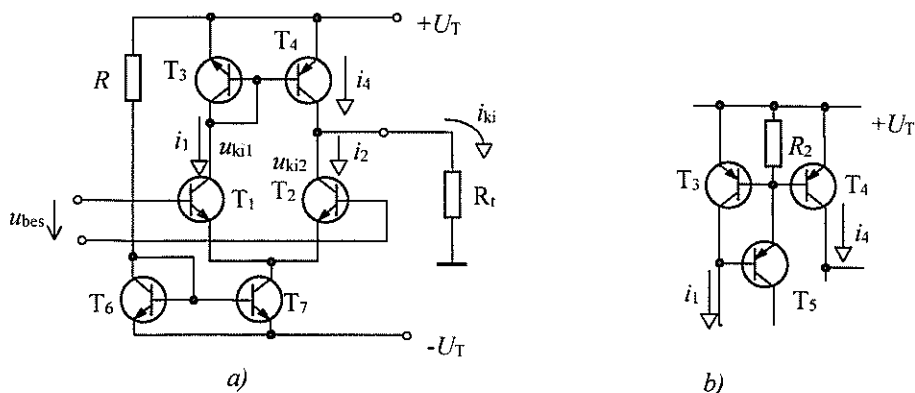




4.11. ábra. Differenciálerősítő áramgenerátoros fázisösszegzővel

Az 4.11. a) ábra kimeneti pontjára felírható csomóponti egyenlet: $i_4 - i_2 - i_{ki} = 0$.

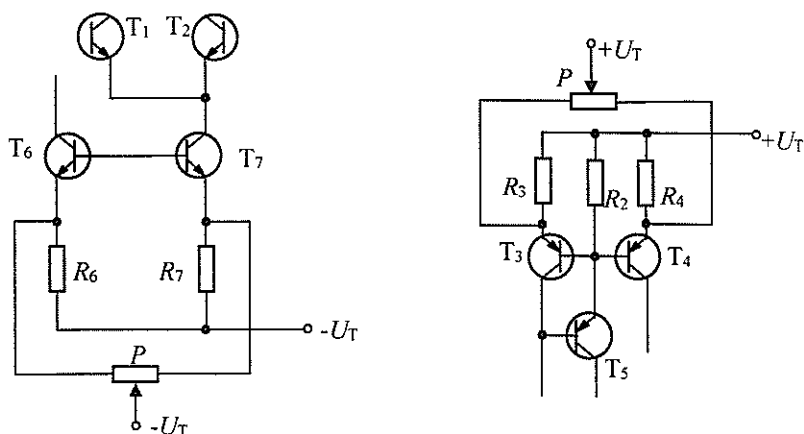
Az áramtükör miatt $i_4 = i_1$. Ezt behelyettesítve és rendezve az egyenletet: $i_{ki} = i_1 - i_2$.

Az i_1 és i_2 áramok arányosak az u_{ki1} és u_{ki2} feszültségekkel, ezért különbségük arányos a szimmetrikus kimeneti feszültséggel. A terhelést ezért a szimmetrikus kimeneti jel vezérli.

A T_3 és T_4 tranzisztorokból felépített áramgenerátor áramtükör kivitelű, ezért hőmérsékletkompenzált, nem rontja el tehát a differenciálerősítő jó hőmérsékletfüggését. További jelentős előnye a kapcsolás alkalmazásának, hogy a differenciálerősítő két tranzisztorának munkaellenállása a T_3 és a T_4 tranzisztor, amelyek váltakozó áramú szempontból igen nagy ellenállást képviselnek (1. az áramgenerátornál elmondottakat). A T_3 és T_4 által képviselt áramgenerátor **aktív munkaellenállásként** igen nagy erősítés elérését teszi lehetővé.

A differenciálerősítő szimmetriáját megbontja az áramtükör tranzisztorainak bázisárama, mert ez a T_1 tranzisztor kollektorkörében folyik. Ezt az aszimmetriát csökkenti a 4.11. b) ábra T_5 tranzisztora, mert alkalmazásával a T_1 kollektorköréből felvett áram a tranzisztor egyenáramú áramerősítési tényezőjének megfelelően kisebb érték. Az R_2 ellenállás a T_5 munkapontjának beállítására szolgál.

