóg elvű berendezéseket az jellemzi, hogy a mérendő, vizsgálandó, továbbításra vagy feldolgozásra kerülő elektromos jelek időfüggő értékeit és változásait az elektronikus egység folyamatosan értékeli, és műszeres kijelzésnél a mér értéket a mutató kitérése is folyamatosan követi. Ezzel szemben a digitális rendszerekben az elektromos jellemzők értékei megfelelő konverzió után diszkrét értékek formájában értékelhetők, feldolgozhatók. A digitális készülékekben az információhordozó egyedi jeleknek két állapota van, amelyeket logikailag 0-nak és 1-nek értelmezünk. Ezeknek az állapotoknak az elektromos megfelelői az L (Low: alacsony) és H (High: magas) szintű elektromos jelek, amelyek abszolút értékét az adott digitális rendszerben alkalmazott erősítőelemek elektromos jellemzői határozzák meg, ill. ennek megfelelően rögzíthetők.

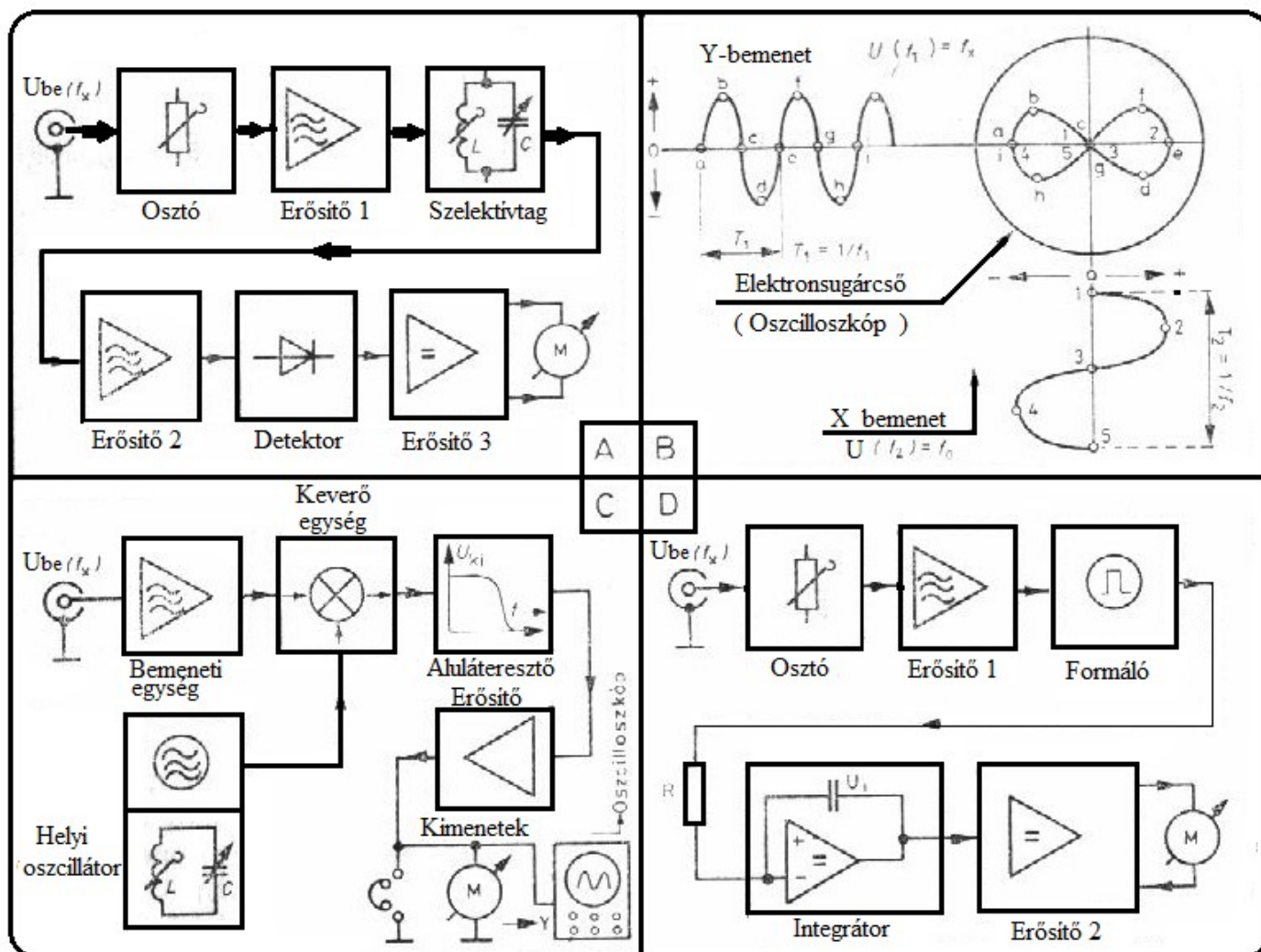
A digitális mérésnek és jelfeldolgozásnak az a legnagyobb előnye, hogy a mérési pontosság tetszés szerint fokozható és a mért érték az adott mértékegységre vonatkoztatott számértékben nyerhető, amelynek leolvasása mentes a megfigyelő szubjektivitásától. A félvezetők térnyerése, a digitális integrált áramkörök széles körű bevezetése is nagyban elősegítette a digitális mérés technika elterjedését. A „mikroelektronika” elnevezésű gyűjtőfogalomba tartozó, félvezető bázisú integrált áramkörök legnagyobb alkalmazási területüket a digitális rendszerű mérő- és jelfeldolgozó készülékekben találták meg. Könyvünk tárgykörébe tartozó korszerű frekvenciamérők jelfeldolgozási rendszere alapvetően digitális, annak ellenére, hogy illesztési funkciót ellátó egységeikben analóg áramkörök is működnek. A könyv anyagának tárgyalása feltételezi a digitális impulzustechnika alapelveinek és a fontosabb alapáramkörök működésének ismeretét.

1.1

Bevezető

Az elektronika közel évszázados fejlődéstörténetében végig központi mérés technikai probléma a frekvencia mérése, ami a kezdetekben hullámhosszmérésként vagy röviden hullám-

mérésként jelentkezett. A probléma azonoságát szinusz alakú jeleknél a hullámhossz és a frekvencia közötti közvetlen összefüggés bizonyítja.



1.1. ábra

Hagyományos rendszerű, nem digitális frekvenciamérők fontosabb változatai

A szelektív; B Lissajous-ábrás; C heterodín; D analóg integrátoros mérési elvű

$$\lambda f = c,$$

ahol c a fénysebesség, amelynek kerekített értéke $3 \cdot 10^8$ m/s. Az összefüggésből látható, hogy az egyik tényező ismeretében a másik tényező kiszámítható.

A hagyományos, nem digitális mérési elvű frekvenciamérők fontosabb változatait az 1.1. ábrán együttesen mutatjuk be. Az A ábrán a mérendő jelet erősítőn keresztül vagy közvetlenül egy rezgőkör gerjesztésére használják fel. A mérendő jel frekvenciájának és az LC-rezgőkör önfrekvenciájának egyezésekor rezonancia alakul ki. A rezonanciafeszültséget detektálás alkalmazásával egyenáramú mérőműszer mutatja. Ha az LC rezgőkör állítószerveit ismert frekvenciájú jelek mérésével előzetesen hitelesítik, akkor erről a skáláról a mért jel ismeretlen frekvenciája a rezonancia pontos indikálásánál leolvasható. A mérés pontossága az LC elemek jóságától

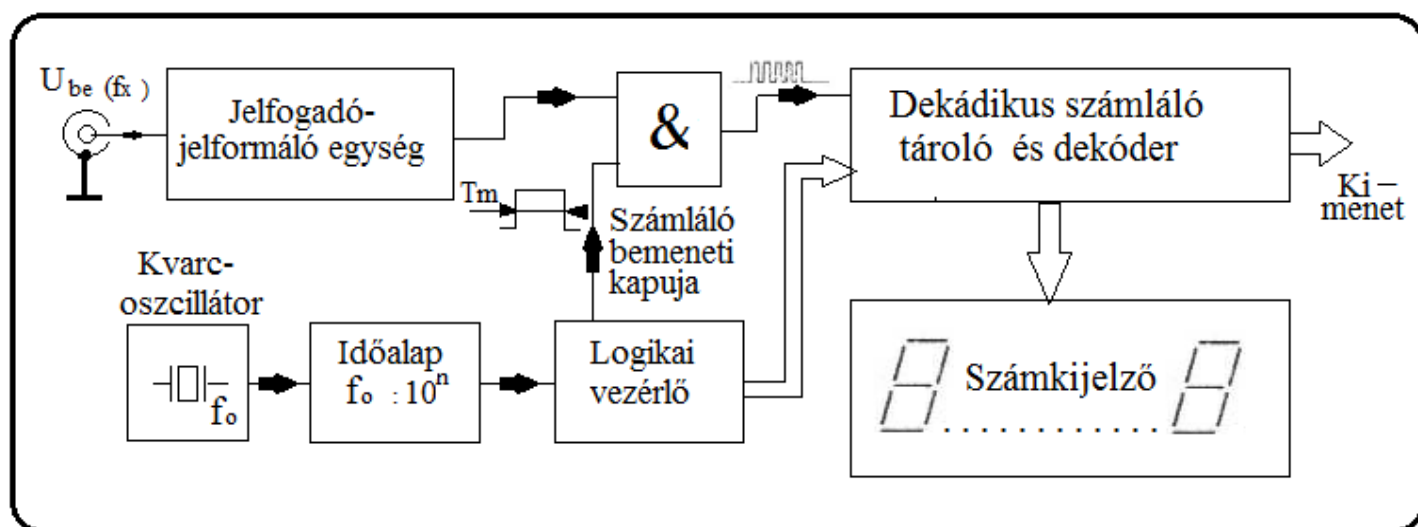
és az alkalmazott illesztésektől függően 1%...0,01% nagyságrendbe esik.

Független X és Y erősítővel vagy bemenettel rendelkező oszcilloszkópot is fel lehet használni frekvenciamérésre a beépített erősítők működési frekvencia-tartományában (B ábra). Az oszcilloszkóp X bemenetéhez ismert, de változtatható f_0 frekvenciájú generátor jeleit vezetjük, az Y bemenetre pedig az ismeretlen f_x frekvenciájú jelet adjuk. A kezelőszervekkel a kapott képet úgy állítjuk be, hogy az X és az Y irányú kitérés kb. azonos legyen. Ha a mérőgenerátor hangolásánál találunk egy olyan állapotot, hogy az oszcilloszkóp ernyőjén kör vagy ellipszis jelenjen meg, akkor a jelek frekvenciái azonosak, $f_x = f_0$. Ha a képernyőn fekvő 8-as (1. az 1.1. ábrát) jelenik meg, akkor $f_x = 2f_0$, ha álló 8-as, akkor $f_x = f_0/2$. Az elmondottakból következik, hogy ha az f_x és az f_0 azonos vagy egymásnak egész számú több-

szöröse, akkor az oszcilloszkóp ernyőjén álló vagy nagyon lassan vándorló, egy vagy több hurokból álló ábra jelenik meg. Ezeket az ábrákat felfedezőjükről Lissajous-féle ábráknak nevezik.

A Lissajous-ábrás frekvenciamérés elvileg nagyon pontos, ha az f_0 értéke is pontos, de a végrehajtása a frekvencia növekedésénél egyre nehezebb, mert a frekvenciák instabilitása és a mérőgenerátor beállításának nem elegendő finomsága miatt nehéz értékelhető ábrát a képernyőn megállítani. Ezt a problémakört kerüli meg a C ábrán az ún. heterodin elvű frekvenciameghatározó módszer. Ebben az összeállításban az ismeretlen frekvenciájú jelet és a helyi oszcillátorban esetleg kvarcpontossággal előállított vagy kvarcból leszármaztatott összehasonlító jelet egy keverőfokozatba vezetjük. A keverőfokozat kimenetéhez aluláteresztő szűrő csatlakozik, ami biztosítja az összegfrekvenciájú jelek elnyomását és a különbségi frekvenciájú jelek indikációra való különválasztását. Az erősítőn keresztül illesztett akusztikus indikátor vagy oszcilloszkópos megfigyelés lehetővé teszi a 0-ütés, a frekvenciaegyezés megfigyelését. Elegendően nagy frekvenciák mérésénél pár Hz eltérés nem számottevő, ami itt jól indikálható, de már képernyőn Lissajous-ábrával nem értékelhető. E módszernek finomabb változatai is ismertek, amelyeknél az összehasonlítás kvarcoszcillátorok nagy pontosságú, diszkrét frekvenciájú jeleivel történik meg. Mivel itt nem kapunk mindig 0-ütést, a különbségi jel frekvenciáját mérük

meg, a mért értéket szükség szerint hozzáadják vagy levonják a kvarc frekvenciájából. Az impulzustechnika áramköreinek felhasználásával működik a D változatú frekvenciamérés (l. az 1.1. ábrát). Az ismeretlen frekvenciájú mérendő jelből erősítés vagy leosztás után azonos frekvenciájú négyszög-feszültséget formálunk. Ha a triggerüzemű formáló kimenetén az impulzusok amplitúdója és szélessége bármely mérendő frekvenciánál azonos, akkor a lineáris integrátor kimenetén megjelenő feszültség a frekvenciával egyenesen arányos, s ennek értéke az M műszerről hitelesítés alapján közvetlenül leolvasható. A mérés megkönnyítése az integrátor kedvező működése érdekében a formált jelek szélessége méréstartományonként változik az amplitúdó állandósága mellett. Az ilyen mérési elvű készülékeket RC frekvenciamérőknek is nevezik. Alkalmazásuk felső határa néhány MHz, a mérési pontosság 1%, amit műkapcsolásokkal (kompenzálás, skálanyújtás) 1%-ig lehet fokozni. Az ismertett alapelvektől eltérően működnek a digitális frekvenciamérők, amelyek egyszerűsített tömbvázlata az 1.2. ábrán látható. A digitális frekvenciamérők mérési elvként a nagyon pontos időtartamban végzett impulzusszámlálást hasznosítják. E műszerek központi egysége a dekádikus számlálólánc, amihez eredménytároló és a decimális számkijelzőket működtető dekóderáramkörök csatlakoznak. A számláló bemenetén található kétbemenetű kapuáramkör kettős vezérléssel működik. Egyrészt a logikai vezérlő azt



1.2. ábra
Digitális frekvenciamérők egyszerűsített tömbvázlata

az előre meghatározott a T_m mérési időnek megfelelő impulzust adja ciklikusan a kapu egyik bementére, amelynek időtartamában a számlálás történik, másrészt pedig a mérendő jel f_x frekvenciájával azonos frekvenciájú impulzusok — négyszögjelek — jutnak a kapu másik bemenetére. Ez utóbbi jeleket az ún. jelfogadó—jelelőkészítő egység formálja a bemeneti jelből.

