

# Nagy alakhűségű vizsgáló impulzus előállítása

ETO 621.317.72.09:621.374.018.782.4

Az alábbiakban ismertetett impulzus előállítási módszert analóg feszültség—komparátorok méréséhez dolgoztuk ki, de egyéb esetekben is jól használható.

Az egyértelmű tárgyalásmód érdekében előjáróban összefoglaljuk a legfontosabb fogalmakat, tudnivalókat.

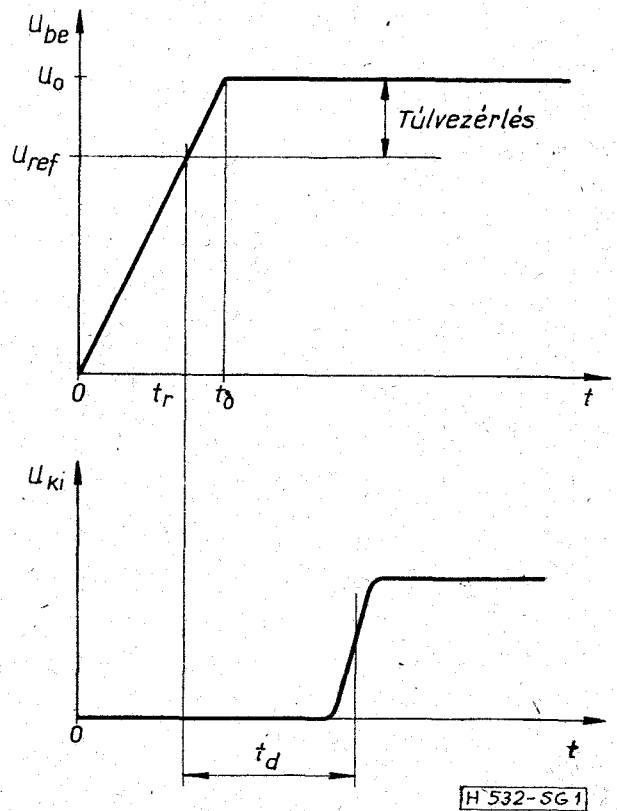
Analóg feszültség komparátorok késleltetési idejét a jebemenetre adott, egységugrást közelítő impulzussal mérik. Túlvezérlésnek nevezzük azt a feszültségértéket, amellyel a bemenő impulzus meghaladja a referencia bemenet szintjét. Az 1. ábra alján levő időfüggvény a komparátor kimenő jele,  $t_d$ -vel a késleltetési időt jelöltük.

A késleltetési idő elsősorban a túlvezérlés mértékétől függ, ezért a túlvezérlést állandó értéken kell tartani, azaz a jebemenetre adott feszültségnek a referenciaszint ( $U_{ref}$ ) elérése után gyorsan, a legkisebb eltéréssel kell megközelítenie az állandósult értéket. Az 1. ábra idealizált vizsgáló jelet mutat. Célunk, hogy ezt a függvényt minél pontosabban közelítsük meg. Túllövéstől, berezgéstől mentes impulzust szeretnénk előállítani, amelynél a felfutó és állandósult szakasz átmenete nem „legömbölyített”, hanem „éles”, „sarkos”.

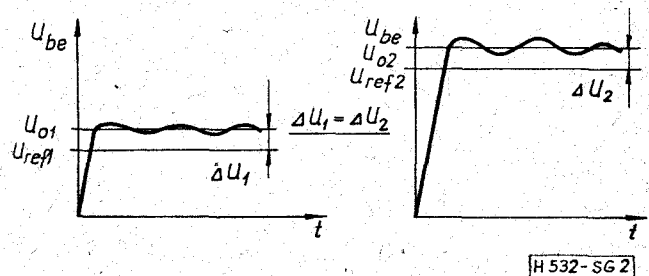
A felfutás linearitására általában nincs szigorú előírás. A  $t > t_0$  tartományban követelmény: az állandósult érték megközelítésének hibája a beállított túlvezérléshez ( $U_0 - U_{ref}$ ) képest legyen kicsi. Egy további engedményt tehetünk: a  $t_0$  időpontot közvetlenül követő olyan rövid időtartományban, amely a késleltetési időhöz képest elhanyagolható, az állandósult értéktől ( $U_0$ ) az előzőnél nagyobb eltérés is felléphet.

Katalógusok és adatlapok az impulzussal mért késleltetési időt rendszerint csak 100 mV bemenő feszültségugrásnál adják meg. Ennek magyarázata kézenfekvő, melyre adatlapokon utalást is találunk. A bemenő jel amplitúdójától függetlenül csak akkor várhatunk azonos késleltetési időt, ha a túlvezérlés nagysága abszolút mérészámban kifejezve minden esetben ugyanakkora. Kisebb jelszintéknél a túlvezérlési tartománynak kisebb %-át teszi ki az amplitúdóval arányos túllövés, berezgés, ezért ilyenkor könnyebb a túlvezérlés mértékének ingadozását kis értéken tartani, ami a reprodukálható mérés egyik feltétele (2. ábra).

Sok esetben kíváncsi vagyok, hogy az áramkör néhány V-nyi feszültségváltozást is helyesen dolgozzon fel. Ilyenkor a felhasználó számára nem ad megnyugtató képet a 100 mV-os impulzussal végzett mérés eredménye. Nem biztos, hogy azonos túlvezérlés mellett ugyanolyan kis késleltetési időt mérhetünk nagy bemenő jeleknél, mint kis jeleknél.



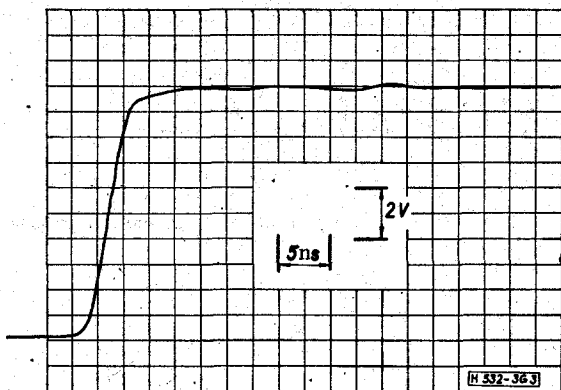
1. ábra. Az ideális vizsgáló impulzus és a komparátor kimenő jele



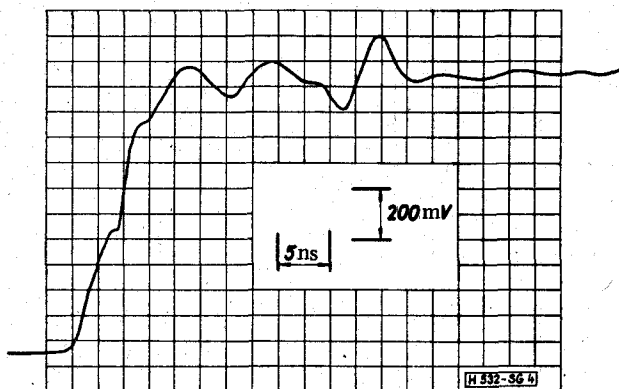
2. ábra. A túlvezérlés állandó értéken tartásának nehézsége a bemenő jel amplitúdó növelésekor

Feladatunk volt egy nagy bemenő impedanciájú (FET bemenetű),  $\pm 10$  V feszültségtartomány feldolgozását lehetővé tevő, 100 mV-os túlvezérlésnél várhatóan 10 nsec késleltetési idejű komparátor vizsgálata.