A differenciálerősítő szimmetriájának beállítására az áramgenerátoros emitterellenállással és áramgenerátoros fázisösszegzővel ellátott erősítőnél a 4.12. ábra szerinti kapcsolások alkalmasak. Mindkét esetben a potenciométerek beállításával módosíthatók az emitter-, ill. a kollektoráramok.



4.12. ábra. A szimmetria beállítása

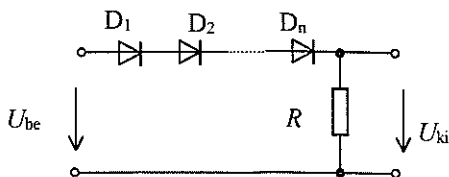
4.1.3. Szinteltoló áramkörök

A szinteltoló áramkörök a többfokozatú egyenfeszültség erősítők egyes fokozatai között egyenfeszültségű szempontból feszültségkülönbséget hoznak létre abból a célból, hogy minden fokozat kedvező munkapontban működhessen. Az egyenfeszültség-erősítőkkel azonban váltakozófeszültséget is erősíthetünk, ezért váltakozó áramú szempontból nem jelenthetnek számottevő csillapítást.

A legegyszerűbb megoldás a **diódákból álló szinteltoló**. Alkalmazására a teljesítményerősítőknél már láttunk példát. A 4.13. ábra szerint a szinteltolás mértéke:

$$U_{ki} = U_{be} - n \cdot U_F,$$

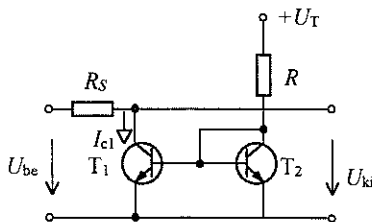
ahol n a diódák száma, U_F pedig a diódák nyitófeszültsége. Az R ellenállás a diódák munkaponti áramát állítja be.



4.13. ábra. Diódás szinteltoló

Gyakran alkalmazott megoldás, elsősorban a műveleti erősítők végfokozataiban, a **tranzistoros szinteltoló**, amelynek kapcsolási rajzát a 3.67. ábra, alkalmazását a 3.68. ábra mutatja. Működését a 3.3.2. pontban már megismertük.

A 4.14. ábrán látható **áramgenerátoros szinteltoló** hőmérsékletkompenzált áramtűkörből épül fel.



4.14. ábra. Áramgenerátoros szinteltoló

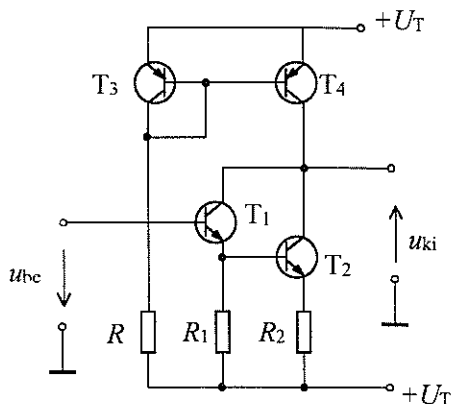
A szinteltolás mértéke az R_S ellenálláson eső $U_{ki} = U_{be} - I_{C1} \cdot R_S$ feszültség.

Az I_{C1} áram és ezzel együtt a szinteltolás mértéke az R ellenállással állítható be.

A megismert szinteltolók alkalmazásának alapfeltétele az, hogy bemeneti feszültségét az előző fokozat kis kimeneti ellenálláson keresztül szolgáltatassa (feszültséggenerátoros meghajtás). Így biztosíthatók csak a helyes működéshez szükséges terhelési viszonyok. Amennyiben ez nem adott, akkor az erősítőláncba a szinteltoló fokozat elé közös kollektoros fokozatot kell beiktatni.