A központi számlálóegység a logikai vezérlőtől kapja a funkcionális működést vezérlő impulzusokat is. Ezek a jelek biztosítják a mérés megkezdése előtt a számlálólánc törlését, a mérés után az eredmény tárolóba való átvitelét. Végeredményben a logikai vezérlőegység biztosítja a frekvenciamérés lefutásának helyes időbeli sorrendjét. (törlés—mérés—eredménytárolás) és a mérések ciklikus ismételtetését.

A logikai vezérlőhöz csatlakozik a kvarcoszcillátorból és sokfokozatú frekvenciaosztóból álló időalapegység. A nagystabilitású, esetlegesen hőmérséklet-kompenzált vagy termosztált kvarcoszcillátor fő frekvenciájú jeleit

az impulzusosztó oly mértékben csökkenti, hogy az átadott jel szélessége vagy periódusideje alapján a logikai vezérlő a T_m mérési időt reprezentáló kapuvezérlő impulzust pontosan időegységnyi szélességgel tudja előállítani. A T_m mérési idő természetesen az időegység decimálisan tört része vagy többszöröse is lehet méréshatárok állítása céljából. A tömbvázlat (l. az 1.2. ábrát) alapján ismertetett digitális frekvenciamérő végeredményben úgy működik, hogy az impulzus-számláló összegezi a mérendő jel időegységre eső periódusait, mert helyes beállítás esetén minden periódusból csak egy impulzus keletkezik. Mivel valamely jelsorozat frekvenciája az időegységre eső teljes periódusainak számával, ill. a periódusidő reciprokával egyenlő ($f = 1/T$), a digitális frekvenciamérő szám kijelzőjén megjelenő számkép pontosan a frekvencia számértékének felel meg, ha a T_m mérési idő is pontosan 1 s. 1 s-tól eltérő mérési idők esetében a mutatott érték a választott időegységre vonatkozik.

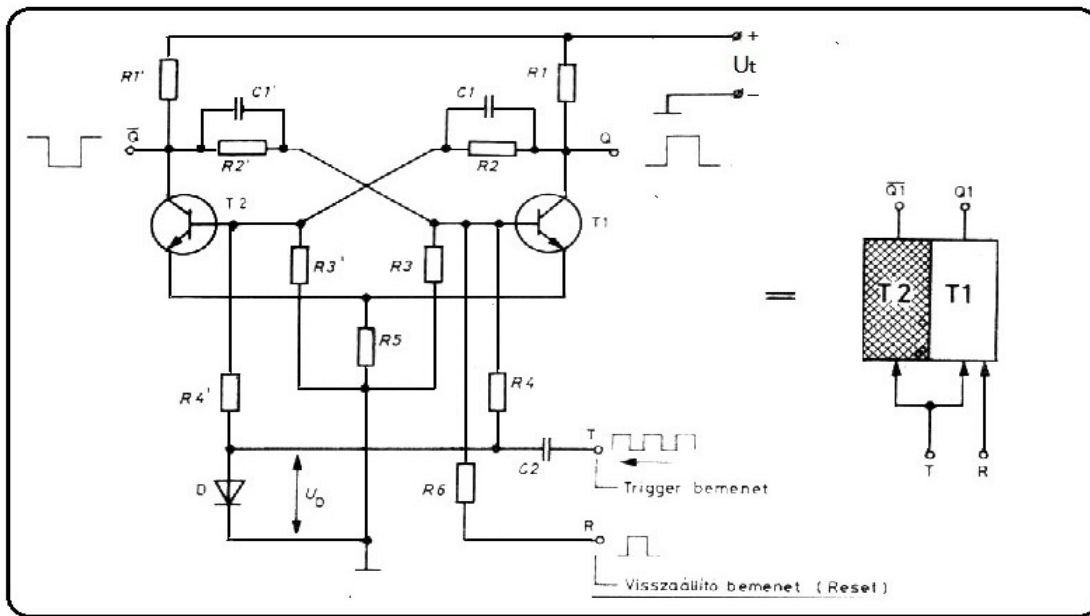
1.2

Számlálóáramkörök

A digitális frekvenciamérők ma már szinte kizárólagosan integrált áramkör formájában alkalmazott alapáramkörre a bistabil multivibrátor, amit flip-flop-nak is neveznek. Az 1.3. ábrán kapcsolási vázlatával és rajzszimbólumával bemutatott bistabil multivibrátor alapváltozatban két darab földelt emitteres kapcsolású, RC elemekkel kiegészített tranzistorból áll. A bistabil elnevezés arra utal, hogy a nagyon erős pozitív visszacsatolást tartalmazó áramkörnek két stabil állapota van a tranzistorok áramvezetése tekintetében. Ennek megfelelően vagy a T1 tranzisztor vezet áramot és a T2 egyidejűleg automatikusan árammentes (le van zárva), vagy a T2 az áramvezető és a T1 a zárt állapotú. Az áramkör egyik állapotból a másikba való átbillentése statikusan is, dinamikusan is történhet. Statikus billentés az áramkör valamely kiválasztott pontjára adott, az ott uralkodó feszültség szintet ideiglenesen megváltoztató egyenfeszültséggel történik. Dinamikus billentést az áramkör valamely „meglepő pontjára” adott megfelelő polaritású feszült-

ségimpulzussal, feszültséglökéssel lehet előidézni.

A működés pontosabb megértése érdekében figyeljük meg, hogy mindkét tranzisztor bázisa egyenáramú átvitelt biztosító, gyorsító-kondenzátorral ellátott feszültségosztóval csatlakozik a másik tranzisztor kollektorához. Tételizzük fel, hogy valamilyen ok miatt a T2 tranzisztor az áramvezető. Ebben az állapotban a T2 kollektor feszültsége kicsi és az emittere akkora pozitív feszültségen áll, amit az R5 ellenálláson átfolyó vezetési árama hoz létre. Ezt az állapotot az tartja fenn, hogy az áramot nem vezető T1 tranzisztor kollektorfeszültsége nagy, ezért az ahhoz feszültségosztó lánc (R2—R3') a T2 tranzisztornak elegendő nyitóáramot szolgáltat. A T1 tranzisztor lezárását két feltétel is biztosítja, egyrészt a munkapont-beállító ellenállás hálózata (R2'—R3) nyitófeszültség helyett a T2 kis értékű kollektorfeszültségét kapja, másrészt az emitterén az R5 ellenálláson létrejövő feszültségesezés záróirányban hat. Kapcsoljunk ebben az állapotban a T1 tran-



1.3. ábra
Bistabil multivibrátor (flip-flop) kapcsolási rajza és rajzjele

zisztor bázisára az R6 ellenálláson keresztül pozitív feszültséget az áramkör statikus át-billentése, alaphelyzetbe való állítása érdekében. Alaphelyzetnek önkényesen azt az állapotot tekintjük, amikor a T1 tranzisztor az áramvezető és a Q-val jelölt kimenetén a potenciál kicsi. Ha az R kivezetésre adott feszültség, ami pozitív impulzus is lehet elegendő a T1 tranzisztor áramvezetésének megindításához, akkor az áramkör ugrás-szerűen állapotot vált, azaz beáll a kívánt alaphelyzetbe. A billenés azért jön létre, mert, ha a T1 tranzisztor elkezd áramot vezetni, akkor az R1 kollektor-ellenálláson feszültség-esés keletkezik, ami az R2—R3' ellenálláson keresztül a T2 tranzisztor eddig fennálló áramát csökkenti. Ez a csökkenés a T2 tranzisztor kollektorpotenciáljának növekedését, az R5 ellenálláson eső feszültség csökkenését vonja maga után. Viszont mindkét említett hatás a T1 tranzisztor nyitását erősíti. Ezek a folyamatok úgy erősítik, gyorsítják egymást, hogy az átbillenés rendkívül rövid idő alatt létrejön. Ha az áramkör az alaphelyzetben állt volna, akkor a visszaállítás céljából az R bemenetre adott feszültség áramváltozást nem tud előidézni, legfeljebb megerősíti a fennálló állapotot. Ha viszont egy ugyan-

ilyen kivezetést készítünk a T2 tranzisztor bázisához is, akkor az ahhoz vezetett pozitív feszültséggel az áramkört bármikor olyan ellentétes helyzetbe hozhatjuk, hogy a T2 tranzisztor legyen áramvezető és a T1 tranzisztor a zárt állapotú. Ekkor a T2 tranzisztor Q kimenete lesz alacsony (L) és a Q kimenet magas (H) potenciálú. A Q és a -Q kimenetek potenciálja egymáshoz viszonyítva mindig ellentétes, ezért mondjuk azt, hogy a -Q kimeneten levő feszültségállapot a Q kimeneten megjelenő feszültség invertált (fordított) értékének felel meg.

Az áramkör dinamikus billentése a T triggerbemenetre adott impulzusokkal történik. A C2 kondenzátor és a D dióda nem lineáris differenciáló-áramkört valósít meg. A C2 kondenzátor az impulzusok fel- és lefutó éleit viszi át, de ezek közül a pozitív irányú, a felfutó élnek megfelelő feszültség-lökéseket a dióda a föld felé levezeti, mert ezek számára nyitóirányú. A lefutóélnek megfelelő negatív feszültséglökéseket a dióda nem söntöli, ezért vagy az R4, vagy az R4' ellenálláson keresztül az éppen vezető tranzisztor az n-polaritás miatt záróirányba vezérlik. A záróirányba való vezérlés áramcsökkenést idéz elő a vezető állapotú tran-

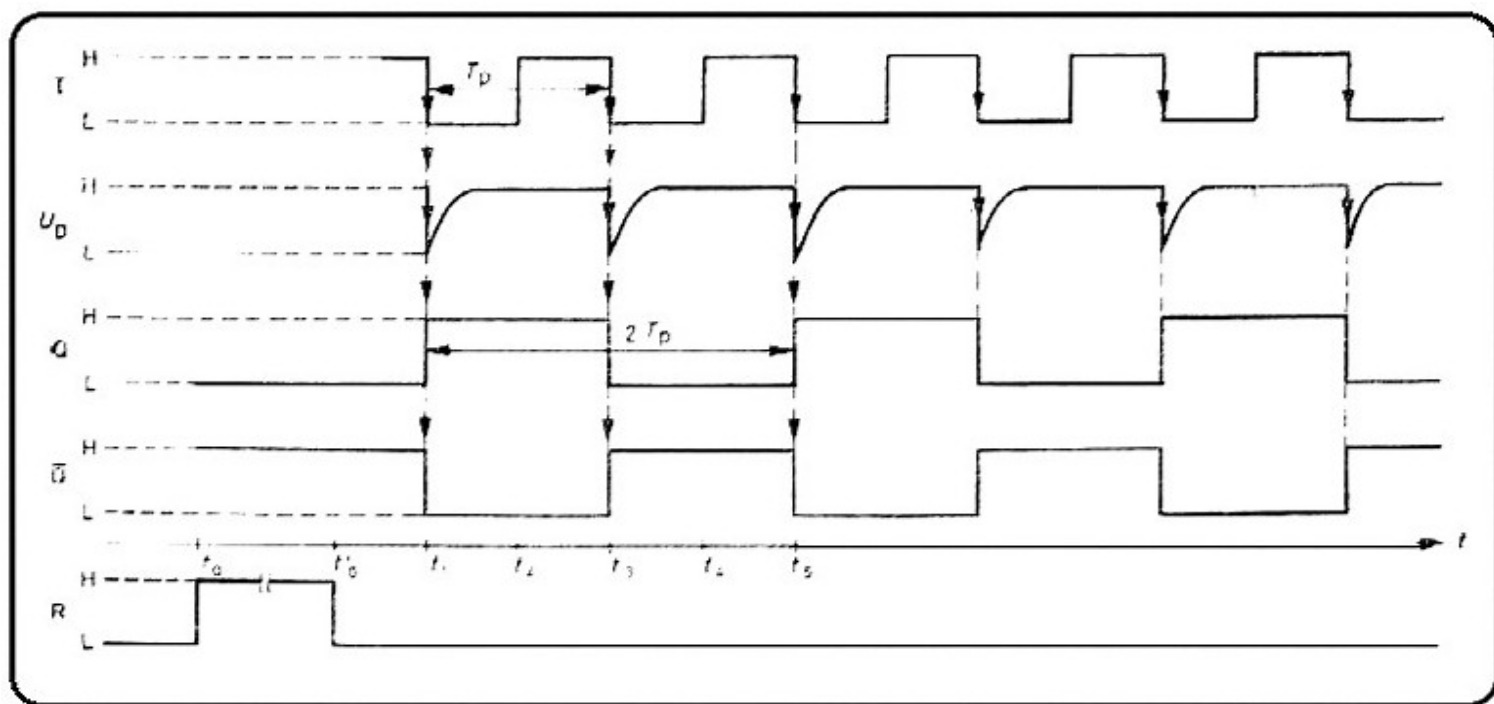
zisztornál, ami ugyanúgy létrehozza az átbillenést, ahogyan leírtuk a statikus billentésnél. Az áramkörben levő erős pozitív visszacsatolás az ugrásszerű átbillenést mindenképpen létrehozza, ha az áramhelyzetben elegendő mértékű változást idézünk elő, akkor is, ha a zárt tranzisztor vezetését indítjuk meg, akkor is, ha a nyitott tranzisztor áramát csökkentjük.

