

Egyenfeszültségtől 100 MHz-ig 0,5 Ω-nál kisebb kimenő impedanciájú erősítő tervezése

ETO 621.375.1.018.424

A nsec-os impulzustechnikában gyakran szükségesek olyan egyenfeszültség-források, amelyek feszültsége néhány mV-on belül állandó a kimenet felől érkező különféle irányú, nagyságú és idejű áramterhelések ellenére is. Ilyen alkalmazási terület pl. szintmegfogó diódák táplálása.

Kapcsolóüzemű tápegység használata a kis teljesítményigény miatt nem gazdaságos. Az áteresztő tranzisztoros analóg feszültségstabilizátor sem felel meg, mert csak egyirányú áramterhelésre alkalmas. Előterheléssel a probléma megkerülhető ugyan, de így az energiafogyasztás jelentősen megnőne. A feladat megoldható olyan erősítővel, amelynek kimenő impedanciája a kérdéses frekvenciatartományban kellően kicsi mindkét irányú áramterhelésre nézve.

A cikk egy sokoldalú igényt kielégítő, többféle célra jól használható, univerzális áramkört és tervezésének menetét ismerteti. Pl. az [1] közleményben említett jelformáló diódák egyenfeszültség ellátása az áramkör egy egyszerűsített változatával kivitelezhető.

Megmutatjuk, hogy egy gyakori kapcsolás kimenő impedanciája a frekvencia függvényében milyen hátrányosan alakul a választott megoldással szemben.

A kapcsolási elrendezés kialakítása

Az alábbi műszaki adatok elérését tűztük ki célul:

- Kimenő impedancia 0–100 MHz-ig $\cong 0,5 \Omega$.
- Maximális terhelő egyenáram 100 mA (felette áramkorlátozás).
- Maximális kimenő feszültség ± 20 V.
- Feszültségerősítés +2-szeres.
- Az 1% pontossághoz tartozó beállási idő $\cong 0,5$ msec.

Kihhasználva azt a tényt, hogy az erősítőnek a bemenet felől nem kell gyors működésűnek lennie, az áramkör viszonylag kis határfrekvenciájú, olcsó eszközökkel is felépíthető. A nagyfrekvenciás tartományban a kis kimenő impedanciát a kimenettel párhuzamosan kapcsolt, elegendően nagy kapacitású kondenzátorral biztosíthatjuk (C_t), az erősítőnek csak kisebb frekvenciákon szükséges kis kimenő impedanciájának lennie. Ezáltal a probléma egyszerűsödik: a kapacitív terhelésű erősítő frekvencia kompenzálását úgy kell kialakítani, hogy egyidejűleg minél nagyobb frekvenciatartományban kis értékű legyen a kimenő impedancia.

A kondenzátor értékének a maximális beállási idő (Δt_{\max}) és a maximális kimenő áram (I_{\max}) szab határt. A beállási időt a közel lineáris jelváltozás idejével közelítve, és a legnagyobb feszültségváltozásra ($\Delta U = 40$ V) számítva a terhelő kapacitás legfeljebb

$$C_{t\max} \cong \frac{I_{\max} \cdot \Delta t_{\max}}{\Delta U} = 1,25 \mu\text{F}$$

lehet. 1 μF névleges értéket választva a terhelő kapacitás impedanciája 1 MHz-en 0,16 Ω . Az elektronikának elegendő csak kb. 0,5 MHz-ig 0,5 Ω -nál kisebb kimenő impedanciát mutatnia. Annak érdekében, hogy 100 MHz-ig teljesítsük az előírást, a terhelő kapacitás minőségét különös gonddal kell megválasztani. Csak kis soros induktivitású típus jöhet szóba, és a teljes 1 μF -nyi értéket több, egymástól eltérő értékű alkatrészből kell összeállítani. Így elérhető, hogy a párhuzamos rezonancia frekvenciákon sem lesz túl nagy a terhelő kapacitás komplexum impedanciája.

A kapacitív terhelés a hurokerősítés menetében egy járulékos erősítéscsökkenést okoz, amely a visszacsatolás alkalmas kialakításával kompenzálható. Egy elterjedt módszert láthatunk az 1. ábrán [2], [3].