4.1.4. Aszimmetrikus erősítő

A műveleti erősítőkben alkalmazott aszimmetrikus erősítők feladata, hogy a bemeneti differenciálerősítővel együtt biztosítsa a műveleti erősítőtől elvárt feszültség-erősítést. Felépítését tekintve közös emitteres erősítő, amely aktív munkaellenállással rendelkezik. A nagy erősítés érdekében a közös emitteres erősítő gyakran Darlington-tranzisztorpárból épül fel. A 4.15. ábra aszimmetrikus erősítőjében a T_1 és T_2 tranzisztorok Darlington-párt alkotnak.

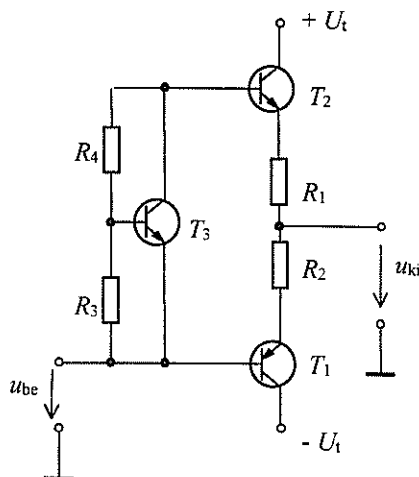


4.15. ábra. Darlington-tranzisztorpárral felépített aszimmetrikus erősítő

A T_3 és T_4 tranzisztorokból felépített áramtükör feladata egyrészt beállítani a Darlington-pár munkaponti kollektoráramát, másrészt nagy értékű munkaellenállást biztosítani az erősítő számára. Az R_1 és R_2 ellenállások a tranzisztorpár munkapontját állítják be.

4.1.5. Kimeneti fokozat

A kimeneti fokozat nagy kivezérelhetőséggel rendelkező feszültségerősítő, komplementer kapcsolásban. A 4.16. ábrán látható kapcsolás a műveleti erősítők tipikus kimeneti fokozata.



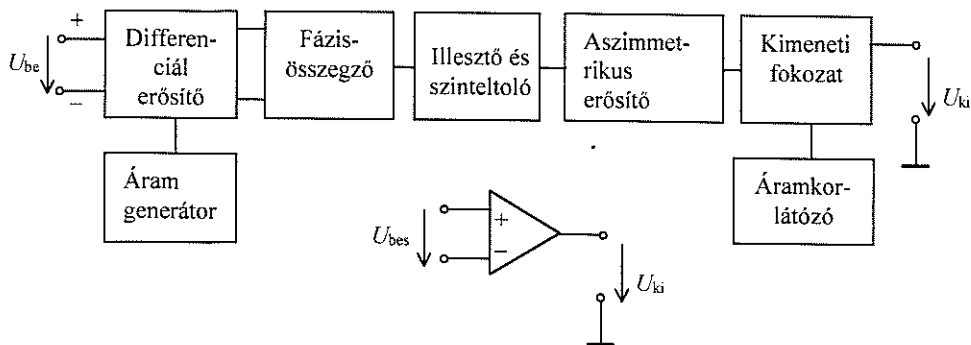
4.16. ábra. Komplementer kimeneti fokozat

A T_1 és T_2 komplementer tranzisztorok munkapontját a T_3 tranzisztorral felépített szinteltoló állítja be általában AB osztályú munkapontba. Az emitterköri R_1 és R_2 ellenállások kis értékűek, a végfokozat munkapontját stabilizálják.

4.2. A műveleti erősítők felépítése és jellemzői

A műveleti erősítők belső felépítésének tömbvázlatát és jelképi jelölését a 4.17. ábra szemlélteti.

A tömbvázlat tartalmazza azokat az egységeket, amelyek a különböző típusú műveleti erősítőknél előfordulhatnak.