Az általunk ismert impulzusgenerátorok közül egyik sem felel meg erre a célra. Hullámforma—torzításuk elérheti az 5%-ot. Ez pl. már 5 V impulzus amplitúdónál is 250 mV ingadozást jelent, amely a kívánt állandó túlvezérlésnek (100 mV) nemhogy töredéke,



3. ábra. Az EH Kutató Laboratórium 135 A típusú generátorának 10 V-os impulzusa



4. ábra. A 3. ábrán látható impulzus „tetejének” elektronikus kinagyítása

hanem többszöröse. Példaképpen a 3. ábrán látható egy jóminőségű impulzugenérátornak, az EH Research Laboratory termékének (135 A típus) jelalakja. A 3. ábra egy +10 V-os impulzus képe. Az állandósult szakaszt jobban megfigyelhetjük a 4. ábrán, amely mintegy az impulzus „tető” elektronikus kinagyítása. A „hullámozás” amplitúdója csúcstól-csúcsig mérve 290 mV, emiatt alkalmatlan e generátor a már említett komparátor vizsgálatára. Megfelelően kis amplitúdót beállítva természetesen már használható, mert a „hullámozás” és az impulzus amplitúdója arányosan csökken.

Mivel az irodalomban nem találtunk kellő útmutatást e feladat megoldására, ezért a mérési problémákat önállóan kíséreltük megoldani. Méréstechnikai műfogásokkal a nsec-os időtartományban nem látzott célravezetőnek kísérletezni, inkább egy megfelelő vizsgáló jel előállítására törekedtünk.

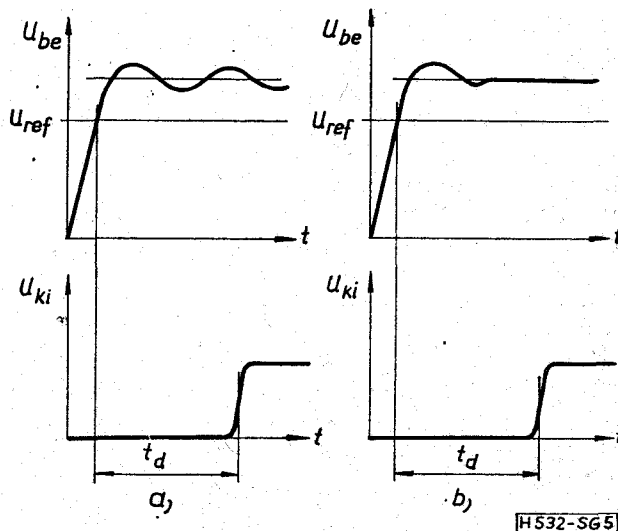
Az impulzust valamilyen módon számszerűen jellemoznünk kell. A felfutó szakaszt legelőször a szokásos módon a 10 és 90%-os pontokhoz tartozó felfutási idővel, vagy a jelváltozás mértékével (slew rate) megadni. Az impulzusgenerátoroknál használatos hullámformatorzítás keveset mond számunkra, mert arra nem ad felvilágosítást, hogy az idő függvényében milyen mértékben csökken a jeltorzulás, milyen gyorsan közelítjük meg az állandósult értéket. Az 5a ábra komparátorok vizsgálatára alkalmatlan, az 5b ábra pedig egy elfogadható vizsgálójelet mutat, bár

mindkettő hullámformatorzítása azonos. A továbbiakban az alakhűség kifejezést használjuk, amelynek számszerű megadási módja: néhány — valamilyen referencia ponttól számított — időpontban előírjuk az eltérést az állandósult értéktől %-ban, vagy feszültségértékben kifejezve.

A nagy alakhűségű impulzus egyéb vizsgálatoknál is jó szolgálatot tehet. Álljon itt csupán két példa.

Az időtartományban végzett reflexiós méréseknél (time domain reflectometry, TDR) az impulzus „tető” „hullámozása” zavarja a reflektált jelek kiértékelését. A nagyobb alakhűségű jelen kisebb reflexiók is kiértékelhetők minden járulékos segédeszköz (pl. iránycsatló) nélkül is. A felfutó és állandósult szakasz „sarkosabb” átmenete lehetővé teszi az időablak csökkentését is, azaz a generátortól a vizsgálni kívánt eszközözig rövidebb úton vezethetjük az impulzust. Így az átvitel során létrejött csillapítás csökken, nagyobb meredekségű jel jut a mérendő eszközre. Lehetőség van arra is, hogy az oszcilloszkópon megfigyelni kívánt jel „tetejét” elektronikusan kinagyítsuk a később ismertetendő módon, és így még tovább terjeszthetjük a vizsgálati tartományt a kisebb reflexiók irányába.

Műveleti erősítők, követők beállási idejének (settling time) széles körben elterjedt mérési módszerét [1] ismertetni. Néhányszor 10 nsec-nál kisebb beállási időknél ez a módszer már nem használható megnyugtatóan. Ha a feszültségcsúcsokat nem vágjuk le, akkor az oszcilloszkóp feléledési ideje meghamisíthatja a mérést. Ha pedig vágó diódákat használunk az oszcilloszkóp bemenetével párhuzamosan, azok kapacitása a szóban forgó tartományban frekvenciafüggőséget okoz, melyet a kapacitás nemlineáris jellege miatt kompenzációval sem lehet kielégítően csökkenteni. Ilyenkor kisebb hibát követünk el, ha egy megfelelően nagy alakhűségű jelet juttatunk a mérendő áramkör bemenetére, azt ideális egységugrásnak tekintve, a vizsgált eszköz kimenő jelének állandósult szakaszát figyeljük meg a már említett elektronikus kinagyítással.



5. ábra. Azonos hullámforma torzítású bemenő jelek. a) alkalmatlan, b) alkalmas komparátorok vizsgálatához

### 1. A vizsgálójel műszaki adatai és előállításának lehetőségei

Olyan impulzusra van szükségünk, amelynek feszültsége változtatható, max. amplitúdója legalább 10 V, polaritása átkapcsolható. Az alakhűsége nézve következőket kívánjuk: a túlvezérlés kezdetének időpontjától (az 1. ábrán  $t_1$ ) számított 2...3 nsec eltelté után maximum 20...30 mV lehet az eltérés az állandósult értéktől. Ezt a követelményt természetesen a maximális amplitúdónál is teljesíteni kell. 10 V amplitúdó esetén a megengedett hiba 0,2...0,3% lehet.