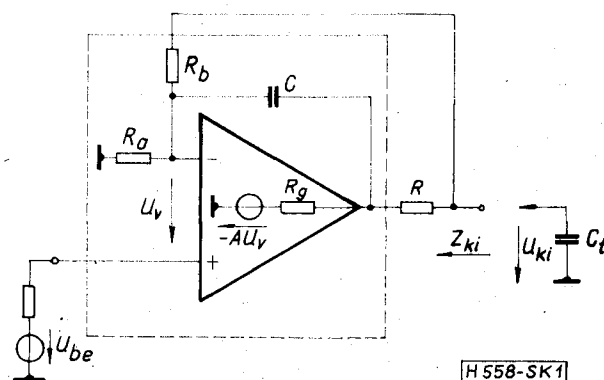
Kihhasználva, hogy a gyakorlatban R_g és R egyaránt mindig jóval kisebb R_a -nál is és R_b -nél is, a pontos kompenzáció feltételei:

$$R_a R_g = R R_b \quad (1)$$

és

$$C_t R \left(1 + \frac{R}{R_g}\right) \cong C(R_a \times R_b). \quad (2)$$

Az egyszerűség végett az erősítőt egy időállandós



1. ábra. A visszacsatolás elterjedt módszere kapacitív terhelésnél

rendszernek tekintve
$$A = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}} \quad (3)$$

Az (1), (2), (3) összefüggések felhasználásával az 1. ábrán látható elrendezés kimenő impedanciája a terhelő kapacitás nélkül számítva

$$Z_{ki} \cong \frac{R_g \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right)}{A_0 \frac{R_a}{R_a + R_b}} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_0} \left[1 + \frac{A_0}{k} \left(\frac{R_a}{R_b}\right)^2\right] + \frac{s^2}{\omega_0^2} \frac{1}{k} \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right) \frac{R_a}{R_b}}{1 + \frac{s}{\omega_0} \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right) \left[\frac{1}{A_0} \cdot \frac{R_b}{R_a} + \frac{1}{k} \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right)\right] + \frac{s^2}{\omega_0^2} \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right)^2 \frac{1}{k A_0}} \quad (4)$$

alakban írható fel. Az (1) és (2) összefüggések felírása előtt említett közelítésen kívül kihasználtuk, hogy $A_0 \gg 1$ és bevezettük az R_g , C_t okozta törésponti frekvencia és az erősítő domináns pólusfrekvenciájának viszonyára a

$$k = \frac{1}{R_g C_t} \cdot \frac{1}{\omega_0} \quad (5)$$

jelölést.

A legtöbb esetben érvényes az

$$A_0 \left(\frac{R_a}{R_b}\right)^2 \gg k$$

egyenlőtlenség.

Ekkor a (4) egyenlet az alábbi módon szorzótényezőkre bontható:

$$Z_{ki} \cong \frac{R_g \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right)}{A_0 \frac{R_a}{R_a + R_b}} \cdot \frac{\left[1 + \frac{s}{\omega_0 k} \left(\frac{R_b}{R_a}\right)^2\right] \left[1 + \frac{s}{\omega_0 A_0} \frac{1}{1 + \frac{R_a}{R_b}}\right]}{\left[1 + \frac{s}{\omega_0 k} \frac{1}{\left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right)^2}\right] \left[1 + \frac{s}{\omega_0 A_0}\right]} \quad (6)$$

Az összefüggésből látható, hogy a kimenő impedancia ω_0 -nál jóval kisebb frekvencián kezd el növekedni. Ennek magyarázatát az áramkör működése alapján is megadhatjuk. A szaggatott vonalon belüli részlet egy integrátorként fogható fel, melynek erősítése ω_0 -nál jóval kisebb frekvencián kezd el csökkenni.

$\left(\frac{1}{(R_a \times R_b) C A_0} \ll \omega_0\right)$ Ha az integrátor kimenő ellenállását elhanyagoljuk, akkor az egész rendszer kimenő impedanciáját az R ellenállás és a hurokerősítés hányadosa adja. A hurokerősítés csökkenése pedig a kimenő impedancia növekedésével egyenértékű.

Előnyösebb megoldást kapunk, ha nagyfrekvencián is a kimenő kapocspárról (C_t sarkairól) vesszük a visszacsatoló jelet. A terhelő kapacitás hatását egy külön erősítőfokozat beiktatásával (A_s) kompenzáljuk (2. ábra). Nem elegendő a relatív erősítés passzív elemekkel való növelése nagyfrekvencián, mert ez csak a kisfrekvenciás hurokerősítés csökkentése árán valósítható meg, ami pedig a kimenő impedancia növekedéséhez vezetne. Erre a célra mindenképpen aktív erősítő szükséges. A segéderősítőt galvanikusan

elválaszthatjuk a meglévő rendszertől, így a hurok egyenáramú jellemzőit nem zavarja. *Megjegyzés:* Az erősítőt a főágba, A -val kaszkádba is tehetnénk. Ennek a fejezetnek az eredményei ekkor is helytállóak. Választásunkat később indokoljuk. A segéderősítő visszacsatoló ágba helyezésének hátránya, hogy A_s zérusa nagy hurokerősítésnél a teljes rendszer pólusává válik. Esetünkben ez a hátrány nem jelentős.