4.17. ábra. A műveleti erősítők belső felépítése és jelképi jelölése

A **differenciálerősítő** alapvető feladata a szimmetrikus bemeneti jel külső zavaroktól és hőmérsékletváltozástól független erősítése. Az elvárt minőségi követelmények:

- nagy legyen az E_{ki} közösjel-elnyomási tényező, ami szimmetrikus felépítést, a szimmetria külső beállításának lehetőségét kívánja meg,
- nagy legyen D diszkriminációs tényező. Ez biztosítja, hogy a differenciálerősítő kimenetén kicsi legyen a zavarokból, a hőmérséklet-változásból és az esetleges egyéb közös vezérlésekből eredő közös kimeneti jelösszetevő,
- nagy legyen a szimmetrikus bemeneti jelre vonatkozó A_{us} szimmetrikus erősítés,
- nagy legyen az R_{bes} szimmetrikus bemeneti ellenállás, mert így a műveleti erősítő nem terheli a meghajtó fokozatot,
- kicsi legyen a kimeneti ellenállás, így biztosítva a terhelő-ellenállás feszültséggenerátoros meghajtását.

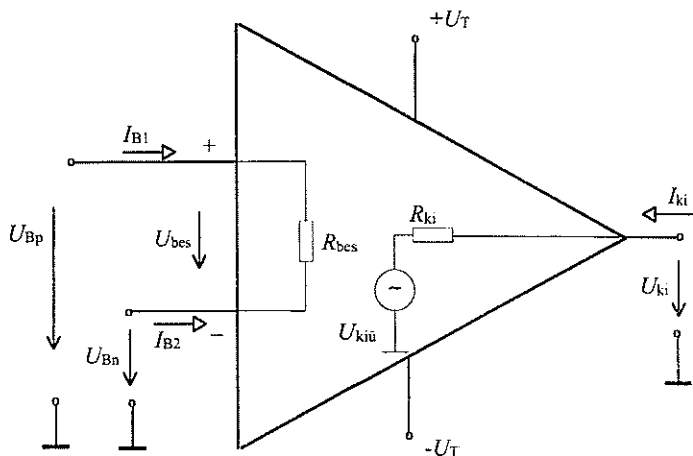
A **fázisösszegző fokozat** feladata a differenciálerősítő kimenetén megjelenő szimmetrikus kimeneti jel aszimmetrizálása és a további fokozatok feszültséggenerátoros meghajtása.

Az **illesztő és szinteltoló fokozat** biztosítja az egymást követő, egyencsatolt fokozatok egymástól független munkapont-beállításának lehetőségét. Így biztosítható a fokozatok maximális erősítése és kivezérelhetősége.

Az **aszimmetrikus erősítő** a differenciálerősítővel együtt biztosítja a műveleti erősítőtől megkívánt erősítést.

A **kimeneti fokozat** kis kimeneti ellenállást megvalósítva biztosítja a terhelés feszültséggenerátoros meghajtását.

A műveleti erősítők gyakorlati alkalmazásához a belső felépítés ismeretén túl elengedhetetlenül szükséges használati jellemzőinek, katalógusadatainak ismerete. A következőkben ezek közül a legfontosabbak értelmezését, szokásos jelölését és jellemző értékeit tekintjük át. Az értelmezésben a 4.18. ábra jelölései nyújtanak segítséget.



4.18. ábra. A műveleti erősítők jellemzői

1. Üresjárási, nyílthurkú feszültségerősítés, A_{u0} (open loop voltage gain).

A belső erősítőfokozatok eredő erősítése kisfrekvencián, terheletlen kimenet mellett, szimmetrikus bemeneti feszültségre vonatkoztatva, külső visszacsatolás nélkül

$$A_{u0} = \frac{u_{ki}}{u_{bes}}$$

A legtöbb jelenleg használt műveleti erősítőnél $A_{u0} > 100$ dB, viszonszám-ban kifejezve $A_{u0} > 10^5$.

2. Szimmetrikus bemeneti ellenállás, R_{bes} (input impedance).

A bemeneten lévő differenciálerősítő szimmetrikus bemeneti ellenállása, kisfrekvencián:

$$R_{bes} = \frac{u_{bes}}{i_{bes}}$$

Értéke $R_{bes} > 1 \text{ M}\Omega$.