Az 1.4. ábrán az idő függvényében felvett diagramok formájában is bemutatjuk a bistabil multivibrátor működését. A t_0 időpontban pozitív feszültséget adunk a visszaállító Ixmenetre, ami t_0 időpontig áll fenn. Ekkor a Q kimenet biztosan L, a -Q pedig H szintű állapotot vesz fel az előző állapottól függetlenül. A t_1 időpontban a T (taktus, trigger) bemeneten megjelenik egy T_p periódusidejű impulzussorozat, amelynek lefutó élei a leírt módon létrehozzák azokat az UD sorában ábrázolt negatív feszültséglökéseket, amelyek az áramkör átbillenését előidézik. Átbillenés csak a t_1 , a t_3 és a t_5 időpillanatokban keletkezik, mert a t_2 és a t_4 időpontokban jelentkező pozitív átmeneteknek nincs hatása az áramkörre. Mivel az első billenés előtt az R bemeneten alkalmaztuk a beállítójelet a Q kimenet L, a -Q kimenet H szinten várakozott és a t_1 időpillanatban a váltásnak megfelelően a Q értéke lett H és a -Q változott L-re.

Ha megfigyeljük és megértjük a flip-flop működését, észrevehető, hogy az alapállapot-

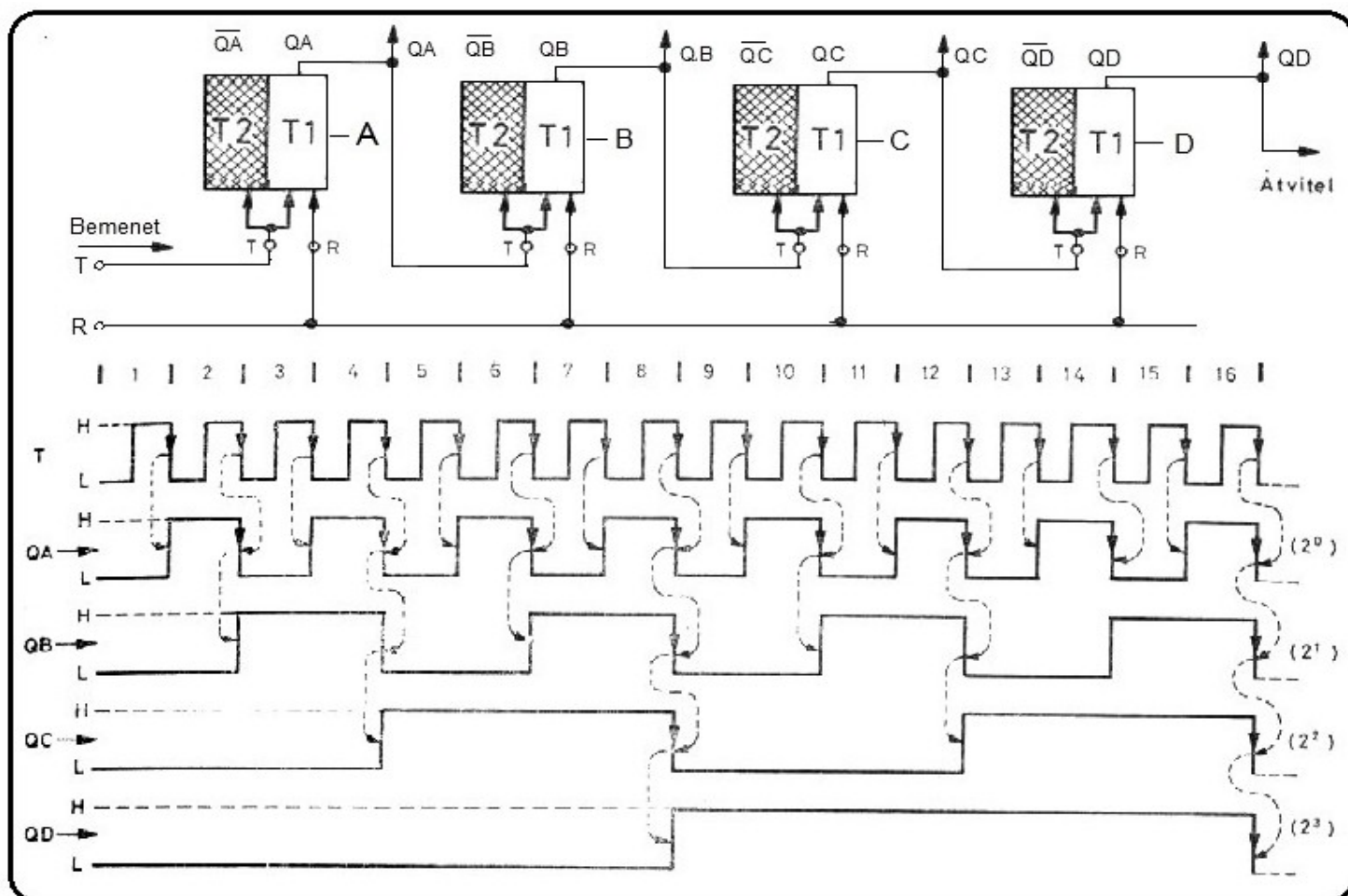
ból való kibillentéshez és a visszaállításhoz a T bemeneten két impulzusra volt szükség. Ugyanakkor akár a Q, akár a -Q kimeneten megjelenő feszültségváltozás mint elektromos jel egy periódusnak tekinthető, amelynek időtartama a vezérlőimpulzusok periódusidejének kétszerese. Az áramkör a T bemenetre adott impulzusfrekvenciát a kimenetein megfigyeli, impulzusosztást hoz létre, s ebben van a legfontosabb felhasználási területe is. Fontos alkalmazás továbbá az is, hogy a kimenetei bármilyen állapotba beállíthatók, s ezzel adatok tárolását is meg lehet valósítani bináris számkódban. A beállítást, ha az alapállapotra történik, „Resetnek”, ha az invert állapotot hozza létre, „Setnek” nevezik. Gyakorlati alkalmazáshoz sokféle bistabil multivibrátort készítenek integrált változatban. Ezek egyrészt a vezérlés tekintetében (pozitív, negatív élvezérelt, statikus vezérlésű stb.) különbözhetnek, másrészt a segédfunkciókat (Set, Reset, J—K stb.) biztosító áramköri felépítésük szerint is.

Négy darab bistabil multivibrátor láncba kapcsolásával 16 : 1 arányú frekvenciaosztást lehet megvalósítani. Az elemek összekapcsolását és az impulzusdiagramot az 1.5. ábrán adjuk meg. Az impulzusdiagramokba szaggatott vonalakkal a billenési folyamatok kapcsolódását, ill. a hatások terjedését is berajzoltuk. A bemenetre érkező impulzusokat 1-től 16-ig számoztuk. Ha a négy flip-flop kimeneteit (QA—QB—QC és QD) kivezet-



1.4. ábra

A bistabil multivibrátor hullámalakjai az idő függvényében



1.5. ábra
Négybites bináris számláló tömbvázlata és idődiagramjai

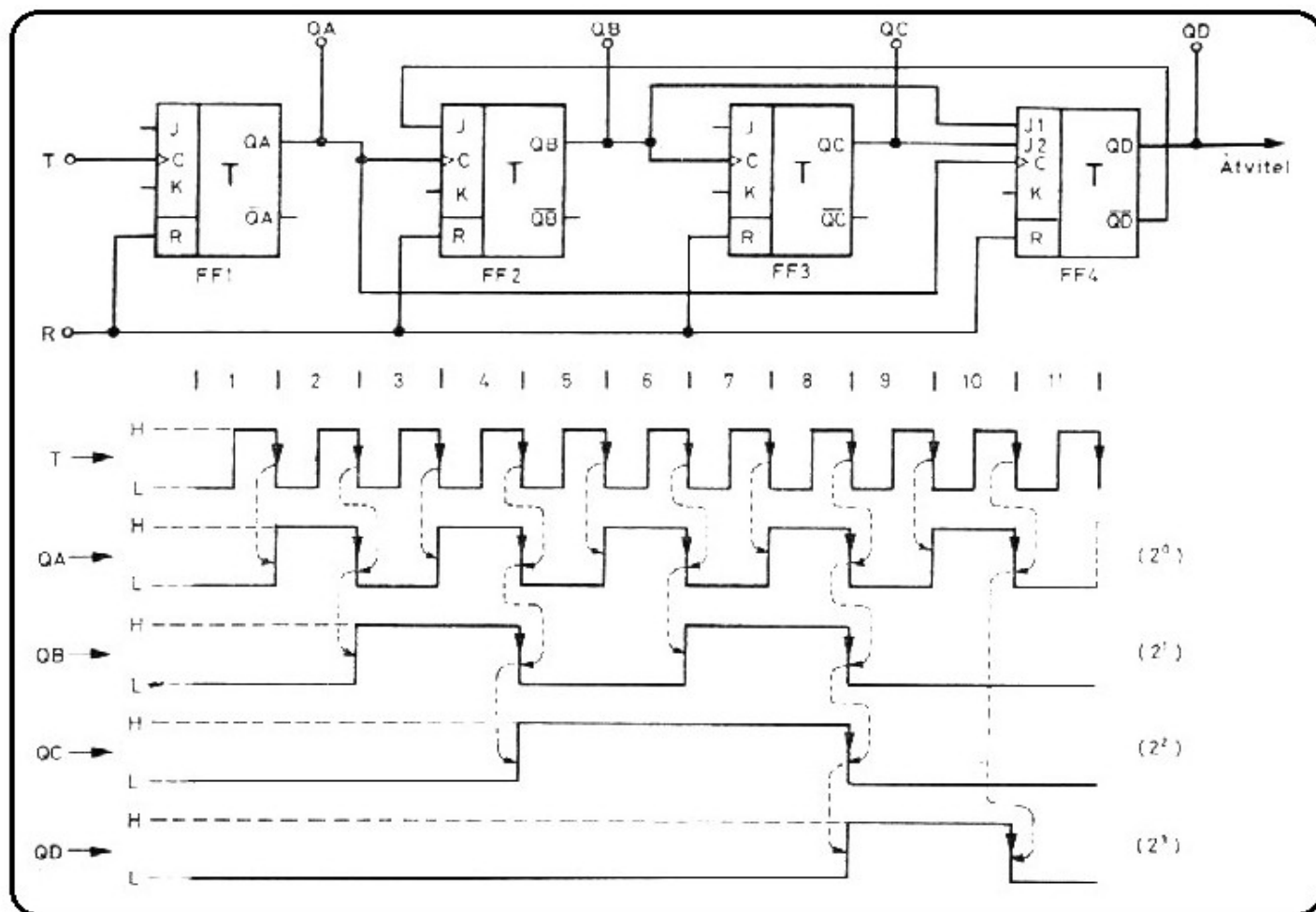
jük. akkor ezek logikai állapotai, helyértéket is figyelembe véve egyértelműen annak felelnek meg, hogy tizenhat impulzusból álló ciklusból hány érkezett be a vizsgált időpontig. Figyeljük meg például, hogy sorszámozás szerint a 11. impulzus lefutása után a kimenetek állapotai: QD=H, QC=L, QB=H és QA=H. Ha ezekhez a kimenetekhez hozzárendeljük a bináris helyértékeket, akkor az alábbi számot kapjuk :

$$1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 8 + 0 + 2 + 1 = 11,$$

amely szám megegyezik a feltételezett értékkel. Pontosan a rajz szerinti felépítésű és működésű a TTL integrált áramköri sorozat 9093 típusú áramköre. Az összekötött R bemenetekre adott visszaállító—törlő impulzus bármely időpontban mind a négy flip-flopot alapállapotba hozza, amikor is a QA, a QB, a QC és a QD kimenetek a beérkezett impulzusok számától függetlenül egységesen L állapotot vesznek fel. Ez az állapot a 0000 számértéknek felel meg.

Impulzustechnikailag a bináris számlálás a kedvezőbb, gazdaságosabb. Ezzel szemben a mérési eredmények kijelzésénél a decimális számértékek megjelenítése kívánatos a megszokottság, a gyors vizuális értékelhetőség érdekében. Elvileg fennáll az a lehetőség, hogy egy tetszés szerinti helyértékű bináris számot át lehet kódolni decimálissá, de áramkörileg kedvezőbb, ha az impulzusosztók, impulzusszámlálók frekvenciaosztása 10 : 1 arányú, mert akkor decimális helyértékeként lehet 1-1 számlálót használni. Ezeket, az ún. tízes osztókat a négy flip-flopból álló, 16 : 1 arányú osztóból lehet kialakítani olyan belső visszacsatolással, ami a tizenhatos számlálót a 10. impulzus beérkezése után alapállapotba hozza és lehetővé teszi a számlálás újratekészt.