A terhelő kapacitás nélkül értelmezett kimenő impedancia a következőképpen írható fel:

$$Z_{ki} = \frac{R_g}{1 + A\beta} \quad (7)$$

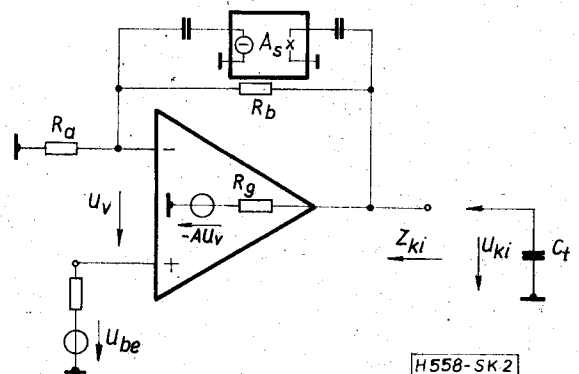
Jelöljük ω_1 -gyel azt a frekvenciát, amelynél a segédáramkör erősítésének a frekvenciával arányos növekedése kezdődik. Az erősítés a valóságban nem növekedhet minden határon túl. ω_2 -vel jelöljük azt a pólusfrekvenciát, amelynél az erősítésnövekedés megszűnik. A visszacsatolási tényező az alábbi alakban írható fel:

$$\beta = \frac{R_a}{R_a + R_b} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_1}}{1 + \frac{s}{\omega_2}} \quad (8)$$

A pontos kompenzáció feltétele:

$$\omega_1 = \frac{1}{R_g C_t} \quad (9)$$

Célszerű a méretezésnél arra törekedni, hogy ω_2 nagyobb legyen $A_0 \omega_0$ -nál, mert így a zárt hurok stabilitását kevésbé befolyásolja. Előfordulhat, hogy a segéderősítő pólusfrekvenciája nagyobb a műveleti erősítő (3) összefüggésben figyelembe nem vett má-



2. ábra. A visszacsatolás célszerű módszere kapacitív terhelésnél

sodik pólusfrekvenciájánál. A (8) egyenletben ω_2 helyébe a kettő közül mindig a kisebb értéket kell beírni. A (8) és (3) egyenleteket a (7) kifejezésbe helyettesítve

$$Z_{ki} \cong \frac{R_g}{A_0 \frac{R_a}{R_a + R_b}}$$

$$\left(1 + \frac{s}{\omega_0}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right) \quad (10)$$

$$1 + \frac{s}{\omega_0} \left[\frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) + \frac{\omega_0}{\omega_1} \right] + \frac{s^2}{\omega_0^2} \frac{\omega_0 \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right)}{\omega_2 A_0}$$

Kihasználtuk, hogy $A_0 \gg 1$. Feltételezve, hogy megtartjuk a pontos kompenzáció (9) előírását, az (5) jelölést használva azokban a gyakori esetekben, amikor $A_0 \frac{R_a}{R_a + R_b} \gg k$, a (10) egyenlet nevezőjét szorzótényezőkre bontva:

$$Z_{ki} \cong \frac{R_g}{A_0 \frac{R_a}{R_a + R_b}} \cdot \frac{\left[1 + \frac{s}{\omega_0}\right] \left[1 + \frac{s}{\omega_2}\right]}{\left[1 + \frac{s}{\omega_0 k}\right] \left[1 + \frac{s}{\omega_2 A_0 R_a}\right]} \quad (11)$$

A (6) és (11) kifejezések a 3. ábrán törtvonalas közelítésben láthatók. Az 1. ábra áramköre minden frekvencián nagyobb kimenő impedanciájú, mint a 2. ábráé, ezért az utóbbit fogjuk alkalmazni. A 3. ábrán szaggatott vonallal berajzoltuk a kimenő impedancia alakulását ohmos terhelés esetén is. Ehhez képeket is javulást mutat a választott megoldás.