Érdemes megjegyezni, hogy készülnek olyan műveleti erősítők amelyek bemeneti differenciálerősítője tervezérlésű tranzisztorokból épül fel, kifejezetten azért, hogy nagy legyen a szimmetrikus bemeneti ellenállás. Ezeknél a típusoknál $R_{bes} > 10^{12} \Omega$.

3. Kimeneti ellenállás, R_{ki} (output impedance).

A műveleti erősítő aszimmetrikus kimeneti ellenállása, kisfrekvencián:

$$R_{ki} = \frac{u_{kiü}}{i_{kir}}$$

Jellemző értéke $R_{ki} < 100 \Omega$.

4. Maximális kimeneti áram, I_{kimax} (output current).

Az a maximális áramérték, amit a műveleti erősítő aszimmetrikus kimenete károsodás nélkül elvisel. Értéke általában $I_{\text{kimax}} \geq 20 \text{ mA}$. Közvetve tulajdonképpen a műveleti erősítő minimális terhelő-ellenállását adja meg, ami az aktuális kimeneti feszültségből és a maximális kimeneti áramból számítható.

5. Nyugalmi bemeneti áram, I_b (input bias current).

Megegyezés szerint számított érték: a bemeneti differenciálerősítő tranzisztorai munkaponti bázisáramainak átlagértéke.

$$I_b = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}.$$

Értéke típustól függően széles határok között változik: $100 \text{ pA} < I_b < 500 \text{ nA}$.

6. Bemeneti ofszet áram, I_{bo} (input offset current).

A bemeneti differenciálerősítő aszimmetriája miatt a két tranzisztor bázisárama eltér egymástól. Ez a műveleti erősítő kimenetén hibafeszültséget hoz létre. Az ofszetáramot úgy értelmezzük, mint ennek a hibafeszültségnek a megszüntetéséhez szükséges bemeneti szimmetrikus áramot.

Ez a két bázisáram különbsége $I_{bo} = I_{b1} - I_{b2}$, ha $U_{ki} = 0$.

Értéke hozzávetőlegesen 50 pA és 50 nA közötti, típustól függően.

7. Bemeneti ofszet feszültség, U_{bo} (input offset voltage).

A bemeneti differenciálerősítő aszimmetriája miatti kimeneti hibafeszültség megszüntetéséhez szükséges szimmetrikus bemeneti feszültség. Tulajdonképpen a differenciálerősítő munkaponti bázisfeszültségeinek aszimmetria miatti eltérése $U_{bo} = U_{Bn} - U_{Bp}$, ha $U_{ki} = 0$.

8. Bemeneti áram-drift, i_{do} (input offset current drift)

A bemeneti ofszet áram hőmérsékletfüggését kifejező együttható, amely az ofszetáram egységnyi hőmérsékletváltozás hatására történő megváltozásának mértékét adja meg:

$$i_{do} = \frac{\Delta I_{bo}}{\Delta T}.$$

A hőmérséklet változásával az ofszetáram nem egyenesen arányosan változik, ezért különböző hőmérsékleteken a drift értéke különböző értékű. A műveleti erősítők adatlapjai általában 25°C -ra adják meg. Értéke hozzávetőlegesen $0,5 \text{ pA}$ és 100 pA közötti.

9. Bemeneti feszültség-drift, u_{do} (input offset voltage drift).

A bemeneti ofszetfeszültség hőmérsékletfüggését mutatja:

$$u_{do} = \frac{\Delta U_{bo}}{\Delta T}.$$

Értéke 25°C -on $0,4 \text{ }\mu\text{V}$ és $10 \text{ }\mu\text{V}$ közötti érték.