A tizenhatos osztóból kialakított decimális számlálóáramkör (tízes osztó) egyszerűsített tömbvázlata és impulzusiagramjai az 1.6. ábrán láthatók. Az áramkör a darabszám szerint 9. impulzus beérkezéséig ugyanúgy működik, mint a tizenhatos osztó. Amikor



1.6. ábra
BCD-kimenetű decimális számláló tömbvázlata és idődiagramjai

az áramkörileg módosított számlálóegység a tizedik impulzust megkapja, akkor a 4. bináris helyértéken álló FF4 flip-flop idő előtt visszabillen az FF2 flip-flop átbillentése helyett. Ekkor a kimenetek a 0 számjegyek megfelelő LLLL bináris kódot vesznek fel. Azt a tényt, hogy 10db impulzus érkezett be, onnan lehet tudni, hogy a QD kimenethez kapcsolt következő impulzusszámláló, ami decimálisan a 2. helyértéknek felel meg, felveszi az 1 állapotot. Az 1 és a 0 számjegyeket viszont decimálisan és együttesen 10-nek értelmezzük.

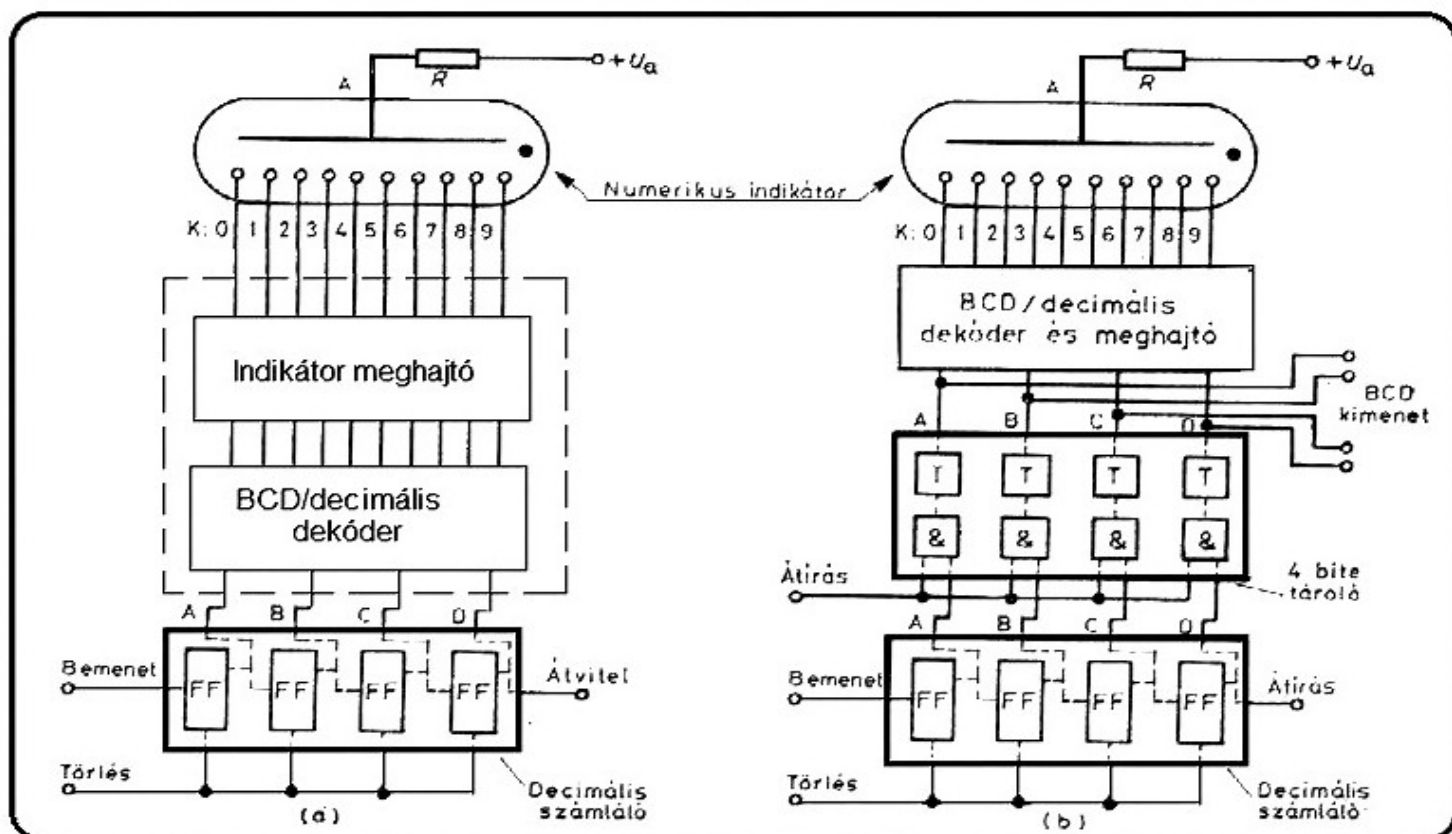
Tízes osztót a bemutatott tömbvázlattól eltérően sokféleképpen össze lehet állítani. A megadott 4 db negatív élvezérelt J-K flip-flopból álló elrendezés nagyjából a 7490-es típusú integrált áramkör belső elrendezésének felel meg. Pontosabb működésének megértéséhez ismerni kell a J—K feltételekkel ellátott ún. M—S (master-slave) flip-flopok funkcióit és szerkezetét is. Esetünkben az FF4 flip-flop órajelbemenete nem az FF3 QC, hanem az FF1 QA kimenetéhez csatlakozik.

de csak akkor működhet, ha a QB és a QC kimenet a 6. impulzus beérkezése után együttesen H szintre kerül, amely állapot a 7. impulzusnál sem változik. Amikor a 8. impulzus bejön, az FF1 billenése visszaállítja az FF1 és FF3 áramköröket alapállapotba, és ugyanúgy átbillenti az FF4-et, mintha a QC kimenetről kapna vezérlést. Az átbillenes következtében a QD kimenet H szintűre változik. A kilencedik impulzus az alaprendszernek megfelelően csak az FF1 flip-flopot billenti, mert a QA kimeneten a többiekre hatástalan pozitív irányú szintváltozás keletkezik. Ekkor a QD mellett a QA is H szintű lesz, de a QB és a QC L szintű marad. A kimenetek szintállapotában kódolt számérték, a 9 db impulzusnak megfelelően. A számlálóban használt J—K flip-flopok működése, mint tudjuk, az órajel (a billenő-impulzus) hatásos élének pillanatában a J-K bemeneteken fennálló szintektől függ. A rajzon szabadon hagyott J és K bemeneteken a szintállapotot H értékűnek kell feltételezni,

amely értéket automatikusan, a tápfeszültségre való felhúzóárral veszik fel. Amikor az FF4 a 8. impulzusnál átbillent, akkor a saját -QD kimenetének alapállapotú H szintje L-re változott, s ezzel az FF2 J-K feltételei úgy változtak meg, hogy a számozás szerint a 10. impulzus lefutó élénél a QA kimeneten is megijelenő negatív irányú szintváltozás ne tudjon állapotváltozást létrehozni az L szinten várakozó QB kimeneten. A 8. impulzus után azonban az FF4 J-K feltételei is változtak, mert ha QB és QC L szintű lett, akkor a J1 és a J2 bemenet is L szintűvé változott; s ez a helyzet a 9. impulzus után is fennmaradt. A QA kimenet negatív szintváltozása a 10. impulzusnál a közvetlen összekapcsolás miatt az FF4-re is hatásos, mégpedig oly módon, hogy az új J-K feltételek meghatározzák a QD kimenetnek L szintre való állítását, ami éppen a kívánt változásnak felel meg. Ekkor a számlálóegység minden kimenetén L szintállapot található, a J-K feltételek visszaváltoznak a kezdeti értékekre, a számlálás kezdődhet újra, de a QD kimenet negatív szintváltozása az átvitel jelű kivezetéshez csatlakozó következő számlálódekádot 1-gyel lépteti a decimális számlálásnak megfelelően.

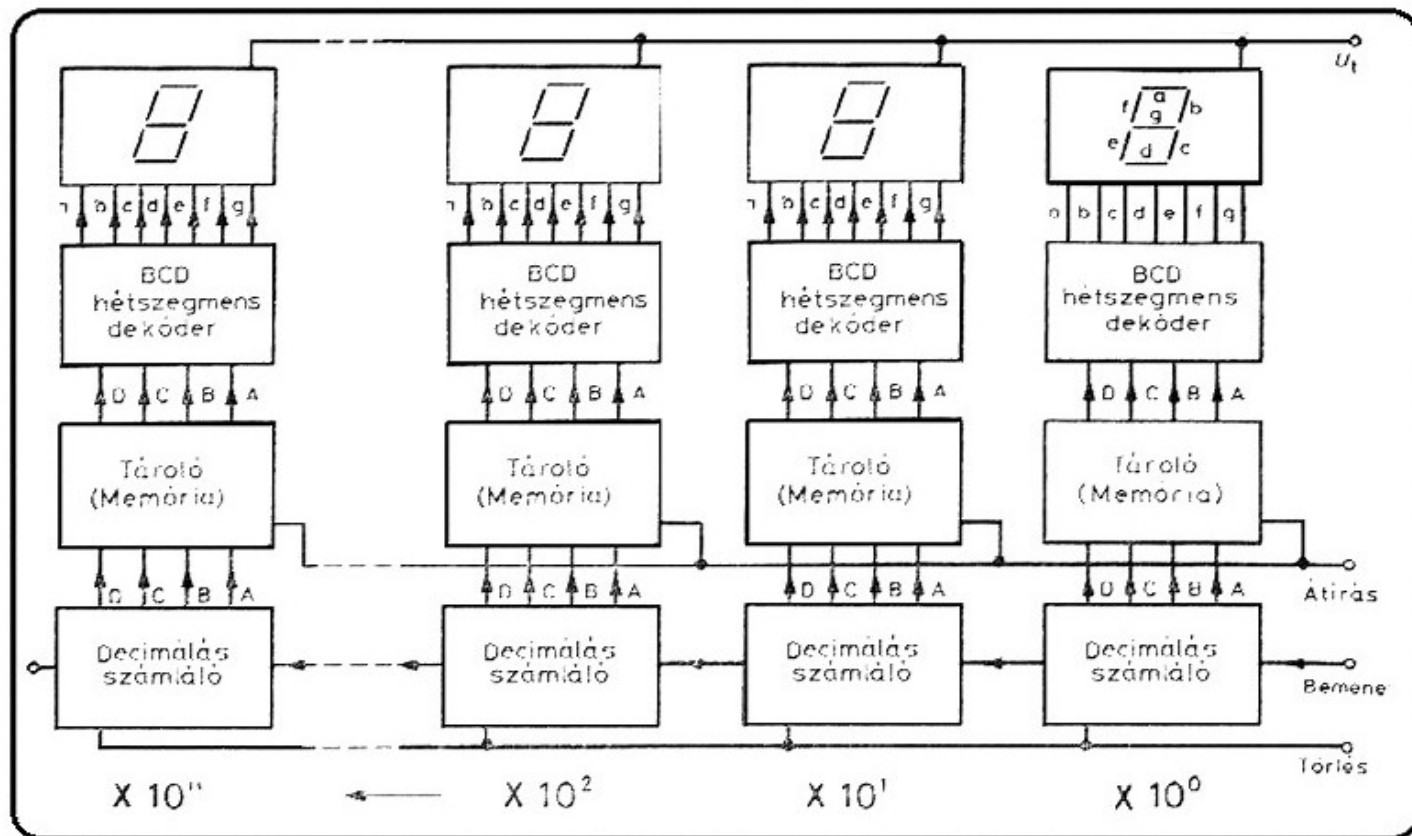
Az elmondottak szerint a tízes osztó is bináris elemekből, flip-flopokból épül fel. a kimenetei azonban nem veszik fel a lehetséges 16-féle kombinációt, csak a decimális számjegyeknek megfelelő 10 darabot (0...9). A decimális számjegyek végeredményben bináris kódolt formában kerülnek meghatározásra, ezért is nevezik az ilyen áramköröket BCD-számlálóknak. (BCD: Binary Coded Decimal.) A decimális számjegyeket meghatározó 4 db bináris kód elnevezése : 8 - 4 - 2 - 1 súlyozású tetrád.