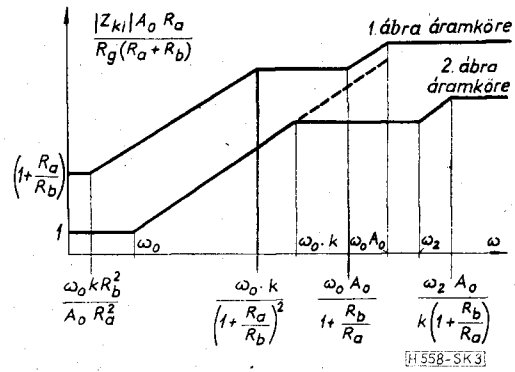
Ezek után meghatározhatjuk a főerősítő (A) egysegnyi erősítéshez tartozó frekvenciáját ($\omega_0 A_0$) úgy, hogy 0,5 MHz-nél kisebb frekvenciákon legfeljebb 0,5 Ω legyen a visszacsatolt erősítő kimenő impedanciája. A 0,5 MHz valószínűleg $\omega_0 k$ és ω_2 frekvenciák közé esik. Ekkor a 3. ábra alapján:

$$\omega_0 A_0 \cong \frac{1 + \frac{R_b}{R_a}}{Z_{ki \max} C_t} = 0,64 \text{ MHz,}$$

ahol az (5) összefüggés behelyettesítésén kívül kihasználtuk a kétszeres erősítés követelményből adódó $R_a = R_b$ feltételt. Látható, hogy a szokásos, nem nagyfrekvenciás integrált áramköri műveleti erősítők megfelelnek céljainkra.

Első pillanatra talán meglepő, hogy $Z_{ki \max}$ független az erősítő visszacsatolatlan kimenő ellenállásától, R_g -től. Ha nagyobb a generátor-ellenállás, kisebbre kell a segéderősítő $\omega_1 = k\omega_0$ zérusfrekvenciáját választani, így bár az egyenáramon mérhető impedancia nagyobb értékű, növekedése kisebb frekvenciáknál szűnik meg (3. ábra alsó görbéje). A maximális érték nem változik, csak nagyobb frekvenciasávra terjed ki.

A 100 mA terhelő áram és a ± 20 V-os kimenő feszültség feldolgozását egy, a műveleti erősítőt követő tranzisztoros végfokozattal érhetjük el (A_v). A



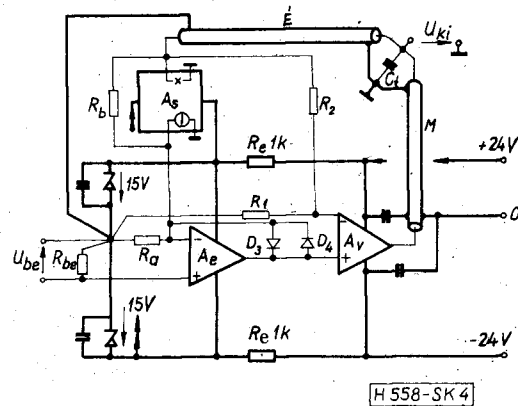
3. ábra. A két módszer kimenő impedanciájának alakulása a frekvencia függvényében

végfokozat feszültségerősítését pl. 2-re választva a műveleti erősítőnek nemcsak a bemenetén, hanem a kimenetén is elegendő ± 10 V-nyi feszültségtartományban működnie.

A kondenzátorcsoport kis soros induktivitásának előnyét csak akkor tudjuk kihasználni, ha közel teszszük ahhoz a kapocspárhoz, ahol a kis impedancia szükséges. A nagyfrekvenciás szerelvények közelében rendszerint nincs elegendő hely a főerősítő és segéderősítő elhelyezésére. Mivel ezek működési sebessége viszonylag kicsi, lehetőség van a távolabbi felépítésre is, csak ügyelni kell arra, hogy a visszacsatoló jelet arról a pontról vegyük, ahol a kis kimenő impedancia szükséges.

Az eddigiek összegezéséként a 4. ábra mutatja a teljes áramkör kapcsolási elrendezését.