A felfutási idő megválasztásánál szempontunk az, hogy a 10 V amplitúdójú impulzus jelváltozása mereksége legalább 2500 V/ $\mu$ sec legyen. Így az impulzusgenerátorunk a kitzúzott célon kívül egyéb nagysebességű áramkörök vizsgálatára is a legtöbb esetben megfelelő lesz. A felfutási idő tehát max. 4 nsec lehet.

Az impulzust a mérendő eszköz bemenetének közvetlen közelében kell előállítanunk. Ha távolabb vezetnénk, akkor a rendelkezésre álló — egyébként jó minőségű — kábelek, csatlakozók és lezárások reflexiója a jel alakhűségét nagymértékben rontaná.

A mérendő eszköz nagy bemenő ellenállású ugyan, de a bemenő kapacitása néhány pF. Ezért a fenti műszaki adatokat 5 pF terhelő kapacitáson mérve is teljesíteni kell.

A szűkebb értelemben vett impulzuselőállítás kivül még további feladatok is megoldásra várnak. Valamilyen módon ellenőrizni kell az előállított jel alakhűségét, amihez rendszerint mintavevő oszcilloszkópra van szükség. A mintavevő oszcilloszkópok legtöbbje külső szinkronizáló jellel indítható, ezért erről is gondoskodnunk kell.

A megvalósított generátor ismertetése előtt, a teljesség igénye nélkül, számba vesszük az egyes részfeladatok megoldására kínálkozó lehetőségeket.

Kis felfutási idejű impulzus előállításáról tudósít a [2] közlemény. Tunnel-diódával készült a generátor, s ez magában rejtja a módszer hátrányát: nem állítható elő elég nagy és szabályozható amplitúdójú impulzus. A cikk nem garantál 6 nsec elteltével 1%-nál jobb alakhűséget. Előnye viszont, hogy pretrigger jel képezhető.

Nagy és változtatható amplitúdójú (akár 100 V-os) impulzusok hozhatók létre kis terhelő ellenálláson is lavina üzemmódú tranzisztorttal [3]. Töltéstároló diódákkal formálják a jelet, s így a nsec tört része alatti felfutási időt érnek el. Az alakhűség azonban nem kielégítő. Pretrigger jel nem használható az oszcilloszkóp szinkronizálására, mert a tranzisztort indító jel megjelenése után az impulzus létrejöttének időpontja elég nagy szórást mutat. Itt és hasonló esetekben két szinkronizálási mód közül választhatunk. Használhatjuk a véletlen mintavételezést, vagy késleltető művonalon keresztül vezetjük a megfigyelni kívánt jelet az oszcilloszkóp függőleges erősítőjére. A véletlen mintavételezés hátránya, hogy különleges oszcilloszkópot, vagy külön erre a célra készített vízszintes elterítő rendszert igényel. A késleltető művonal jelentős jeltorzulást okoz. A lavina üzemmódú tranzisztros impulzusgenerátor alakhűsége amúgy sem kielégítő, ezért mindenképpen szükség van jelformálásra. A szerzők ezt az utóbbi szinkronizálási módot választották. A már említett töltéstároló diódák javítják

ugyan az alakhűséget is, de az céljainkra még távolról sem megfelelő.

Tág tartományban változtatható amplitúdójú, a psec-os tartományba eső felfutási idejű impulzusokat igen egyszerűen nyerhetjük reed relével. Ha az eszköz koaxiális kiképzésű, akkor az alakhűség a korábban említett tunnel-diódás megoldáshoz hasonló lesz. A szinkronizálás azonban ugyanolyan problémákat vet fel, mint amit az előző esetben láttunk. A [4] közlemény egy megoldást ismertet reed relével előállított, kis felfutási idejű, jó alakhűségű impulzus előállítására. Az impulzus oszcilloszkópos felrajzolására véletlen mintavételezést használ. Ennek az eljárásnak hátránya, hogy órákat vesz igénybe az impulzus megjelenítése, mert a relé csak kis ismétlődési frekvenciával gerjeszthető. Eközben már jelentős hibát okozhat az oszcilloszkóp erősítőjének nullpont vándorlása. Más esetekben, amikor az ismétlődési frekvencia jóval nagyobb, pl. lavina üzemmódú impulzusgenerátornál, a bonyolultságát leszámítva kiváló lehet ez az eljárás is. Az [5] cikk jól illusztrálja azt a nagy erőfeszítést, amely arra irányult, hogy a reed relével előállított impulzus jó minőségű legyen a legkevésbé rontsák le a jelalak megfigyelésénél. A veszteségek csökkentése érdekében folyékony He-ba mártott, speciális kiképzésű késleltető művonnallal tették lehetővé a félfutó él megfigyelését, és az elfogadhatóan kis jelalaktorzulást.

A megfelelő eljárás kiválasztásakor elsődleges szempontunk az egyszerű, olcsó, gyors elkészítés volt. Ezért döntöttünk a reed jelfogó mellett. Tömegmérésekről lévén szó a véletlen mintavételezés nagy időigénye miatt nem jöhetett szóba. Úgyszintén el kellett vetnünk speciális késleltető művonal és hűtő közeg használatát is. Egyedüli megoldásként maradt: egyszerű késleltető művonalon keresztül vezetni a jelet a mérendő áramkörre és az oszcilloszkópra, a művonal után jelalakformálást végezni olyan mértékben, hogy a szükséges alakhűséget elérjük. Mivel a művonal jelentősen rontja az impulzus minőségét, nem volt érdemes koaxiális reed-et használni. Ez tovább egyszerűsítette a kivitelezést.

A művonal torzításának csökkentésére [6] közül egy eljárást: lineáris RLC tagokkal igyekszik kompenzálni a tápvonal veszteségeit. Bár jelentős javulást ér el, de az impulzusátvitel minősége céljainkra nem felel meg, mert  $\pm 2\%$  ingadozás lép fel az állandósult érték körül. A korrekciós tagok számának növelésével a hiba csökkenthető ugyan, de a pontos beállítás egyre körülményesebb lesz. Célszerűbb esetünkben kihasználni azt a tényt, hogy nem tetszőleges jelalak kis torzítású átvitele a feladatunk, hanem egy speciális időfüggvény (1. ábra) létrehozása. Ilyen megvilágításban kézenfekvő, ha a lineáris jelalakformálás helyett nemlineáris elemekkel kísérjük meg az eltorzult jelből a kívánt időfüggvényt előállítani. Erre a célra diódás vágó áramköröket használunk.

Nem említettük még az alakhűség ellenőrzésének módját. A fejezet elején láttuk, hogy 10 V amplitúdónál az állandósult értéket max. 0,2...0,3% hibával kívánjuk megközelíteni. Ennek ellenőrzéséhez célszerű legalább 0,1% pontossággal megfigyelni a jelet.