A tízes osztókat mint egységáramköröket számos feladat megoldására önállóan is lehet használni. Azonban, ha impulzusszámlálásra alkalmazzuk, akkor az eredmény kijelzése érdekében az áramkört ki kell egészíteni numerikus indikátorral, az indikátort meghajtóáramkörrel és olyan kódváltóval, ami a BCD-kódot az indikátor számkijelzési rendszerének megfelelően átalakítja. A segédáramkörökkel kiegészített decimális számlálót funkciójának megfelelően számlálódekádnak nevezzük. Az 1.7. ábrán tipikus felépítésű számlálódekádok tömbvázlatait mutatjuk be. Az egyszerűbb a) ábrán a numerikus indikátor a számlálást szinkronban követi, leolvasása csak a mérések közé beiktatott



1.7. ábra

Számlálódekádok felépítése tároló nélkül (a) és tárolóval (b)



1.8. ábra
Dekádikus számláló és számkijelző egység tömbvázlata

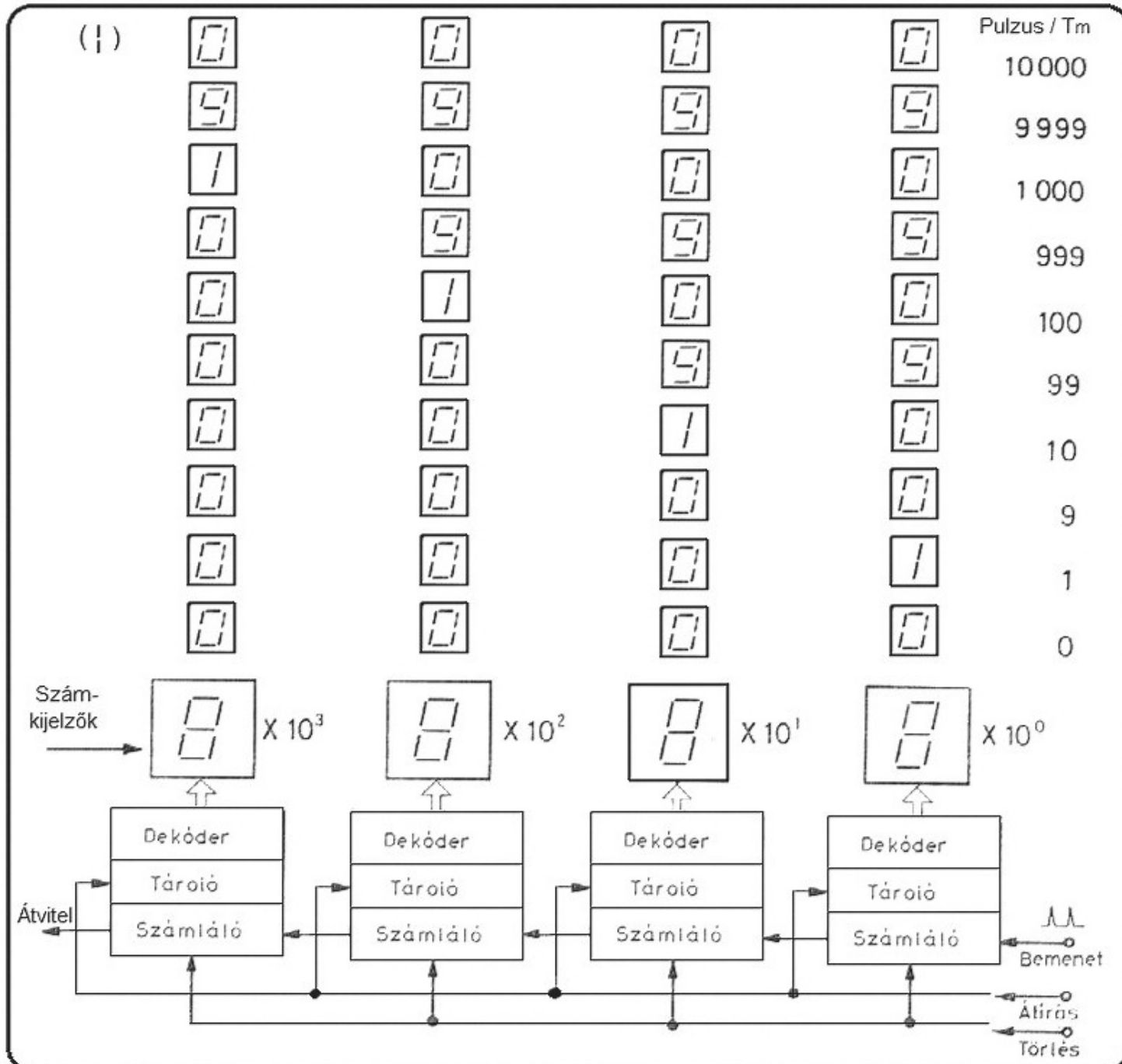
szünetidőben történhet. Ezt a hátrányt részben enyhíti az a körülmény, hogy a számok számlálás közbeni futása, változása közvetlenül jelzi a számlálódekád működését, az impulzusok számlálását.

A b) ábra számlálódekádjába az előzővel szemben tárolóáramkört is tartalmaz, amivel a decimális számjegyek megfelelő négy bináris kódot meg lehet őrizni. A tárolós dekád úgy működik, hogy a számlálási ciklus, a mérési idő végén a számlálás eredményét a tároló az „átírás” parancsra átveszi, majd megszűnik információátvételi kapcsolata. Törlés után a számlálás azonnal újra kezdődhet, mert az előző mérés eredményét a tároló őrzi, s az indikátor a dekódernek is nevezett kódváltó és meghajtó segítségével folyamatosan mutatja. A számlálási ciklusok végén a tárolóban tulajdonképpen eredményfrissítés történik igen rövid idő alatt. Ez az átírási idővesztés korszerű áramköröknél μs alá is csökkenthető. A tárolónak megvan az előnye is, hogy a mérési eredmény kivezetését is könnyen lehetővé teszi, más digitális tároló- vagy megjelenítő eszközök; pl. számnymató részére.

Számlálódekádok soros kapcsolásából épülnek fel a számlálóláncok vagy a dekádikus

számlálónak nevezett nagyobb áramköri egységek. Az 1.8. ábrán tömbvázlatban bemutatjuk, hogy az n -helyértékű dekádikus számlálót n darab számlálódekádból kell felépíteni. Ez a dekádikus számláló olyan dekádokból áll, amelyekben a numerikus indikátor hétszegmenses számkijelző, s ennek megfelelően a tárolóhoz kapcsolódó kódváltó BCD—hétszegmens dekóder. Figyeljük meg a tömbvázlaton, hogy az impulzusszámlálóknak a jelátvitel soros. Az átírási parancsot minden tároló, a törlést pedig minden számláló egységesen megkapja. A dekádokon belül információátadás viszont párhuzamos, a számláló négy kimenete egyszerre kapcsolódik a tárolóhoz. A tároló kimenetei is párhuzamosan vezérlik a dekódert, a dekóder pedig a számkijelzőt.

Az 1.9. ábrán megmutatjuk, hogy egy négydekádos számlálóláncban hogyan jelennek meg a mérési eredmények, a T_m mérési időre eső pulzusszám függvényében. Ha a számlálás eredménye 0, akkor mind a négy számkijelző nullát mutat. Ha a számlált érték 1...9 közé esik, akkor csak a 10^0 -ik helyértéken jelenik meg az eredmény. Két helyérték igénybevételével 10...99 közé eső eredmények jeleníthetők meg. Ha az eredmény 10...999



1.9. ábra

Négydekádós számlálólánc számképei a mért értékek függvényében

közötti, akkor ezt az értéket már három szmjelző mutatja, s végül mind a négy indikátorra akkor van szükség, ha a számlálás végeredménye 1000...9999 közötti. 10 000 darab impulzus számlálása esetén a számkép újra 0000, de az „átvitel” kimeneten 1 impulzus tovább jutott, az itt már nem látható 5. dekádba, vagy pedig egy-egy egyszerűbb jelző ezt az 1-est mint túlcsoordulást mutatja. Ha ezt is figyelembe vesszük, akkor a túlcsoordulásjelzővel kiegészített számlálóval 1...19999 közé eső impulzusszám mérhető meg a mérési időre vonatkoztatva. Az ilyen 4 1/2 dekádósnak nevezzük.

A mérési idő szerepét több esetben hang-

súllyal említettük. Ennek az az oka, hogy az impulzusszám és a frekvencia nem mindig azonos. Ha a T_m mérési idő 1 s, csak akkor azonos a négydekádós számlálón látható számkép a frekvenciával is. Ha viszont pl. a 8306-os számképet kapjuk, de a mérési idő 1 vagy 10 ms, akkor a frekvencia értéke 8,306000 MHz, ill. 830,600 kHz. Ugyanakkor 10 vagy 100 s-os mérési időnél ez az impulzusszám 830,6 Hz-nek, ill. 83,06 Hz-nek felel meg. Ezeket az összefüggéseket jegyezzük meg, mert a digitális frekvenciamérőkben ezt a lehetőséget méréshatárválásra fogjuk több esetben is felhasználni.

Az időalap és a kvarcoszcillátorok

A digitális frekvenciamérők mérési pontosságát elsősorban a T_m mérési időnek, az impulzusok megszámlálási időtartamának pontossága szabja meg. Mivel a mérőkészülék központi vezérlőlogikája generálja a T_m mérési időnek megfelelő kapunyitó impulzust, biztosítani kell részére akár külső, akár belső forrásból egy olyan időben nagy stabilitású jel-sorozatot, amelyből a kívánt mérési idők lezármaztathatók. Ezeknek az ún. időzítőjeleknek műszeren belüli előállításánál elsősorban kvarcoszcillátorokat használnak. Digitális viszonylatban egészen kis mérési pontosság (0.1...1%) megengedése esetén e célra RC oszcillátor is szóba jöhet, esetleg integrált áramkörös változatban is (pl. 555-ös Timer IC).

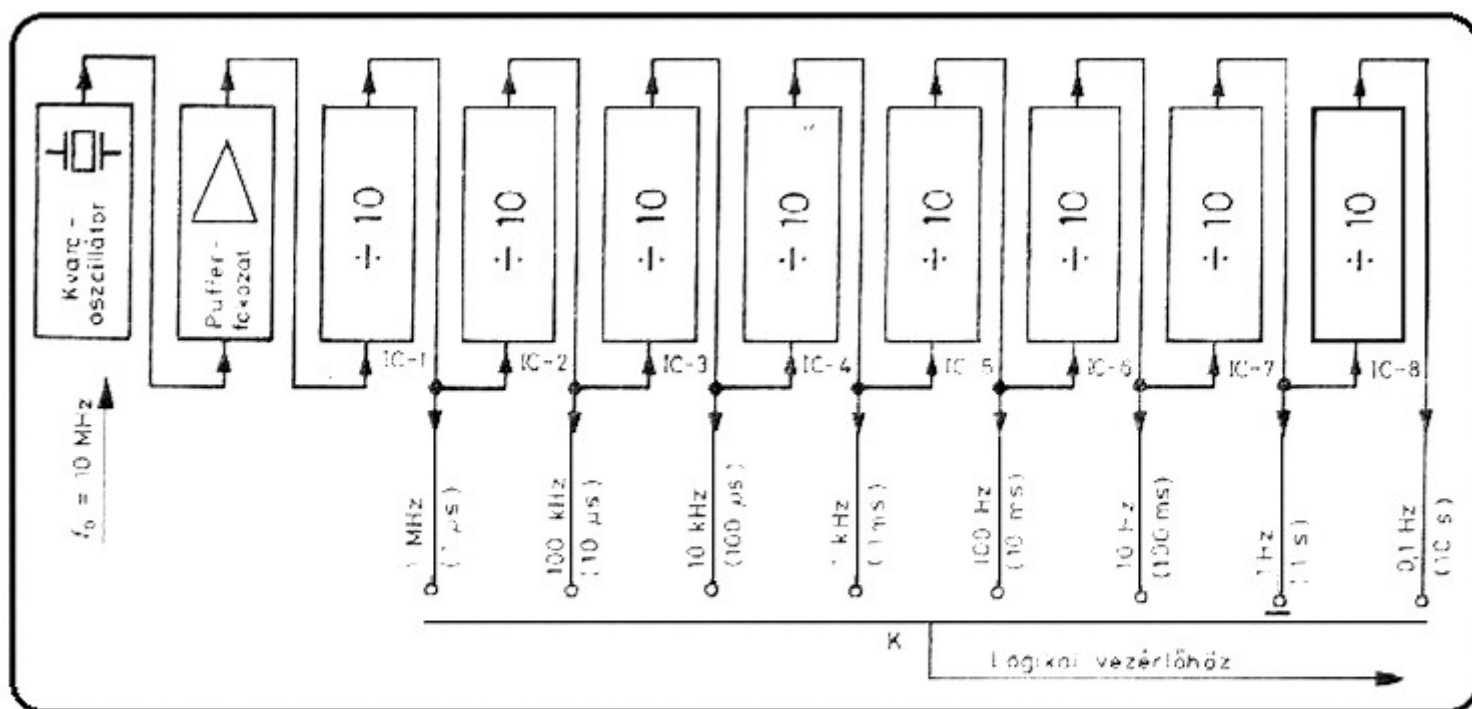
Az időzítőjeleket előállító kvarcoszcillátor legtöbbször MHz nagyságrendű (0,1...10 MHz) frekvencián rezeg, aminek periódusideje a μ s tartományba esik. A gyakorlatban használt mérési idők jobb megközelítése érdekében a kvarcoszcillátor és a logikai vezérlő között impulzusosztót helyezünk el, amelynek közbenső pontjairól tetszőleges periódusidejű, s emellett a kvarcoszcillátorral azonos pontosságú jelek vehetők le. Ezt az 1.10. ábrán tömbvázlattal szemléltetett, kvarcoszcillátorból és impulzusosztóból összekapcsolt

egységet nevezzük a digitális frekvenciamérő időalapjának. Ha az időalap frekvenciaosztójában az egyes áramkörök 10 : 1 arányú osztást végeznek, 10 hatványaiban kerek értékű frekvenciát előállító oszcillátort kell használni. Ezért találkozunk digitális frekvenciamérőkben a leggyakrabban 1 MHz-es vagy 100 kHz-es, ill. 10 MHz-es kvarcoszcillátorral. A tízes osztók számát a kvarcfrekvencia nominális értéke és a kívánt leghosszabb mérési idő szabja meg. Itt említjük meg, hogy léteznek olyan speciális időzítőáramkörök is (l. a 2. fejezetet), amelyekben bináris osztólánc végzi a frekvenciaosztást, de ezekhez olyan speciálisan e célra készített kvarcokat kell használni, amelyek frekvenciaértéke 211-hatványával osztva olyan kerek értékű frekvenciát szolgáltat, ami egy vagy két darab tízes osztóval kiegészítve lehetővé teszi a mérés határváltást is. Ilyen frekvenciák pl. a következők :

$$5,242\ 880\ \text{MHz} : 2_{19} = 10\ \text{Hz},$$

$$6,553\ 660\ \text{MHz} : 2_{16} = 100\ \text{Hz}.$$

Egyébként, ha a kapott frekvenciaértékeket még egyszer elosztjuk 2-vel, vagyis az első esetben a bináris osztók száma 20. a másodikban pedig 17. akkor 5 Hz-et, ill. 50 Hz-et kapunk, amelyek jeleknek ha a térkitöltésük



1.10. ábra

Digitális frekvenciamérők kvarcoszcillátoros időalapja

50%-os a félperiódusideje 0,1, ill. 0,01 s. További tízes osztókkal csatlakozva könnyen előállíthatók hosszabb, pl. 1 vagy 10 s-os mérési idők is. Ha a kvarcoszcillátor és a 17 vagy 20 fokozatú bináris osztó, esetleg a járulékos tízes osztó is egyetlen integrált áramkör, akkor a tömbvázlattal összevetve belátható az egyszerűsödés mértéke és az elkészítés könnyebbége.