A segéderősítőt azért tettük a visszacsatoló ágba, mert így azt egyszerűen egy földelt bázisú fokozattal megvalósíthatjuk, melynek terhelő hatása nem számottevő a végfokozat kis kimenő impedanciája miatt, ugyanakkor ω_2 pólusfrekvenciája nagy érteken tartható. A terhelő áramimpulzusok a kimeneten feszültségváltozást idéznek elő, amelyet A_s felerősítve juttat az előerősítő (A_e) bemenetére. Olyan műveleti erősítő felel meg céljainkra, amelynél ezek a nagyobb amplitúdójú nagyfrekvenciás jelek nem okoznak túlvezérlést. Ellenkező esetben előfordulhat, hogy az előerősítő torzítása a kimenetén fellépő egyenfeszültség-eltolódás formájában mutatkozik, amely offset hibaként tekintendő. Az előerősítőben ezért μA 740 típusú integrált áramkört használunk.



4. ábra. A teljes áramkör kapcsolási elrendezése

A 4. ábrán vastag vonallal berajzoltuk a tápvezetékeket is. Az R_c ellenállásokkal biztosítjuk, hogy a terhelő áramimpulzusoknak csak jelentéktelen hányada folyik az \dot{E} érzékelő vezetéken keresztül. Ezáltal nem jut hamis jel a visszacsatoló áramkörbe. A meghajtó vezetéken a terhelő áramból adódó feszültségesés közös módusban vezérli a végfokozatot, ezért azt differenciál bemenetűre képezzük ki.

A végfokozat kialakítása

Kapcsolási rajza az 5. ábrán látható.

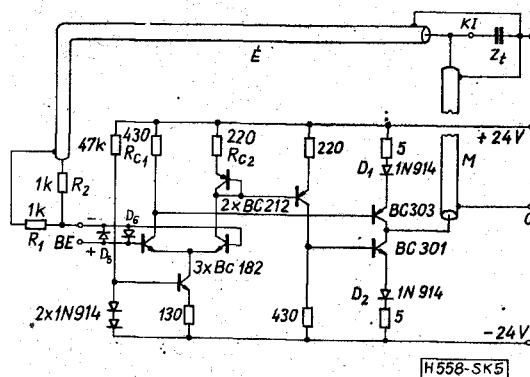
A meghajtó vezeték (M) induktivitásából adódó frekvenciafüggőséget igyekszünk elkerülni. Elrendezésünk olyan, hogy a nyílt hurkú kimenő impedancia és a végfokozat R_1, R_2 visszacsatoló ellenállásai kelően nagy értékűek.

D_1, D_2 a 100 mA-es áramkorlát beállítását teszik lehetővé úgy, hogy a végtranzistorok nyugalmi árama 6 mA.

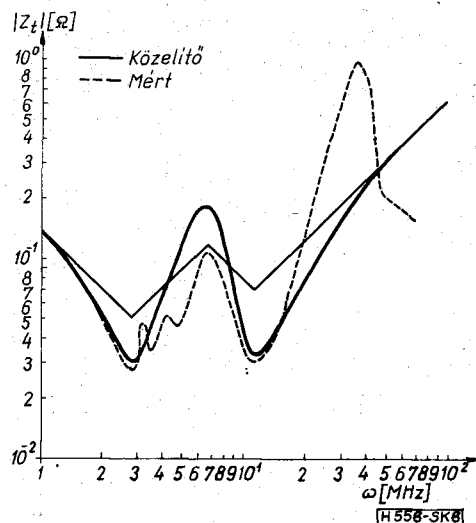
D_5, D_6 a bemenő fokozatot védi túlfeszültségekkel szemben.

A Z_t terhelő kapacitás komplexummal lezárt végfokozat frekvenciamenete lényeges szerepet játszik a teljes visszacsatolt rendszer stabilitása szempontjából. Ezért a végfokozat feszültségátvitelét és — az eredeti célkitűzésünk ellenőrzéséhez — kimenő impedanciáját részletesen ki kell számítanunk.

Ehhez pontosan ismernünk kell a terhelő kapacitáscsoport impedanciamenétét. A terhelés a Kőbányai Porcelángyár MKFM típusjelű, 470 nF, 330 nF, 150 nF értékű monolit kondenzátorainak és egy-egy 100 nF, ill. 15 nF értékű chip kondenzátornak párhuzamos kapcsolásából áll. A méréssel meghatározott impedanciamenete a 6. ábrán látható. A számításokat egy közelítő, egyszerűbb impedanciával végezzük, melynek törtvonalas és pontos görbét is berajzoltuk az ábrába. A stabilitás meghatározásához a pólusok, zérusok és így Z_t értékét is elegendő 10–20 MHz-ig figyelembe venni. Eddig a frekvenciatartományig Z_t közelítésének pontossága megfelelő.