10. Közös feszültség-elnyomási tényező, E_k vagy CMRR. Pontos értelmezését a differenciálerősítőknél már megismertük. Az adatlapok gyakran nem különböztetik meg a D diszkriminációs tényezőtől és E_{ku} vagy CMRR jelöléssel a diszkriminációs tényezőt adják meg. Ez a gyakorlatban különösebb zavart nem okoz, mert a megadott érték azt mutatja, hogy mennyivel nagyobb a műveleti erősítő erősítése a szimmetrikus bemeneti feszültségre, mint a közösre. Értéke $E_{ku} > 80$ dB.
11. A nyílthurkú feszültségerősítés határfrekvenciája, f_o (*open loop bandwidth*). Értéke az egyencsatolás miatt megegyezik a belső erősítőlánc sávszélességével. Azt a frekvenciaértéket jelenti ahol az A_{uo} nyílthurkú feszültségerősítés a kisfrekvencián mért értékhez képest 3 dB-lel csökken. A műveleti erősítőket mindig visszacsatolással használjuk, ezért f_o értéke önmagában kevés információt hordoz. Helyette a műveleti erősítők frekvencia-átviteli jelleggörbéje (A_{uo} - f jelleggörbe) használatos az erősítő sávszélességének meghatározására. Ezt a jelleggörbét az adatlapok minden típusra megadják.
12. Maximális jelváltozási sebesség, S (*slew rate*).
A kimeneti feszültség maximális változási sebességét adja meg: időegység alatt mekkora az a maximális feszültségváltozás, ami a műveleti erősítő kimenetén megjelenhet. Szinuszos jellel vezérelve a műveleti erősítőt, a maximális jelváltozási sebesség a bemeneti jel legnagyobb frekvenciáját határozza meg. A frekvencia és a kimeneti jel amplitúdójának növekedésével ugyanis nő a szinuszos jel meredeksége a nullátmenet környékén. Ha ez meghaladja az S értéket akkor a szinuszos jel *kiegyenesedik* a nullátmenetnél, és a kimeneti jel háromszög alakú lesz.
A maximális jelváltozási sebesség értéke hozzávetőlegesen 0,2 V/μs–40 V/μs.
13. A kivezérlés határfrekvenciája, f_{kv} (*full-power frequency*).
Szinuszos kimeneti jel esetén az a frekvencia, amely mellett a maximális jelváltozási sebesség miatt még éppen nem torzul a kimeneti jel. Egyszerűbben megfogalmazva: az a frekvencia, amely mellett még éppen nem háromszögesedik a kimeneti jel. Bizonyítható, hogy szinuszos jel esetén a legnagyobb jelváltozási sebesség a nullátmenetnél $2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_{kics}$. A kimeneti jel addig torzításmentes, amíg ez az érték nem haladja meg az S értékét. Az a frekvencia, amelynél ez a két mennyiség éppen megegyezik, a kivezérlés határfrekvenciája:
$$S = 2 \cdot \pi \cdot f_{kv} \cdot U_{kics}$$

Ebből a kivezérlés határfrekvenciája:

$$f_{kv} = \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot U_{kics}}$$

A kivezérlés határfrekvenciáját az adatlapok nem közlik, mert az S értéken ki-

vül a kimeneti feszültség csúcserőértékétől is függ, ami viszont alkalmazásonként különböző. A kivezrlés határfrekvenciáját tehát mindig számítani kell, az ismertetett módon.

14. Tápfeszültségtartomány, $\pm U_T$ (operating supply range).

A műveleti erősítők hozzávetőlegesen $\pm 2\text{ V}$ és $\pm 22\text{ V}$ közötti tápfeszültségtartományban működőképeseek. A tápfeszültség tipikus értéke: $\pm 15\text{ V}$.

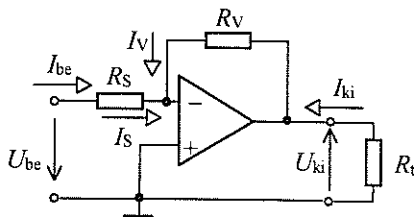
A műveleti erősítővel felépített áramkörök jellemzőinek számításánál a legtöbb esetben a műveleti erősítőt ideálisnak tekintjük. Az **ideális műveleti erősítőről** feltételezzük, hogy:

- a nyílthurkú feszültségerősítés $A_{uo} = \infty$,
- a szimmetrikus bemeneti ellenállás $R_{bes} = \infty$,
- a kimeneti ellenállás $R_{ki} = 0$,
- a bemeneti differenciálerősítő tökéletesen szimmetrikus, tehát:
 $U_o = 0$ és $I_o = 0$, $E_K = \infty$.