Mintavevő oszcilloszkópoknál lehetőség van arra, hogy az alapvonal eltolásával, a függőleges erősítőnek akár a legérzékenyebb állásában is, mV-os pon-

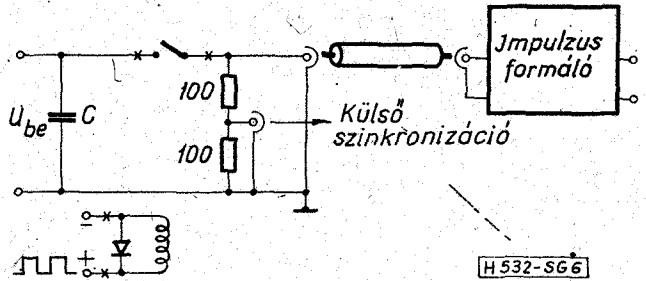
tossággal megfigyelhessük egy 1...2 V-os impulzus tetejét a feléledési idővel kapcsolatos problémáktól mentesen. Így a 0,1% pontosságú mérés optikai nehézségeit kiküszöbölhetjük ugyan, de egyáltalán nem lehetünk biztosak abban, hogy a 4 nsec-os felfutást közvetlenül követő 2...3 nsec elteltével a mérőrendszer saját tranziensei 0,1%-nál kisebb hibát okoznak. Erről méréssel sem tudunk meggyőződni, mert erre alkalmas impulzusgenerátort nem készítenek.

A problémát oly módon kerüljük meg, hogy egy kapu áramkörrel kiválasztjuk az impulzus tetejét, s ezt a már kisebb amplitúdójú jelet vesszük szemügyre. Ha pl. a 10 V-os impulzus tetejének 1 V-os sávját kapuzzuk ki, akkor ezt a leválasztott jelet elegendő 1% pontosan megfigyelni. Ez már megfelelő oszcilloszkóp birtokában kellő gondossággal és körültekintéssel a választott 4 nsec felfutási idő mellett biztosítható. Elsősorban olyan jelalakvizsgáló alkalmas erre a célra, amely a mintavevő áramkört is tartalmazó mérőfejjel rendelkezik, s ennél fogva nem szükséges a mérendő jelet kábellel az előlapig vezetni. A kábel és lezárások okozta elkerülhetetlen reflexiók ugyanis 1%-nál nagyobb hibát eredményezhetnek. A mérőfejek rendszerint nagy bemenő impedanciájúak, ezért a vizsgáló eljárást csak ilyen esetre dolgoztuk ki. Természetesen a kapuáramkört és a mérőfej csatlakozási pontját, a mérendő áramkör bemenetéhez hasonlóan, a lehető legközelebb kell tenni a nagy alakhűségű impulzus előállítási helyéhez.

A kérdés most már csak az, hogy milyen határfrekvenciájú oszcilloszkópra van szükség, illetve milyen az oszcilloszkóp impulzusátvittele. A katalógusok, gépkönyvek ezen a téren szűkszavúak, ha van is adat, az rendszerint csak kisebb-nagyobb pontossággal írja le az igen meredek felfutású, egységugrást közelítő bemenő jelre adott válaszfüggvényt. Ez tulajdonképpen a vizsgáló rendszer átmeneti függvénye. Olyan részletességgel nem közlik a függvény menétét, amelynek alapján számítással meg határozhatnánk az esetünkben várható kimenő jelet. A levágási meredekség ismeretében is kiszámíthatnánk a bemenő jelünkre adott választ, de erre még kevesebb adatunk van. Mindenesetre ez utóbbi módszerrel megadhatunk egy alsó határt. Ha olyan átviteli függvényt tekintünk, amelynek egy valós pólusa van, akkor kiszámítható, hogy az 1. ábrán látható bemenő jelet (a kapuzás utáni jel alakja hasonló az eredeti függvény menetéhez)  $t_0$  után 2...3 nsec múlva csak akkor közelítjük meg 1%-nál pontosabban, ha a rendszer határfrekvenciája legalább 200 MHz. A számítás során  $t_0 = 4$  nsec-mal számoltunk, bár a kapuzott jel elvileg jóval kisebb felfutási idejű. A magyarázatot a következő fejezetben találjuk. Belátható, hogy a gyakorlati esetekben ennél csak kedvezőtlenebb a levágási meredekség alakulása, ezért célszerű legalább 500...1000 MHz határfrekvenciájú oszcilloszkópot használni. Pontosabb felvilágosítást kaphatunk rezgésvizsgálónk alkalmasságáról, ha a függelékben közölt elvi megfontolás alapján ellenőrző mérést végzünk.

## 2. A megoldás részletes ismertetése

A reed jelfogóval készült impulzuskeltőt és a külső szinkronizálás csatlakoztatási módját a 6. ábrán



6. ábra. Az impulzuskeltő felépítése és a külső szinkronizálás, késleltető művonal csatlakoztatási módja

láthatjuk. Feltüntetjük a késleltető művonalat is, melyet az impulzusformáló követ.

A jelfogóval az  $U_{be}$  egyenfeszültséget kapcsoljuk a késleltető művonalra. Az impulzus polaritása az egyenfeszültség kapcsok megcserélésével megfordítható. A C kondenzátor feladata a tápvezeték inductívának hatástalanítása. A jelfogót egy kb. 100 Hz ismétlődési frekvenciájú impulzusgenerátorral járattuk.

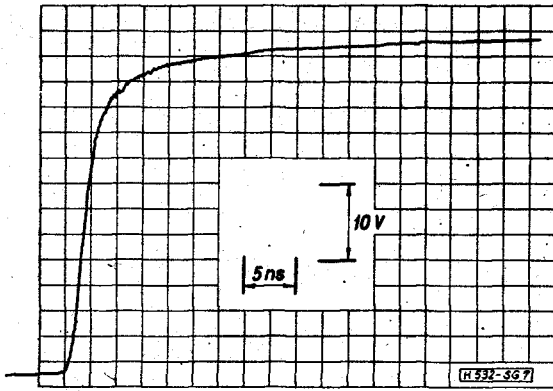
A vázolt megoldásban csak az érintkező zárása után kapunk kis felfutási időt, a bontást követően viszonylag lassan csökken a feltöltött késleltető művonal feszültsége nullára. Az ismétlődési frekvencia kicsi, így elegendő idő áll rendelkezésre, hogy az újabb érintkezőzárás előtt gyakorlatilag teljesen töltésmentes legyen a rendszer.

Az általunk használt oszcilloszkóp szinkron bemenete 50  $\Omega$  bemenő ellenállású. 50  $\Omega$  hullámellenállású koaxiális kábelt használva az ábrán feltüntetett osztó ellenállásokkal a készülékünk felől is megvalósíthatjuk az illesztett lezárást, legalábbis zárt érintkezőnél. Ennek nagyobb jelentősége akkor lenne, ha a másik oldalon nem biztosíthatnánk az illesztést.