5. ábra. A végfokozat kapcsolási rajza



6. ábra. A terhelő kapacitás komplexum impedancia menete

A számítási részleteket a továbbiakban mellőzzük. A 7. ábrán megadjuk a közelítő terhelő impedancia helyettesítő képét.

A végfokozat Z_t nélkül értelmezett kimenő impedanciája:

$$Z_{kiv} = 0,8 \frac{\left(1 + \frac{s}{2 \text{ MHz}}\right) \left(1 + \frac{s}{4,5 \text{ MHz}}\right) \left(1 + \frac{s}{130 \text{ MHz}}\right)}{\left(1 - 2 \cdot 0,032 \frac{s}{31 \text{ MHz}} + \frac{s^2}{31^2 \text{ MHz}^2}\right) \left(1 + \frac{s}{78 \text{ MHz}}\right)} \Omega.$$

Látható, hogy 2 MHz-ig a kimenő ellenállás állandó. 0,5 MHz-nél nagyobb frekvenciákon a kimenő impedanciát elsősorban a kimeneten levő kondenzátorok határozzák meg, ezért a továbbiakban Z_{kiv} frekven-

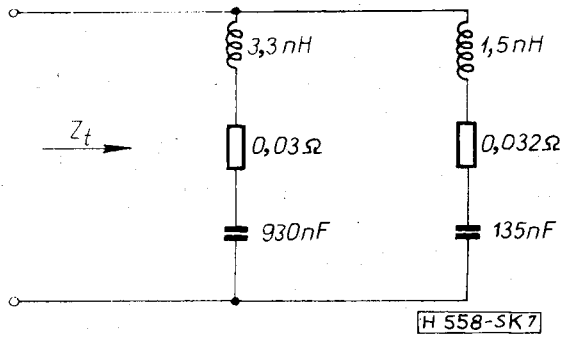
ciafüggőségétől eltekinthetünk:

$$Z_{kiv} \approx 0,8 \Omega = R_g, \tag{12}$$

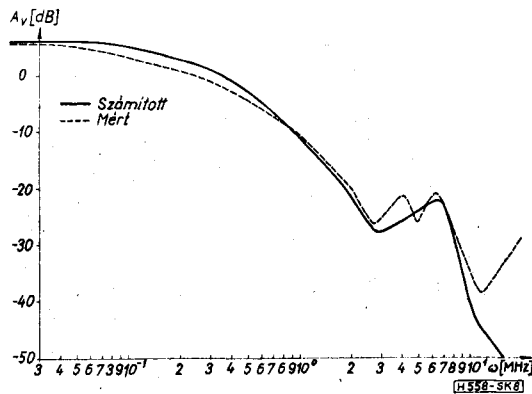
a 2. ábra jelölésének megfelelően.

A végfokozat feszültségerősítése:

$$A_v = 2 \cdot \frac{\left(1 + 2 \cdot 0,25 \frac{s}{2,9 \text{ MHz}} + \frac{s^2}{2,9^2 \text{ MHz}^2}\right) \left(1 + 2 \cdot 0,15 \frac{s}{11 \text{ MHz}} + \frac{s^2}{11^2 \text{ MHz}^2}\right)}{\left(1 + \frac{s}{210 \text{ kHz}}\right) \left(1 + \frac{s}{1,7 \text{ MHz}}\right) \left(1 + \frac{s}{4,7 \text{ MHz}}\right)} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{43 \text{ MHz}}\right) \left(1 - \frac{s}{150 \text{ MHz}}\right) \left(1 + \frac{s}{480 \text{ MHz}}\right)}{\left(1 + 2 \cdot 0,15 \frac{s}{6,7 \text{ MHz}} + \frac{s^2}{6,7^2 \text{ MHz}^2}\right) \left(1 + \frac{s}{130 \text{ MHz}}\right)}$$



7. ábra. A terhelő kapacitás komplexum közelítő helyettesítő képe



8. ábra. A végfokozat feszültségerősítésének menete

1 és 10 MHz között több pólus és zérus van, ez indokolta A_v részletes kiszámítását. A 100 MHz feletti gyökök értéke pontatlan a nagyobb kitevőjű hatványok elhagyása és a helyettesítő kép egyszerűsége miatt.

Számításunk igazolására a végfokozat feszültségerősítését méréssel ellenőriztük, és eredményeinket a 8. ábrán tüntettük fel. Az eltérések oka 210 kHz tájékán a monolit kondenzátorok névleges értékének szórásában, 10 MHz felett pedig Z_t közelítésének hibájában keresendő.