A felsorolt ideális jellemzőket összehasonlítva a valóságos jellemzőkkel, megállapítható, hogy általában elfogadható közelítés, ha egy műveleti erősítőt ideálisnak tekintünk.

4.3. Alapkapcsolások műveleti erősítővel

A műveleti erősítős kapcsolásokban a szükséges erősítést negatív visszacsatolással állítjuk be, lecsökkentve ezzel az igen nagy értékű nyílthurkú feszültségerősítést. A negatív visszacsatolást minden esetben a kimenet és az erősítő negatív bemenete között hozzuk létre, két ellenállásból álló feszültségosztóval. Az így kialakított kapcsolás negatív bemenetét vezérelve a bemeneti jellel, **invertáló alapkapcsoláshoz** jutunk. Ilyen erősítőt mutat a 4.19. ábra, az R_V visszacsatoló és az R_S soros ellenállásból kialakított visszacsatolással.



4.19. ábra. Invertáló alapkapcsolás

Ideálisnak tekintve a műveleti erősítőt, a végtelen nagy bemeneti ellenállás miatt a bemeneteken nem folyik áram, ezért az erősítő bemeneti pontjára érvényes csomóponti egyenlet: $I_S + I_V = 0$.

Az ideális műveleti erősítőnél az invertáló és a neminvertáló bemenet közötti feszültségkülönbség zérus, így az I_S és I_V áramokra felírható, hogy

$$I_S = \frac{U_{be}}{R_S} \quad \text{és} \quad I_V = \frac{U_{ki}}{R_V}.$$

Behelyettesítve az áramok kifejezéseit a csomóponti egyenletbe:

$$\frac{U_{be}}{R_S} + \frac{U_{ki}}{R_V} = 0.$$

Ebből az **invertáló alapkapsolásra érvényes feszültségerősítés** kifejezhető:

$$\frac{U_{ki}}{U_{be}} = -\frac{R_V}{R_S}, \quad A_{uv} = -\frac{R_V}{R_S}.$$

A feszültségerősítést tehát csak a visszacsatolás ellenállásai határozzák meg, mert a műveleti erősítő nyílthurkú erősítését végtelennek tekintjük.

A bemeneti ellenállás ideális műveleti erősítőnél:

$$R_{be} = \frac{U_{be}}{I_{be}} = \frac{U_{be}}{I_S} = R_S.$$

Tehát az **invertáló alapkapsolás bemeneti ellenállása**: $R_{be} = R_S$.

Az ideális műveleti erősítő kimeneti ellenállása zérus, ezért az **invertáló alapkapsolás kimeneti ellenállása** $R_{ki} = 0$.

15. feladat

Számítsuk ki az ideális műveleti erősítővel felépített invertáló alapkapsolás változó áramú jellemzőit, ha $R_V = 4 \text{ M}\Omega$, $R_S = 100 \text{ k}\Omega$.

A 15. feladat megoldása

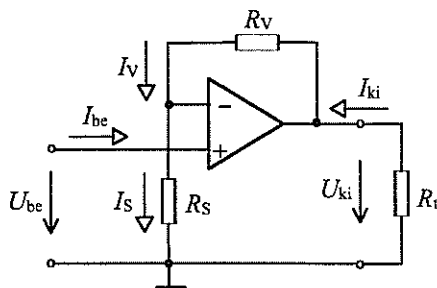
A feszültségerősítés értéke:

$$A_{uv} = -\frac{R_V}{R_S} = -\frac{4 \cdot 10^6}{10^5} = -40.$$

A bemeneti ellenállás értéke $R_{be} = R_S = 100 \text{ k}\Omega$. A kimeneti ellenállás $R_{ki} = 0$.