A frekvenciamérés pontosságát az időzítés szabja meg, az időzítést viszont a kvarcoszcillátor. A kvarcoszcillátor frekvencia meghatározó eleme a fém- vagy üvegburában tokozott rezgőkvarc, amelynek rajzjele, helyettesítő képe és reaktanciagörbéje az 1.11. ábrán látható. Az ábrán C_s a soros vagy dinamikus kapacitás, C_p a párhuzamos vagy statikus kapacitás, L_s a soros vagy dinamikus induktivitás és r_s a soros veszteségi ellenállás. A nagy jóságú tényezőjű rezgőkvarcok két, egymáshoz nagyon közeli frekvencián mutatnak rezonanciát, amelyeken impedanciájuk is valós értékű (1. a B ábrát). Az f_s frekvencia a kvarc soros, az f_p pedig a párhuzamos rezonanciafrekvenciája, amelyek értékei a helyettesítő képből számíthatók. Feltételezve, hogy $r_s \ll 1/\omega C_p$, a két rezonanciafrekvencia képlete a következő:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p}}}$$

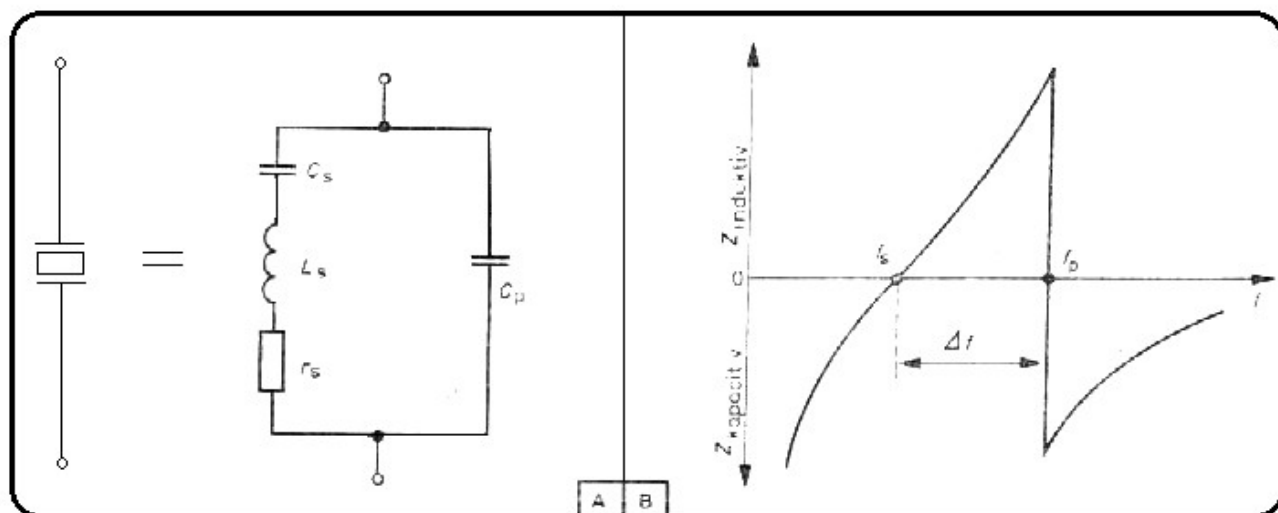
A két frekvencia közötti Δf eltérést köze-

lítően az alábbi összefüggés határozza meg :

$$\Delta f \approx \frac{f_s}{2} \frac{C_s}{C_p}$$

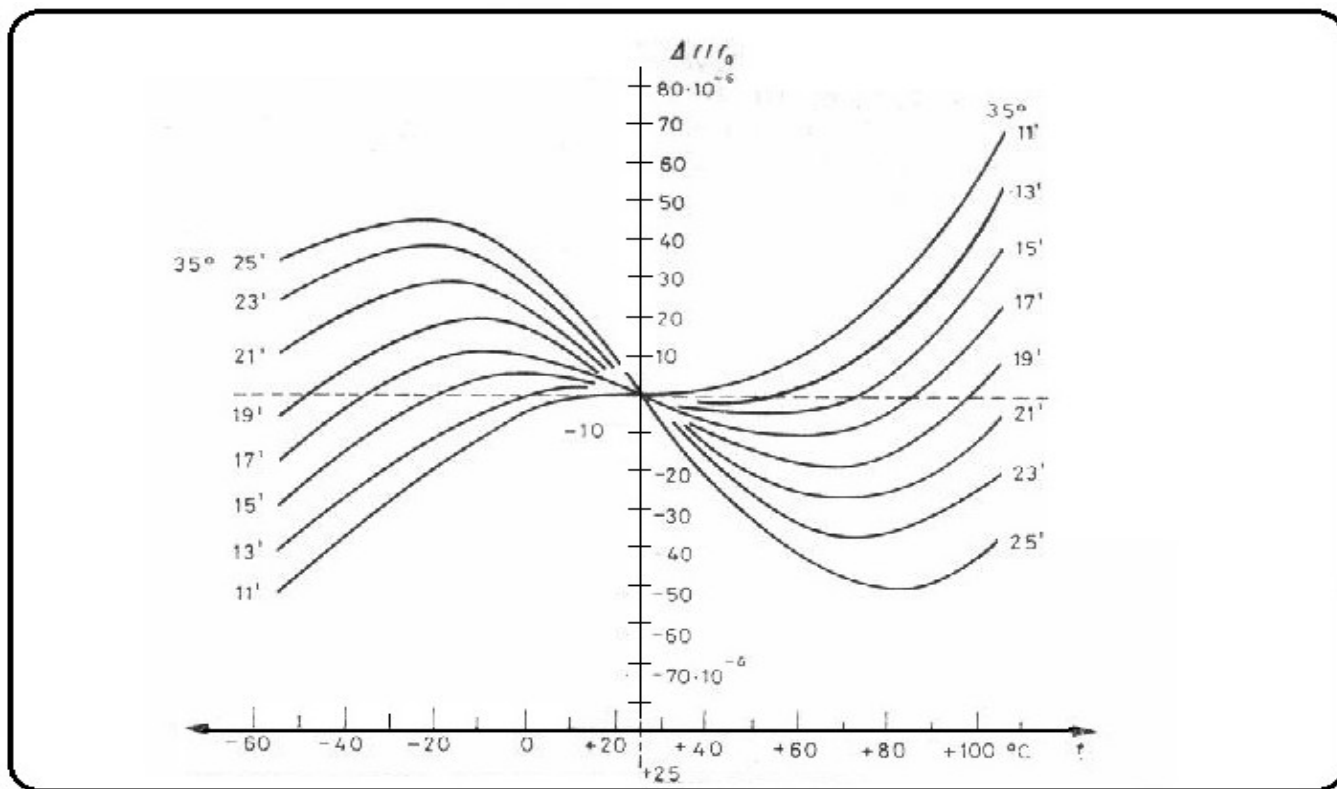
A rezgőkvarcok sajátfrekvenciái hőmérsékletfüggők, amit az ún. hőmérsékleti együttható fejez ki, megadva az 1 °C -ra eső relatív frekvenciaváltozás mértékét. Ez a tényező azonban nemlineáris, jellege és számszerű értéke nemcsak attól függ, hogy a kvarclapocskát vagy más rezgőelemet hogyan, milyen szög alatt metszették ki a kristálytömb szimmetriatengelyeihez viszonyítva, hanem a mindenkor hőmérséklettől is.

Az ún. AT metszeteket a kvarckristály Z-tengelyéhez viszonyítva kb. 35° -os metszeli szöggel készítik. Ezeknek hőmérsékletfüggése az 1.12. ábrán megadott görbesereg szerint harmadfokú parabolához hasonló. Az ábrából látható, hogy pontos metszéssel egészen kis hőmérsékletfüggésű rezgőkvarcokat is lehet készíteni. A +5...+40 °C tartományban legkedvezőbb tulajdonságai a 35° 13'-es AT metszetű rezgőkvarcoknak van. Szélesebb, hőmérséklet-tartományban kedvezőbb a 35° 15'-es metszet. Az ilyen speciális metszetű kvarcok azonban nehezen szerezhetők be és meglehetősen drágák. A sajátfrekvencia hőmérsékletfüggését a gyakorlatban kompenzációval vagy termosztálással csökkentik. Az oszcillációs frekvenciát olyan, a kvarccal sorosan vagy párhuzamosan kapcsolt reaktáns elemekkel lehet kompenzálni amelyeknek a hőmérsékletfüggése a kvarcéval ellentétes. A nemzetközi irodalomban ill.



1.11. ábra

Rezgőkvarc helyettesítő képe (A) és reaktanciagörbéje (B)



1.12. ábra

Különböző AT metszetű kvarckristályok rezonanciafrekvenciájának hőmérsékletfüggése

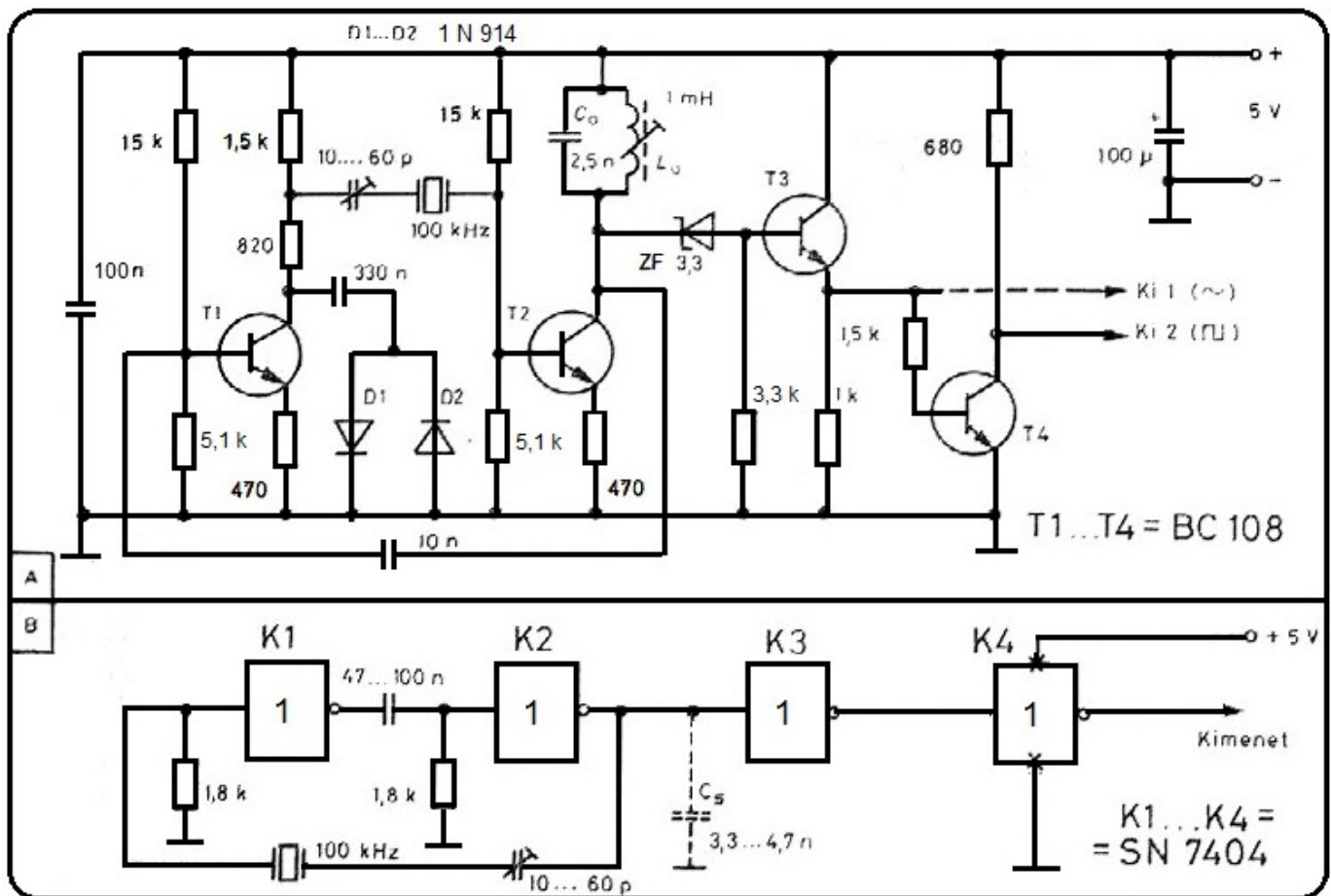
anyagválasztékban az ilyen kompenzált rezgőkvarccal működő oszcillátorokat TCXO-nak nevezik (TCXO: Temperature Compensated X-tal Oscillator).