Ha a segéderősítő és az R_a , R_b visszacsatoló ellenállások eredő átvitelének zérusát 210 kHz-re választjuk, a teljes áramkör hurokerősítésének abszolút értéke kb. 1 MHz-en egységnyi lesz. Ha a segéderősítő pólusfrekvenciáját elhanyagolhatóan nagynak tekintjük és a $\mu\text{A 740}$ műveleti erősítő második pólusát 2 MHz-nek feltételezzük, akkor 1 MHz-en a hurokerősítés fázistartaléka 30° . A fázistartalék megnövelésére a visszacsatoló áramkör zérusfrekvenciáját nem a (9) összefüggésnek megfelelően, hanem 340 kHz-re választjuk. Ezzel a kimenő impedancia némiképp megnő, de az egységnyi hurokerősítés frekvenciáján, 630 kHz-en, a fázistartalék 42° lesz, amely már megfelelően csillapodó tranzienseket eredményez.

A visszacsatoló áramkör tervezése

Kapcsolási rajza a 9. ábrán található.

T_2 az R_a és R_b okozta terheléshez képest elhanyagolhatóan nagy impedanciájú munkaellenállásként

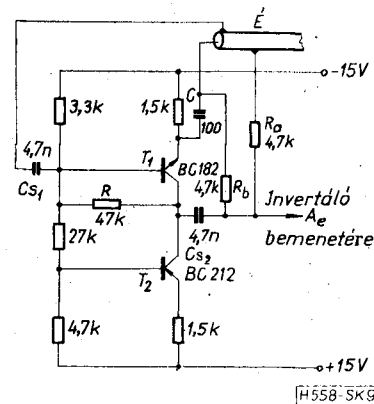
működik. R a tranzisztor szórások ellenére közel zérus potenciált állít be a közös kollektorpontban. C_{s1} és C_{s2} csatolókapacitások. R_a és R_b értékek megválasztásánál a fő szempontunk az volt, hogy a visszacsatoló áramkör kimenetét terhelő kapacitással (C_{sz}) létrehozott törésponti frekvencia elhanyagolhatóan nagyra adódjon. C_{sz} a $\mu\text{A 740}$ 1,5 pF-nyi bemenő kapacitásából, T_1 4,5 pF-nyi kollektor-bázis kapacitásából és a kb. 1 pF-ra becsülhető szerelési kapacitásból tevődik össze. $C_{sz} = 7$ pF.

A helyettesítő képet a 10. ábra mutatja. A meghajtó generátor impedanciáját és a tranzisztorok frekvenciafüggőségét elhanyagolhatjuk. Bár az érzékelő vezeték inuktivitásának hatása ennél az áramkörnél a legjelentősebb, mégis elhagytuk a helyettesítő képből. Ennek jogosságát utólag ellenőrizzük.

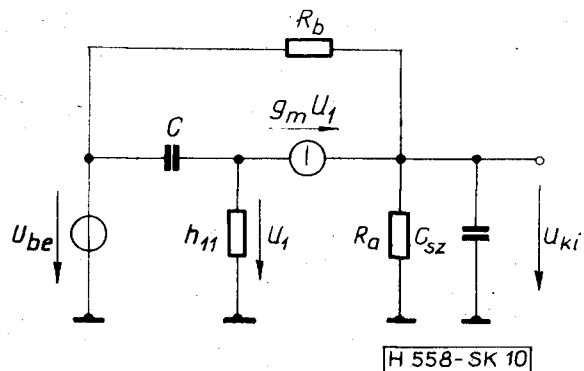
$$\beta = \frac{U_{ki}}{U_{be}} \approx \frac{R_a}{R_a + R_b} \cdot \frac{1 + sR_b C}{[1 + s(R_a \times R_b)C_{sz}] \left[1 + s \frac{C}{g_m}\right]}, \quad (13)$$

ahol feltételeztük az $\frac{1}{g_m} \ll h_{11}$ és $\frac{1}{g_m} \ll R_b$ egyenlőtlen-ségek helyességét.

Az előző pont szerint β zérusát 340 kHz-re célszerű méreteznünk. Ebből a feltételből C -re 100 pF-ot kapunk. A beállított munkapontban $g_m = 0,07$ S. Ezt és a már ismert számértékeket a (13) egyenletbe helyettesítve a pólusfrekvenciákra 9,7 MHz-et és 110 MHz-et kapunk, melyek hatása a hurokerősítésre elhanyagolható.