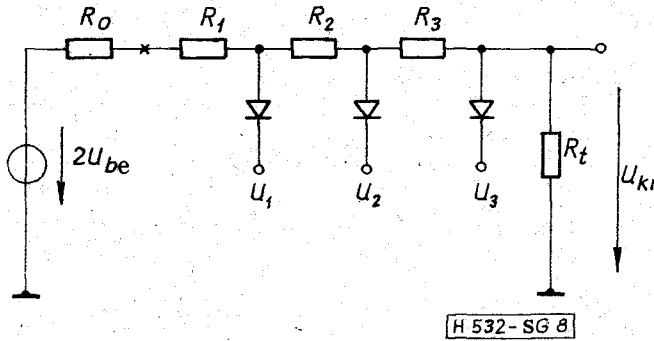
Késleltető művonalként egy 35 m hosszú, átlagos minőségű koaxiális kábelt alkalmazva 150 nsec késleltetési időt értünk el. Ezzel a felfutást megelőző kb. 30 nsec idő alatt is vizsgálható a jelalak. A kábel hullámellenállása 75  $\Omega$ , bár ennek különösebb jelentősége nincs, annál is inkább, mert egyik oldalon sem törekszünk illesztésre. A jelfogó érintkezőjének zárását követően az  $U_{be}$  feszültség hullám végigvonul a tápvonalon, a jelformáló felőli végen értéke megváltozik a reflexiós tényezőtől függően, s mindaddig változatlan ezen a ponton a feszültség, ameddig az itt visszaverődött hullám a jelfogónál ismét reflektálódva vissza nem jut a jelformáló bemenetére. Körülbelül 300 nsec-ig állandó a feszültség a jelformáló bemenetén, ez az idő pedig elegendő arra, hogy a felfutás után lejátszódó jelenségeket megfigyelhessük a vizsgálandó eszközön, áramkörön. Ha a jelformálónál a feszültség reflexiós tényező pozitív, akkor a 300 nsec letelte után csak kisebb amplitúdójú feszültség léphet fel, így biztosítható, hogy a vizsgálandó áramkör, vagy éppen a jelformáló bemenetén túlfeszültségek ne lépjenek fel.

A 7. ábra mutatja a késleltető művonal kimenő jelet. Nyilvánvalóan szükséges a jelformálás, amelyet szintmegfogó diódákkal végzünk a 8. ábrán vázolt módon.

A nagymérvű jeltorzulás miatt egyfokozatú vágas nem elegendő, de három lépésben már elérhetjük a kitűzött célt. A késleltető művonalat  $R_0$  hullám-



7. ábra. A késleltető művonal kimenő jele formálás nélkül



8. ábra. A jelformálás vázlatos elrendezése

ellenállásával és egy generátorral helyettesítettük, melynek feszültsége a jelfogóval kapcsolt feszültség kétszerese, annak megfelelően, hogy üresjárásban a reflexió tényező +1. A tápvonalnak ez az egyszerű modellezése csak addig engedhető meg, amíg az impulzuskeltő felől az első reflektált hullám a jelformáló bemenetére nem ér (300 nsec), de számunkra ez az időtartomány elegendő. A vonal veszteségeinek, jel-torzító hatásának figyelembevétele: úgy tekintjük, hogy a jelfogó a 7. ábrán látható jelet kapcsolja (a tényleges egyenfeszültség helyett), és így a tápvonalat a számítások során veszteségmentesnek tetelezhetjük fel.

Az  $R_t = 100 \Omega$  terhelő ellenállást azért iktatjuk be, hogy ehhez képest a mérendő áramkör bemenő kapacitása már csak elhanyagolható terhelést képviseljen. A többi ellenállást is hasonló értékűre célszerű felvennünk, mert különben a leosztás megnövekedése miatt túl nagyra kellene  $U_{be}$  értékét választani. A jó határolás érdekében nagyobb értékek kedvezőbbek lennének. A megépített kapcsolásban  $R_1 = R_2 = 100 \Omega$  és  $R_3 = 56 \Omega$ .

A diódával szemben támasztott legfontosabb követelmény: vezetésmodulációja [7...11] elhanyagolható, vagy nagyon kicsi legyen, mert ellenkező esetben túllövés keletkezik. A jó határolás érdekében kívánatos a kis nyitóirányú ellenállás; a felfutási idő szempontjából pedig a kis záróirányú kapacitás. A planár epitaxiális diódák kis soros ellenállásúak, kis záróirányú kapacitásuk van, vezetésmodulációjuk is a legkisebb a p-n átmenetű diódák közül [7, 8]. Azonban még ezekkel a diódákkal is a megengedettnél jóval nagyobb túllövést kapnánk. Fém-félvezető átmenetnél

elvileg nem lép fel vezetésmoduláció [12, 13], ezért a HP 5082-2800 típusjelű diódára esett választásunk. Záróirányú kapacitása kellően kicsi (max. 2 pF), azonban soros ellenállása nagy: 25...30  $\Omega$ . Ez is hozzájárul ahhoz, hogy 3 fokozatú jelformálás szükséges.

A nyitóirányú áramot egy határ fölé növelve a parazita diódák kinyitnak [7], ez vezetésmodulációval jár együtt. Ennek a ténynek figyelembevételével a 2. és 3. dióda maximális nyitóirányú áramát 5 mA-re vesszük fel. Ez abból a szempontból is kedvező, hogy a dióda kivezetései által képviselt soros induktivitáson fellépő tranziens feszültség okozta túllövés is elhanyagolható. Az 1. dióda maximális áramát 20 mA-re választjuk. Az első fokozatban fellépő túllövés kevésbé zavaró, mert ezt további jelformálás követi. A nagyobb áram felvétele azért kedvezőbb, mert értékét pontosabban tudjuk tartani az ellenállások, tápfeszültségek szórása ellenére is.

A választott típus soros ellenállását (amely a kristály tömb, s nem az átmenet ellenállása) átlagosan 28  $\Omega$ -nak mértük. Emiatt csak kb. 1 mA-nél kisebb nyitóirányú áramoknál tekinthetjük exponenciálisnak a karakterisztikát. Mivel ennél nagyobb mértékben vezéreljük a diódákat, lineáris töréspontos karakterisztikával fogjuk a számításokat végezni. Úgy közelítjük a diódát, hogy csak 0,4 V-nál ( $U_0$ ) nagyobb feszültségnél kezd vezetni, nyitóirányú ellenállását ( $r_s$ ) konstans értéknek, 28  $\Omega$ -nak tekintjük.