A kvarcoszcillátorok névleges frekvenciáját, mint említettük, reaktáns elemekkel kis mértékben módosítani lehet. Erre a digitális frekvenciamérők hitelesítésénél van szükség, ami úgy történik, hogy a műszerrel nagyon pontos ún. etalonfrekvenciát mérünk, és a kvarcoszcillátort addig hangoljuk, míg a mért érték meg nem egyezik az etalonfrekvencia nominális értékével.

A kvarckristályok berezgési feltételei a névleges frekvenciától is függenek. Ennek megfelelően alakultak ki az oszcillátorkapcsolások frekvenciatartományonként. Az 1.13. ábrán 100 kHz-es kvarcoszcillátorok kapcsolási vázlatait mutatjuk be. Az LoCo rezgőkört a kvarc rezgési frekvenciájára, esetünkben 100 kHz-re kell hangolni. Az 1.14. ábrán az 1 MHz-es kvarcoszcillátor tranzisztoros és integrált áramkörös változatainak kapcsolási rajzai láthatók. A tranzisztoros kapcsolást Colpitts-oszcillátornak is nevezik. Az 1.15. ábrán CMOS IC-kel működő 1 MHz-es kvarcoszcillátoros kapcsolási elrendezése látható. Az A részletra rajzon a C1 és a C2 kapaci-

tás használata vagylagos. 10 MHz-es kvarcok berezegtetéséhez szükséges oszcillátorkapcsolásokat az 1.16. ábrán adjuk meg. Az IC-s változatban 10 MHz-nél a CMOS áramkörök már nem használhatók. A biztos rezgési állapot fenntartásához normál TTL vagy LS felépítésű TTL áramkörök szükségesek. (PI : 74LS04.)

Varikap diódák alkalmazása a kvarcoszcillátorok hangolótagjai között lehetővé teszi a frekvencia egyenfeszültséggel való módosítását. Erre a megoldásra frekvenciakompenzálásnál is szükség lehet, vagy pedig olyan összeállításban, amikor a kvarcoszcillátor frekvenciáját pl. PLL áramkör állandóan összehasonlítja és korrigálja valamilyen etalonfrekvenciához. Kompenzálásnál a hangolófeszültséget esetlegesen elő lehet állítani olyan hőmérsékletfüggő félvezetőelemek igénybevételével is, amelyek úgy változtatják a varikap feszültségét hőmérséklet-változásnál, hogy a kvarcfrekvencia stabilizálódjék, azaz ne változzék. Ez a megoldás pl. a TCXO egyik megvalósítási formája is lehet. A teljes kapcsolási vázlatot 10 MHz-es kvarcoszcillátorhoz az 1.17. ábrán mutatjuk be. A számszerű viszonyok áttekintése érdekében az ábrán megadjuk mind a relatív, mind az abszo-



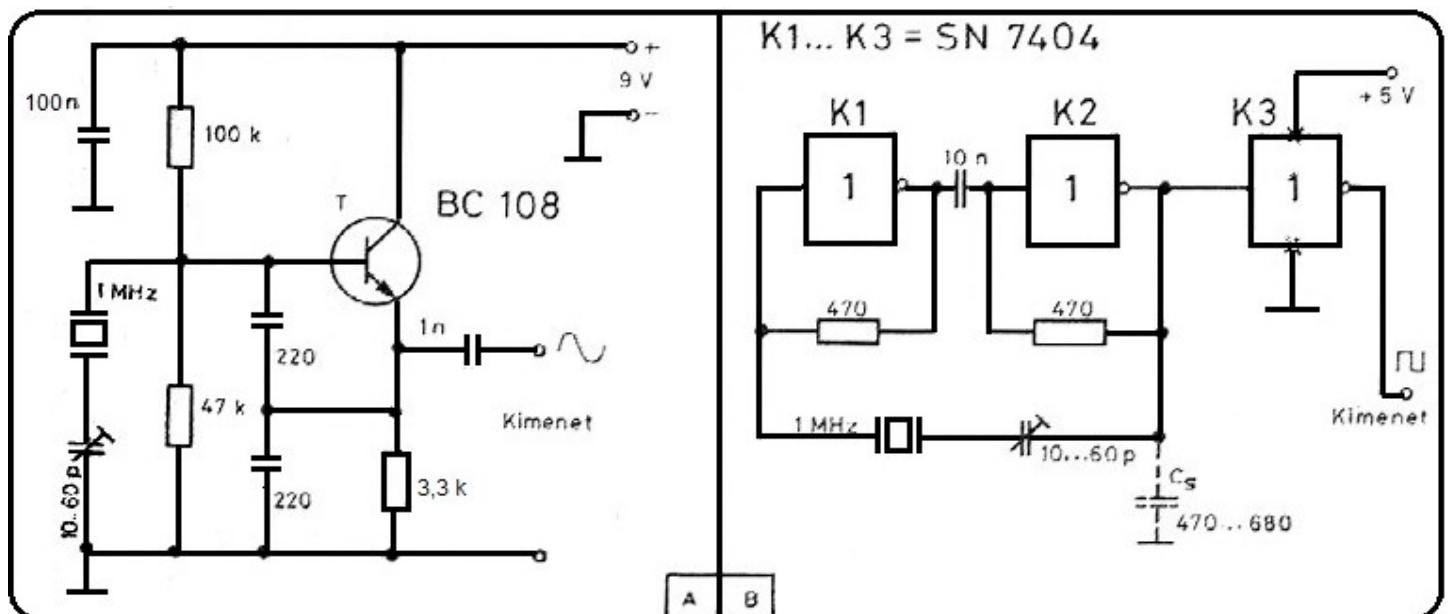
1.13. ábra

100kHz-es kvarcoszcillátor tranzisztoros (A) és integrált áramkörös (B) változatban

lút frekvenciaváltozást a BA 121-es varikap dióda 0...+5 V között változó U_h hangoló-feszültségének függvényében. A T2 tranzisztor egyébként a már bemutatott Colpitts-oszcillátor kapcsolásban az oszcillátor funkciót látja el. A T2 tranzisztor leválasztófoko-

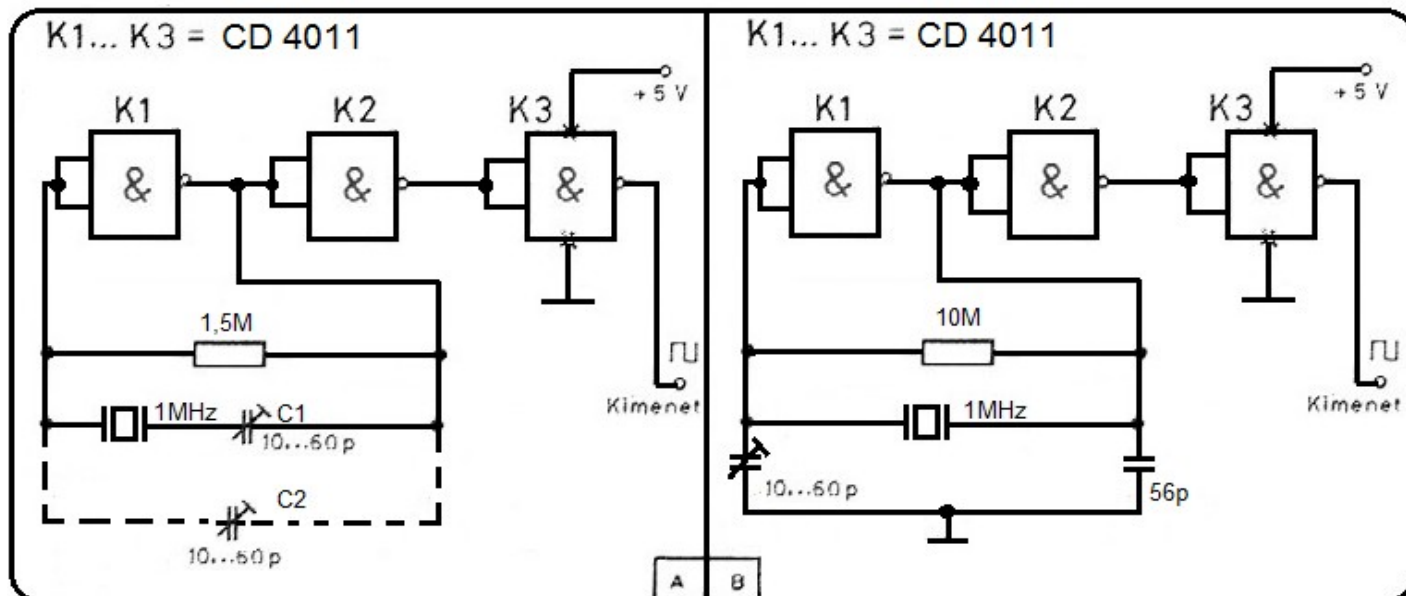
zat, az ST-vel jelölt Schmitt-triggeráramkör az oszcillált jelek négyszöghullámra való átalakítását végzi el.

A legnagyobb mérési pontosságot biztosító termosztált kvarcoszcillátor úgy működik, hogy mind a rezgőkvarcot, mind a teljes



1.14. ábra

1MHz-es kvarcoszcillátor tranzisztoros (A) és integrált áramkörös (B) megoldásban