9. ábra. A visszacsatoló áramkör kapcsolási rajza



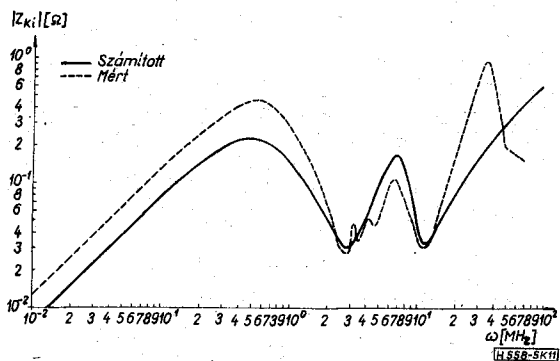
10. ábra. A visszacsatoló áramkör helyettesítő képe

Az érzékelő vezeték méterenkénti induktivitását $0,25 \mu\text{H}$ -nek mértük. Ha a terhelő kapacitás komplexumtól 1 m -re helyezzük el az elektronikát, 30 MHz táján ad a vezeték induktivitása C -vel rezonanciát, amely a stabilitás szempontjából nem zavaró.

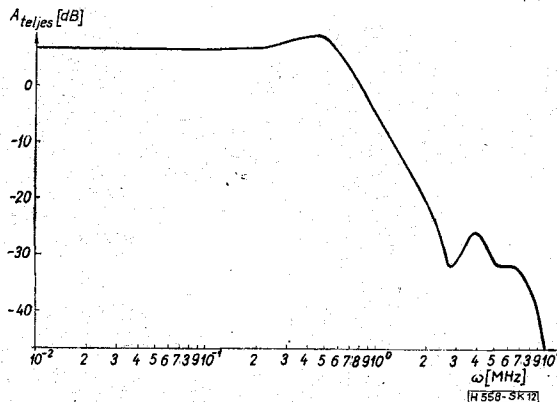
Mérési eredmények

A 4. ábra D_3 , D_4 diódáinak (IN 914 típus) szerepe: az előerősítő munkapontját mindig az aktív tartományban tartva megakadályozzák a terhelő kapacitás túltöltődését, amely a μA 740 feléledési ideje alatt bekövetkezne, s a zárt hurok instabilitásához vezetne.

$A_0 = 10^6$, $\omega_0 = 1 \text{ Hz}$, $\omega_2 = 2 \text{ MHz}$ katalógusadatokat és a (12) összefüggés számértékét a (10) egyenletbe helyettesítve megkapjuk a teljes áramkör kimenő impedanciáját Z_t nélkül. Ha ennek és a 7. ábra alapján felírt Z_t -nek párhuzamos eredőjét képezzük, akkor megkapjuk a keresett kimenő impedanciát. Ezt és a mért adatokat a 11. ábra mutatja. A két görbe között a kisfrekvencián tapasztalható különbséget elsősorban az alkatrészek névértékének, a műveleti erősítő erősítés—sávszélesség szorzatának és a munkaponti áramoknak a számítási alapul vett értéktől való eltérése okozza. Nagyfrekvencián pedig Z_t köze-



11. ábra. Az egész áramkör kimenő impedanciájának alakulása a frekvencia függvényében



12. ábra. A teljes áramkör feszültségerősítésének alakulása a frekvencia függvényében (mért adatok)

lítésének hibája miatt különbözik a számított és mért érték.

A nagyfrekvencián (37 MHz) tapasztalható impedancia maximum a chip kondenzátorok finomabb lépcsőzésével, a kisfrekvencián (500 kHz) fellépő maximum pedig C_t összértékének növelésével csökkenthető.

A teljesség kedvéért a 12. ábrán a zárt hurok feszültségátvitelének mért értékeit ábráztuk.

A megtervezett áramkör minden nehézség nélkül hibrid kivitelben is elkészíthető.

Köszönetnyilvánítás

Köszönettel tartozunk Hidas György főosztályvezetőnek és Székely István osztályvezetőnek munkánk részletes kidolgozásában nyújtott támogatásukért és segítségükért.

IRODALOM

- [1] Száraz György: Nagy alakhűségű vizsgáló impulzus előállítás. Híradástechnika, XXVIII. évf. 10. szám, 1977 október, 309—316. old.
- [2] Herpy Miklós: Analóg integrált áramkörök. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973. (5.5. fejezet).
- [3] Jerald G. Graeme: Applications of Operational Amplifiers. Third-Generation Techniques. McGraw-Hill Book Company. New York, 1973. (1. fejezet).