A diódák és a 8. ábrán feltüntetett ellenállások ismeretében kiszámíthatjuk a diódákat előfeszítő és a jelfogóval kapcsolandó feszültségeket.  $U_1, U_2, U_3$ -mal a diódák maximális nyitóirányú áramát jelöljük. A számítási részletek mellőzésével a végeredmények:

$$U_3 = U_{ki} - U_0 - r_s I_3 \quad (1)$$

$$U_2 = U_{ki} \left( 1 + \frac{R_3}{R_t} \right) + R_3 I_3 - U_0 - r_s I_2 \quad (2)$$

$$U_1 = U_{ki} \left( 1 + \frac{R_3 + R_2}{R_t} \right) + R_3 I_3 + R_2 (I_2 + I_3) - U_0 - r_s I_1 \quad (3)$$

$$U_{be} = \frac{U_{ki}}{2} \left( 1 + \frac{R_3 + R_2 + R_0 + R_1}{R_t} \right) + \frac{R_3 I_3}{2} + \frac{R_2 (I_2 + I_3)}{2} + \frac{(R_0 + R_1)(I_1 + I_2 + I_3)}{2} \quad (4)$$

Az előzőleg felvett adatokkal pl.  $U_{ki} = 9$  V-ra a következő eredményeket kapjuk:

$$U_3 = 8,46 \text{ V} \quad U_2 = 13,8 \text{ V}$$

$$U_1 = 23,4 \text{ V} \quad U_{be} = 22,7 \text{ V}$$

Mivel mindegyik összefüggés  $U_{ki}$  lineáris függvénye, ez egyszerűen lehetővé teszi az impulzus amplitudó folyamatos változtatását. Az egyes diódák előfeszültségét és az  $U_{be}$  kapcsolásra adott feszültséget előállíthatjuk egy-egy összegző műveleti erősítővel. Az impulzus polaritása a diódák kivezetéseinek és az összes egyenfeszültség polaritásának függvénye.

A határolás mértékének ellenőrzése érdekében kiszámítjuk a kimenő feszültséget az idő függvényében. A bemenő feszültség növekedésekor kezdetben egyik dióda sem vezet, a 7. ábra jelét az alábbi osztási-

szonnyal szorozva formátlanul visszkapjuk:

$$a_0 = \frac{R_t}{R_t + R_0 + R_1 + R_2 + R_3} = 0,232.$$

A 3. dióda kinyitását követően a további bemenő feszültség növekedésre nézve a következő osztásvi-szonyt kapjuk:

$$a_1 = \frac{r_s \times R_t}{r_s \times R_t + R_0 + R_1 + R_2 + R_0} = 0,062.$$

Ez mindaddig érvényes, amíg a 2. dióda ki nem nyit. Ezután a leosztás:

$$a_2 = \frac{r_s(r_s \times R_t)}{r_s(R_0 + r_s \times R_t) + (r_s + R_3 + r_s \times R_t)(R_0 + R_1 + R_2)} = 0,0196.$$

Ha a bemenő jel akkora, hogy az 1. dióda is vezet, a további feszültségváltozásra nézve az alábbi leosztást kapjuk:

$$a_3 = \frac{r_s^2(r_s \times R_t)}{(r_s + R_2)(r_s + R_3 + r_s \times R_t) + r_s(R_3 + r_s \times R_t)} = 0,00551.$$

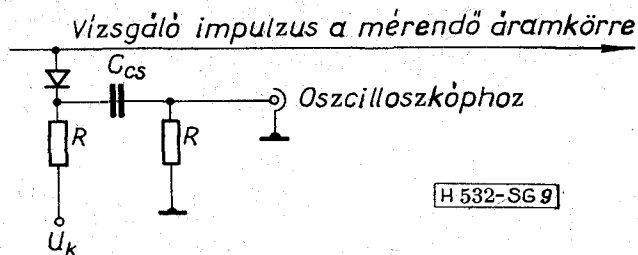
$U_{ki} = 9$  V-ra a számítás eredményét az 1. táblázat tartalmazza.

Az alakhűség ellenőrzéséhez szükséges kapuáramkört a 9. ábrán láthatjuk. Ha az impulzus feszültsége ( $U_k + U_0$ )-nál nagyobb, a dióda vezet,  $r_s \ll R$  esetben a feszültségváltozás teljes egészében az oszcilloszkópra jut.  $C_{cs}$  az egyenfeszültség leválasztására szolgál.

1. táblázat

A kimenő feszültség alakulása az idő függvényében

t[nsec]	$2U_{be}[V]$	$U_{ki}[V]$	Megjegyzés
0,75	3,87	0,9	Egyik dióda sem vezet. A felfutás 10%-os pontja.
1,75	19,4	4,5	Egyik dióda sem vezet. A felfutás 50%-os pontja.
3,5	35	8,1	Egyik dióda sem vezet. A felfutás 90%-os pontja.
5	38,2	8,86	A 3. dióda a vezetés határá-n.
5,25	38,8	9—0,1	A 3. dióda vezet. A 100 mV-os túlvezérlés kezdete.
6,25	39,8	9—0,039	A 3. dióda vezet. A 2. dióda a vezetés határá-n.
7	40,4	9—0,027	A 2. és 3. dióda vezet. Az 1. dióda a vezetés határá-n.
10	42	9—0,018	Mindegyik dióda vezet.
15	43,1	9—0,012	Mindegyik dióda vezet.
20	44,1	9—0,007	Mindegyik dióda vezet.
$\infty$	45,3	9	Mindegyik dióda vezet.



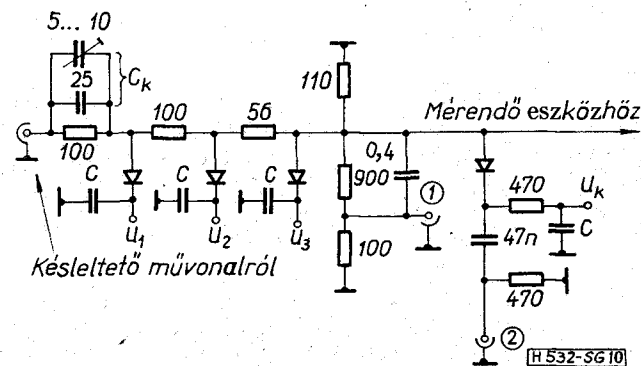
9. ábra. Az elektronikus kinagyításhoz szükséges kapuáramkör

$C_{cs} = 47$  nF és  $R = 470 \Omega$  felvételével biztosítható, hogy 300 nsec alatt a kondenzátor feszültségváltozása elhanyagolható (rövidzárnak tekinthető), az impulzusok közötti szünetben pedig oly mértékben veszít töltéséből, hogy a dióda kinyitásához szükséges feszültséget nem befolyásolja. Az előző okok miatt itt is Schottky diódát használunk. Ezzel az áramkörrel megfigyelhetjük a vizsgálandó jel ( $U_k + U_0$ )-nál nagyobb feszültségű tartományát. Ha  $U_k$  elég nagy, akkor csupán a jel „teteje” látható az oszcilloszkópon, ezzel az elektronikus kinagyítás problémáját megoldottuk.