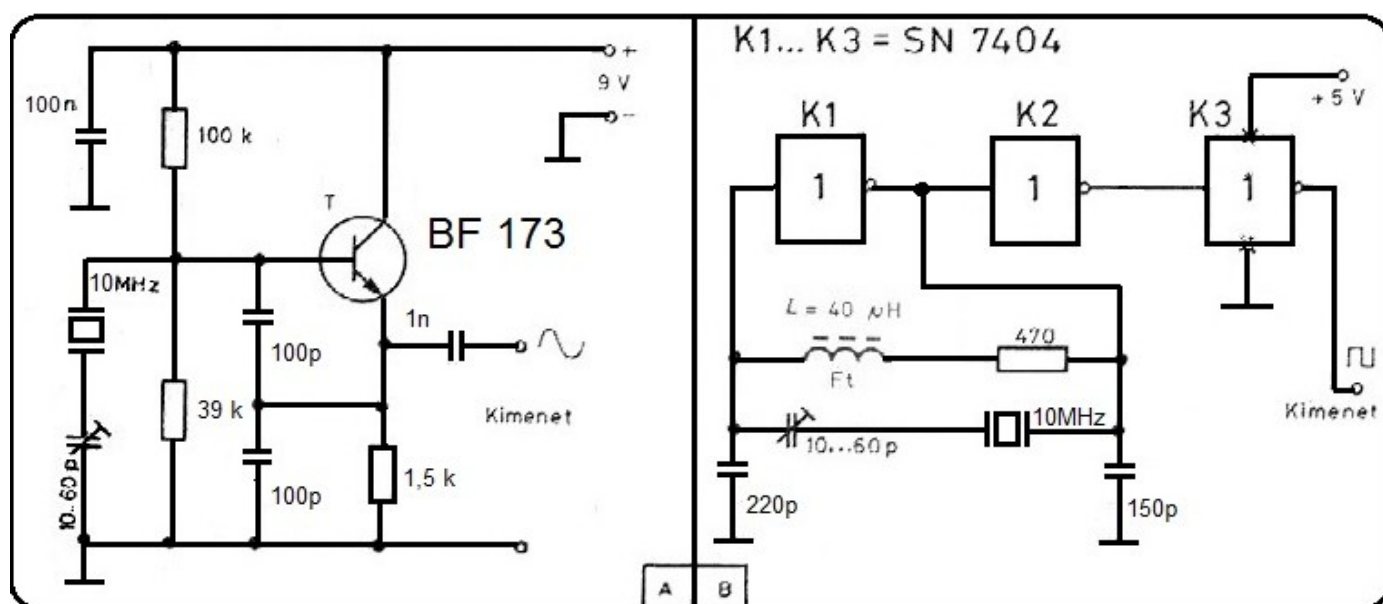


1.15. ábra

CMOS integrált áramkörös 1MHz-es kvarcoszcillátorok változatai

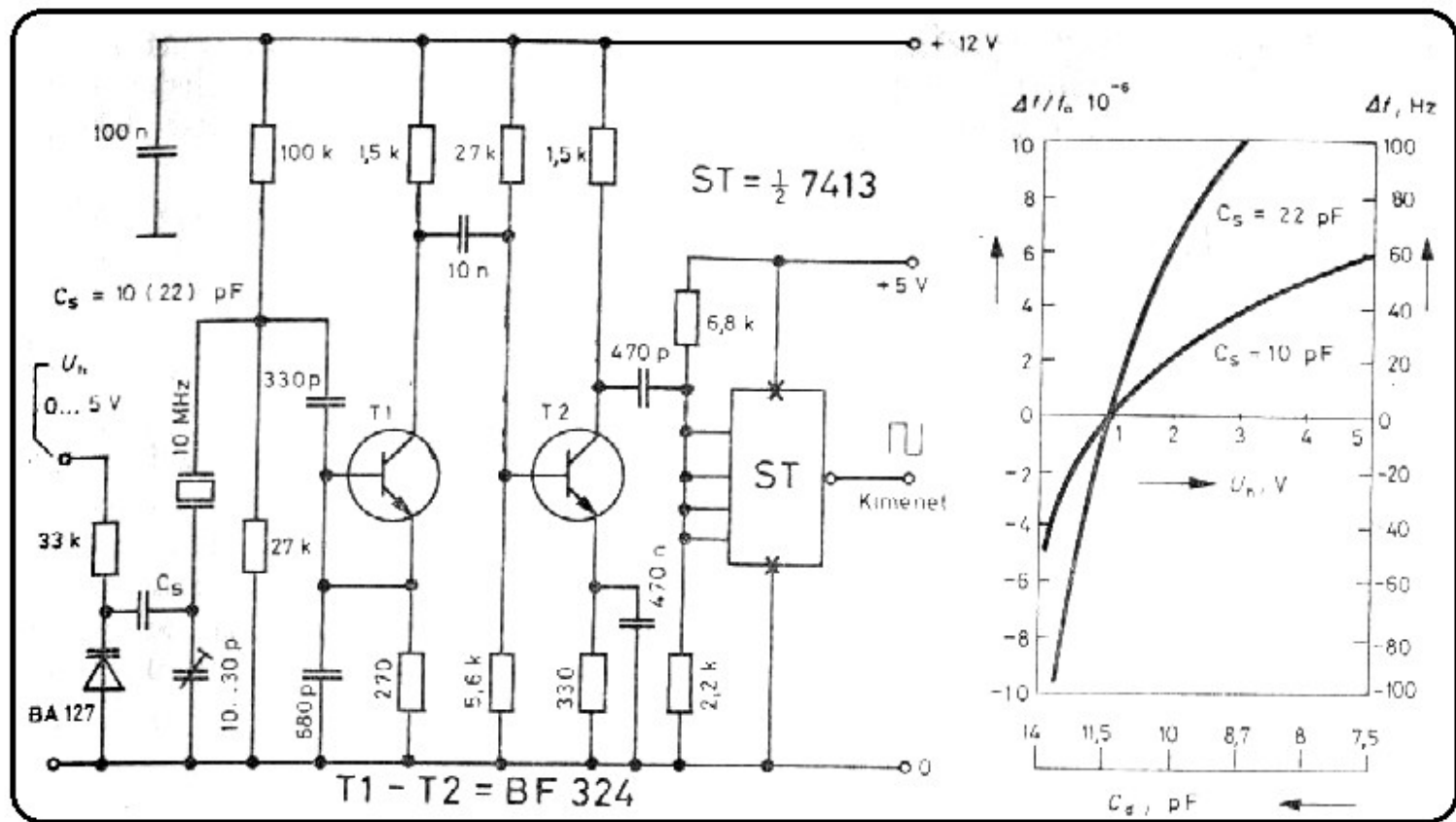
oszcillátorkapcsolást elhelyezzük egy nagyon jól hőszigetelt, elektromosan fűtött terű zárt védőházban, amelynek belső hőmérsékletét elektronikus szabályozóval állandósítjuk. A frekvencia pontossága természetesen annál nagyobb, minél kisebb a belső hőmérséklet ingadozása, azaz minél jobb a hőmérséklet-szabályozó működése. Az állandósított hőmérsékletet olyan értéken kell megválasztani, ahol egyébként is kicsi a rezgőkvarc hőmérsékleti tényezője vagy a hőmérsékleti tényezőnek minimumátmenete van. A kvarc termosztát egyik lehetséges megvalósítási formáját, mechanikai elrendezését

az 1.16. ábrán mutatjuk be. Ugyanitt látható egy 4 db műveleti erősítővel, pontosabban egy négyszeres FET bemenetű műveleti erősítővel működő precíziós hőmérséklet-szabályozó kapcsolási vázlat is. A belső hőmérsékletet olyan impulzusüzemű, állandó frekvenciájú elektromos fűtés stabilizálja, amelynél a kívánt beavatkozás impulzus-szélesség-változtatással történik. A hőmérséklet-szabályozás alapjelét, referenciáját a ZTK 6, 8 típusú, nagy stabilitású, hőmérséklet-kompenzált z-dióda feszültségével állítjuk elő. Az LM 135 típusú hőmérsékleti-érzékelő szenzor az átfolyó áram hatá-



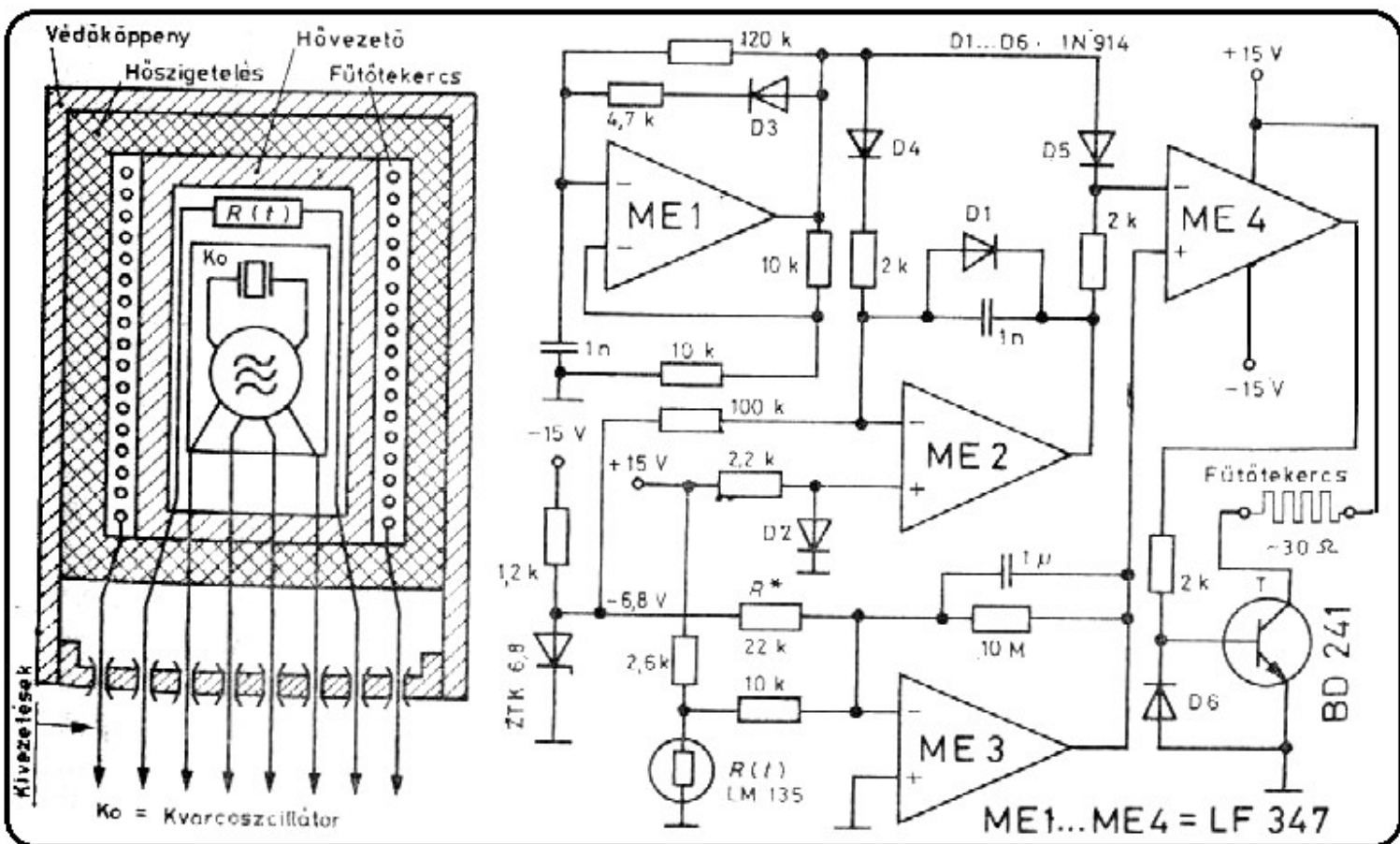
1.16. ábra

Tranzistoros (A) és integrált áramkörös (B) 10MHz-es kvarcoszcillátor kapcsolási vázlat



1.17. ábra

Varikap hangolású, 10MHz-es kvarcoszcillátor kapcsolási vázlata és a hangolás feszültségfüggésének diagramjai



1.18. ábra

Kvarc termosztát műhelyrajza és a precíziós hőmérséklet-szabályozó kapcsolási vázlata

sára a belső hőmérséklettel arányos feszültség keletkezik. Az ME3 műveleti erősítő összegezőkapcsolásban összehasonlítja az R^* ellenállással meghatározott, a kívánt hőmérsékletnek megfelelő referenciaáramot a szenzor kapocsfeszültsége által megszabott ($10\text{ k}\Omega$), a mindenkor tényleges hőmérsékletnek megfelelő árammal. Mivel ez a két áram ellentétes irányú, az ME3 kimeneti feszültsége a kívánt és a tényleges hőmérséklet közötti különbséggel lesz arányos.

Az ME2 áramkör lineáris integrátor, ami a referenciafeszültségből származó állandó áramból ($100\text{ k}\Omega$ -os ellenállás) fűrészfeszültséget állít elő. Ezt a fűrészfeszültséget az ME1 áramkörös impulzusoszillátor jelei periodikusan megszakítják, ill. alapértékre visszaállítják. A fűtőtestet tápláló teljesítménytranzisztor meghajtását az ME4 műveleti erősítő

biztosítja. A tranzisztor addig vezet áramot, míg a komparátorként funkcionáló ME4 neminvertáló bemenetén a hibajel értéke nagyobb az invertáló bemenetre kapcsolt fűrészfeszültségnél. Ily módon a fűtőtest periodikusan bekapcsolódik, s egy perióduson belül az áramvezetés ideje a fennálló hőmérséklet-eltéréstől függ. Az R^* ellenállás $22\text{ k}\Omega$ -os értékénél és LM 135-ös szenzor használatánál a szabályozott hőmérséklet kb. $+50\text{ }^\circ\text{C}$. A termosztát jó hőszigetelése és a belső hővezetés, valamint a hőcsatolás jó kialakítása esetén a szabályozás pontossága várhatóan jobb lesz, mint $\pm 0,05\ldots 0,1\text{ }^\circ\text{C}$. A bemutatott kapcsolás a megadottól eltérő típusú alkatrészekkel is megépíthető, s ha az elvi működésre ügyelünk, a várt eredmény nem marad el.

1.4

A logikai vezérlő

Mind az egyszerű, mind a bonyolult, több célú digitális frekvenciamérők működése meghatározott műveletek szigorú sorrendben való végrehajtásán alapul. Az egyes funkcionális egységek működésbe hozatala, egymáshoz való kapcsolódásuk megfelelő sorrendű létrehozása a logikai vezérlőegység feladata.

A röviden vezérműnek is nevezett központi egység az időalap jeleiből előállítja vagy kiválasztja a méréshatárt meghatározó kapujelét, és mint egy fixen programozott automatikus rendszer gondoskodik a mérések egyszeri lefutásáról vagy ciklikus ismétléséről. A mérőrendszeren belüli információ átadás—átvétel vagy az egyes műveletek végrehajtása is olyan impulzusjelek hatására történik, amelyeket a vezérmű az előírt sorrendben, időpontban és a kívánt formában állít elő.

Az 1.19. ábrán egy olyan egyszerű vezérmű kapcsolási vázlatát mutatjuk be, amit önállóan is és kisebb módosításokkal is gyakran alkalmaznak digitális frekvenciamérőkben. Az időalapból érkező, a K kapcsolóval a kívánt mérési időnek megfelelően megválasztott kvarcpontos frekvenciájú négyszögfeszültség minden egyes felfutó éle billenti az FF1 D flip-flop áramkört. Ha a kiválasztott időjel 1 Hz -es, akkor az FF1 pontosan 1 másodpercenként változtat állapotot. Ennek

megfelelően a Q kimenethez csatlakozó G jelű kapu ciklikusan 1 s -ig nyitva, 1 s -ig pedig zárva van. A bemenetre adott ismeretlen frekvenciájú jelből az Ef erősítő és az Ff formálófokozatokból képzett azonos frekvenciájú impulzusok 1 s -os időkihagyásokkal 1 s időtartamban jutnak be a számlálóba. Ha az 1 s -os szünetidőkből a számláló tartalmát átíratjuk memóriába (tárolóba), majd a számlálót nullázzuk, belőle a mérés eredményét töröljük, akkor a következő 1 s -os mérési ciklus kezdetén $000\ 000$ állapotban fogadja a bemenő jeleket, azaz kész az impulzusszámlálás megismétlésére. Mivel a mérési idő kerekén 1 s , a számlálóba begyűjtött, a felszámlált impulzusok, négyszögjelek darabszáma pontosan azonos az f_x mérendő frekvencia Hz -ben definiált értékével.

Egy-egy mérési időtartam befejezésekor az FF1 -Q kimenete H szintről L-re. a Q kimenet pedig L szintről H-ra változik. A Q kimenet pozitív irányú szintváltása, $L \rightarrow H$ átmenete megindítja az MF1 monostabil multivibrátort a B bemenetén. Ennek eredményeként létrejön az MF1 kimenetein egy kb. 300 ns széles impulzus, amit a tároló aktiválására, a számlálók tartalmának átíratására lehet használni. Az MF1 időzítésének végén, amikor az átírás már biztosan megtörtént,