Eddig a kapuzó dióda záróirányú és az oszcilloszkóp bemenő kapacitását hallgatólagosan zérusnak tekintettük. Valójában 0,5 pF-ra becsülhető a záróirányú kapacitás. A zárófeszültség változása miatt az integrált kapacitással számolunk [7]. Jelalakvizsgálónk bemenő kapacitása 4 pF. A dióda kapacitás eredményeképpen a vizsgálandó jel felfutásának idején már akkor is kapunk kimenő jelet, amikor még a feszültség ( $U_k + U_0$ )-nál kisebb. Az előző adatokkal kb. 9-ed részére leosztva megjelenik a kapu kimenetén a jel felfutó szakasza. Ez különösebben nem zavaró, sőt előnyös, mert már jóval korábban megkezdődik a vizsgálo rendszer kapacitásainak feltöltése, mint ahogy az ideális esetben bekövetkezne. Ez az oka annak, hogy az előző fejezet végén a kapuzott jel felfutási idejére is 4 nsec-ot vettünk fel, amely az eredeti jel felfutási idejével azonos.

Az oszcilloszkóp bemenő kapacitásának eredményeképpen a kapuáramkör kimenő feszültsége negatív irányban csak  $\tau = C_{be}R/2 \cong 1$  nsec időállandóval képes változni (a dióda lezár). Ez esetünkben még elfogadható. A felfutó szakaszban ennek a hatásnak csökkentése érdekében  $U_{kt}$  az alábbiak szerint cél-szerű megválasztani:

$$U_{kt} \cong \frac{C_{be}}{C_{be} + C_z} U_{ki} - U_0.$$



10. ábra. A jelformáló teljes kapcsolási rajza

ahol:  $C_{be}$  az oszcilloszkóp bemenő kapacitása,  $C_z$  a dióda integrált záróirányú kapacitása.

Ha  $U_{ki} = 9\text{ V}$ ,  $U_k \leq 7,6\text{ V}$ . Az (1)–(4) összefüggésekhez hasonlóan  $U_k$  is lineáris kapcsolatban van  $U_{ki}$ -vel.

A jelformáló teljes kapcsolását a 10. ábra mutatja.  $C_k$  a késleltető művonal frekvenciafüggő átvitelét némiképp kompenzálja, az alakhűségeit javítja. A terhelő ellenállást úgy alakítottuk ki, hogy az előállított jel az ① ponton kapuzás nélkül, leosztva megfigyelhető legyen.

A kivitelezés során természetesen a nagyfrekvenciás szerelés szabályai szerint kell eljárni. Ezt a célt szolgálják többek között a C-vel jelölt, több darab-ból összeállított hidegítő kondenzátorok is.

### 3. Mérési eredmények

A 11. ábrán az ①, a 12. ábrán pedig a ② mérőponton megjelenő feszültségek mintavevő oszcilloszkóppal és regisztrálóval megörökített képét láthatjuk. Az *a*) jelű görbék a terhelés nélküli, a *b*) jelűek pedig az 5 pF-dal terhelt esetre vonatkoznak. Az ábrák jó egyezést mutatnak az 1. táblázat számított értékeivel és az előzőekben támasztott követelményekkel.

A 12. ábra felfutó szakaszának közepén egy közel vízszintes szakasz figyelhető meg. Az ezt megelőző időpontokban a jel felfutása a dióda záróirányú kapacitásának következménye.

### 4. Továbbfejlesztési lehetőségek

Kisebbsoros ellenállású diódákkal hatásosabb jelformálás érhető el, az alakhűség tovább javítható (pl. HP 5082–2305 típusjelű diódával, melynél  $r_s = 3\Omega$ ). További határoló fokozatok beiktatásával is javítható a minőség a szükséges feszültségek növekedésének árán.

TDR mérésekhez a jelformálót töltéstároló diódákkal kiegészítve kisebb felfutási időt érhetünk el azonos alakhűség mellett. Mód van a kimenő ellenállás közel állandóvá tételére is, amely ezeknél a vizsgálatoknál fontos.

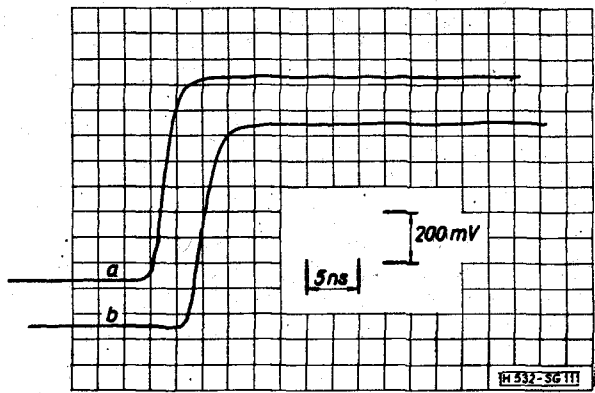
Az ismertetett elrendezés némi kiegészítéssel nemcsak mérési segédeszközként, hanem önálló műszerként is felépíthető.

### 5. Függelék

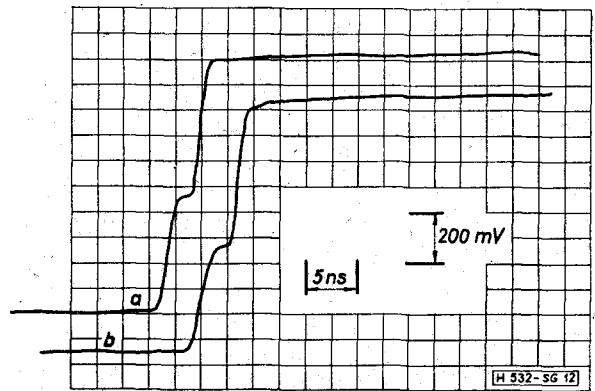
Tudjuk, hogy Duhamel tételével az átmeneti függvény ismeretében tetszőleges bemenő jelre kiszámítható a felelet. Egy oszcilloszkóp átmeneti függvénye pedig könnyen meghatározható: egy erre a célra készített, megfelelően kis felfutási idejű impulzusgenerátort a bemenetre kapcsolva a készülék ernyőjén megjelenő képet az átmeneti függvénynek tekinthetjük. Az 1. ábrán látható bemenő jel időfüggvénye:

$$U_{be}(t) = \frac{t}{t_0} 1_0(t) - \frac{t-t_0}{t_0} 1_0(t-t_0). \quad (5)$$

Duhamel tétele, ha az átmeneti függvényt  $h(t)$ -vel



11. ábra. A 10. ábra ① mérőpontján megjelenő feszültség időfüggvénye



12. ábra. A 10. ábra ② mérőpontján megjelenő feszültség időfüggvénye

jelöljük, felírható az alábbi alakban:

$$U_{ki}(t) = U_{be}(0) \cdot h(t) + \int_0^t \frac{dU_{be}(t-\tau)}{d(t-\tau)} h(\tau) d(\tau). \quad (6)$$

Figyelembe véve, hogy  $U_{be}(0) = 0$  és

$$\frac{dU_{be}(t-\tau)}{d(t-\tau)} = \frac{1}{t_0} [1_0(t-\tau) - 1_0(t-t_0-\tau)],$$

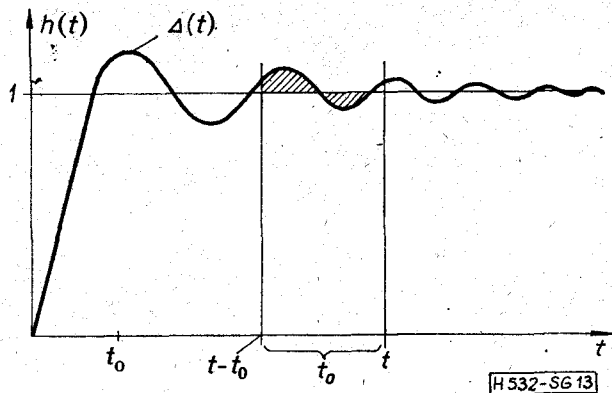
a (6) egyenlet az alábbi módon rendezhető:

$$\begin{aligned} U_{ki}(t) &= \frac{1}{t_0} \int_0^t 1_0(t-\tau) \cdot h(\tau) d\tau - \\ &- \frac{1}{t_0} \int_0^t 1_0(t-t_0-\tau) \cdot h(\tau) d\tau = \\ &= \frac{1}{t_0} \int_0^t h(\tau) d\tau - \frac{1}{t_0} \int_0^{t-t_0} h(\tau) d\tau. \end{aligned} \quad (7)$$

A 2. tagot csak akkor kell számításba vennünk, ha  $t > t_0$ . Esetünkben ez a helyzet, hiszen az alakhűségeit elsősorban  $t_0$  után kívánjuk ellenőrizni nagy pontossággal. Ekkor (7) egyszerűbben is felírható:

$$U_{ki}(t) = \frac{1}{t_0} \int_{t-t_0}^t h(\tau) d\tau. \quad (8)$$





13. ábra. Az oszcilloszkóp átmeneti függvénye

Láthatjuk, hogy az 1. ábrán közölt speciális bemenő jelre adott felelet igen egyszerű kapcsolatban van az átmeneti függvénnyel. Ez a kapcsolat még szemléletesebbé tehető. Az átmeneti függvényt a következő alakban is elképzelhetjük (13. ábra):

$$h(t) = 1 + \Delta(t), \quad (9)$$

a (9) összefüggést (8) egyenletbe helyettesítve:

$$U_{ki}(t) = 1 + \frac{1}{t_0} \int_{t-t_0}^t \Delta(\tau) d\tau. \quad (10)$$

A 2. tag tulajdonképpen a felelet hibája, az az érték, amennyivel a kimenő jel eltér az ideális értéktől, 1-től. Ennek kell esetünkben 0,01-nél (1%) kisebbnek lennie adott  $t$  idő után. A (10) egyenlet és a 13. ábra alapján nyilvánvaló, hogy a keresett hiba a vonalkázott terület  $t_0$  sávra vett átlagával azonos, miközben a  $h(t) = 1$  értéket tekintjük a hiba 0 vonalának.

Oszcilloszkópunkon felrajzoltatva az átmeneti függvényt egyszerű szemrevételezéssel közelítőleg elvégezhetjük az integrálást, s így megbecsülhetjük, hogy a vizsgálni kívánt jelet egy  $t$  időpontban milyen pontossággal ábrázolja a jelalakvizsgáló.

Hangsúlyozni szeretnénk, hogy az 1%-os vizsgálati pontossághoz jelen esetben az átmeneti függvény  $\Delta(t)$  ingadozásainak maximumai 1%-nál nagyobbak lehetnek, hiszen eredőben csak az ingadozások átlaga számít. Már attól az időponttól kezdve is kisebb lesz a hiba 1%-nál, amikor még az átmeneti függvény tranziensei 1%-nál nagyobbak. Minél nagyobb a vizsgált jel felfutási ideje ( $t_0$ ), annál nagyobb sávra kell

az integrálást végezni, vagyis nagyobb tranziens amplitúdóknál is már 1%-ra csökken az eredő hiba. Ez egyáltalán nem meglepő, hiszen a nagyobb felfutási idejű jel energiájának zöme kisebb frekvenciasávba esik, egyre kevésbé zavaró az oszcilloszkóp sávkorlátozott átvitele.

Az oszcilloszkóp átmeneti függvényének felrajzolásához használt impulzusgenerátorra nézve nemcsak a megfelelően kis felfutási idő a követelmény. Arra is ügyelni kell, hogy az állandósult szakasznak abban az időtartományában, amikor már az 1%-os eredő pontosságot várjuk, amplitúdó ingadozása elengedően kicsi legyen. A [2] cikkben közölt impulzusgenerátor pl. jól megfelel erre a célra.

#### I R O D A L O M

- [1] J. G. Graeme, G. E. Tobey, L. P. Huelzman: Operational Amplifiers. Design and Applications, McGraw-Hill Book Company, New York, 1971. (B. 2. 4. fejezet).
- [2] George J. Frye: A Predictable Subnanosecond Step Generator. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-17, No. 4, December 1968, p. 324-329.
- [3] A. Murrag Nicolson, H. M. Cronson, Peter G. Mitchell: Subnanosecond Risetime Pulse Generators. IEEE Trans. on Instrum. and Meas., Vol. 25, No. 2, June 1976, p. 104-107.
- [4] J. R. Andrews: Random Sampling Oscilloscope for the Observation of Mercury Switch Closure Transition Times. IEEE Trans. on Instrum. and Meas., Vol. IM-22, Dec. 1973, pp. 375-381.
- [5] James R. Andrews: Precision Picosécond-Pulse Measurements Using a High-Quality Superconducting Delay Line. IEEE Trans. on Instrum. and Meas., Vol. IM-23, No. 4, Dec. 1974, p. 468-472.
- [6] M. P. Ekstrom: Baseband Distortion Equalization in the Transmission of Pulse Information. IEEE Trans. on Instrum. and Meas., Vol. IM-21, No. 4, Nov. 1972, p. 510-515.
- [7] Kocsis Miklós: Félvezetős Impulzustechnika. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973. (6. fejezet)
- [8] Kocsis Miklós: High-Speed Silicon Planar-Epitaxial Switching Diodes. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1976. (2.1.3. fejezet)
- [9] Arpad Barna: High-Speed Pulse Circuits. Wiley-Interscience, 1970.
- [10] A. Barna, D. Horelick: A Simple Diode Model Including Conductivity Modulation. IEEE Trans. on Circuit Theory, GT-18, March 1971, p. 233-240.
- [11] I. Ladany: An Analysis of Inertial Inductance in a Junction Diode. IRE Trans. Electron Devices, Vol. ED-7, Oct. 1960, pp. 303-310.
- [12] Kahng, D., Lepselter, M. P.: Planar Epitaxial Silicon Schottky Barrier Diodes. Bell System Technical Journal, Vol. XLIV, Sept. 1965, pp. 1525-1528.
- [13] Zettler, R. A., Cowley, A. M.: Hybrid Hot Carrier Diodes. Hewlett Packard Journal, Vol. 20, 6. Febr. 1969, pp. 13-20.