Ha a műveleti erősítőt nem tekintjük ideálisnak, hanem $A_{uo} = 10^5$, $R_{bes} = 1 \text{ M}\Omega$ és $R_{ki} = 100 \text{ }\Omega$ valóságos adatokkal számolunk, akkor a feszültségerősítés $A_{uv} = -40$ helyett $A_{uv} = -39,984$, a bemeneti ellenállás a valóságos esetben $40 \text{ }\Omega$ -mal tér el az $R_{be} = 100 \text{ k}\Omega$ -tól, és a kimeneti ellenállás $R_{ki} = 0$ helyett $R_{ki} = 0,04 \text{ }\Omega$. Az eredmények összehasonlításából látható, hogy számításainkban igen jó közelítéssel ideálisnak tekinthetjük a műveleti erősítőt.

A 4.20. ábrán látható **neminvertáló alapkapsolásban** a negatívan visszacsatolt műveleti erősítő pozitív bemenetét vezéreljük az erősítendő feszültséggel.



4.20. ábra. A neminvertáló alapkapsolás

A bemeneti pontra felírható csomóponti egyenlet: $I_V - I_S = 0$.

Az I_V és az I_S áramok:

$$I_V = \frac{U_{ki} - U_{be}}{R_V} \quad \text{és} \quad I_S = \frac{U_{be}}{R_S}.$$

Behelyettesítve:

$$\frac{U_{ki} - U_{be}}{R_V} - \frac{U_{be}}{R_S} = 0.$$

Rendezve az egyenletet:

$$\frac{U_{ki}}{U_{be}} = 1 + \frac{R_V}{R_S}.$$

Tehát a **neminvertáló alapkapsolás feszültségerősítése:**

$$A_{uv} = 1 + \frac{R_V}{R_S}.$$

A bemeneti ellenállás:

$$R_{bev} = \frac{U_{be}}{I_{be}} = \infty.$$

A kimeneti ellenállás:

$$R_{kiv} = \frac{U_{kiü}}{I_{kir}} = 0.$$

16. feladat

Számítsuk ki a 4.20. ábrán látható neminvertáló erősítő váltakozó áramú jellemzőit, ha $R_V = 4 \text{ M}\Omega$, $R_S = 100 \text{ k}\Omega$.

A 16. feladat megoldása

$$A_{uv} = 1 + \frac{R_v}{R_s} = 1 + \frac{4 \cdot 10^6}{10^5} = 41.$$

$$R_{bev} = \infty.$$

$$R_{kiv} = 0.$$

Ha a műveleti erősítőt nem tekintjük ideálisnak, hanem $A_{uo} = 10^5$, $R_{bes} = 1 \text{ M}\Omega$, $R_{ki} = 100 \text{ }\Omega$ valóságos adatokkal számolunk, akkor $A_{uv} = 40,9832$, $R_{bev} = 2,44 \cdot 10^9 \text{ }\Omega$, $R_{kiv} = 0,0041 \text{ }\Omega$.

4.4. Műveleti erősítők munkapont-beállítása

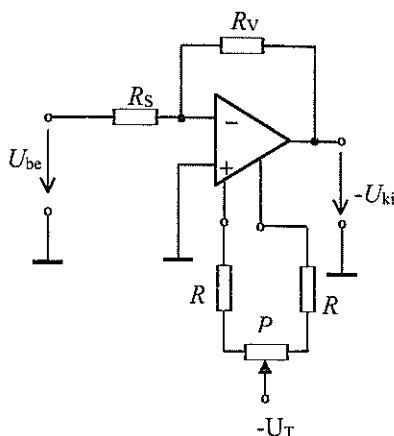
A műveleti erősítők munkapont-beállítása a különböző forrásokból származó kimeneti hibafeszültségek kiküszöbölését és a gerjedés elkerülése miatti frekvenciakompenzációt jelenti.

Hibafeszültségnek azt az egyenfeszültséget nevezzük, amely **vezérlés nélkül is** megjelenik a kimeneten. Ezért, ha az alapkapcsolásokat egyenfeszültség-erősítőként használjuk, a kimeneten a felerősített (*hasznos*) egyenfeszültség és a hibafeszültség együttesen jelentkezik. A munkapont-beállítás során ezt a hibafeszültséget kell megszüntetni. A hibafeszültség forrása elsősorban

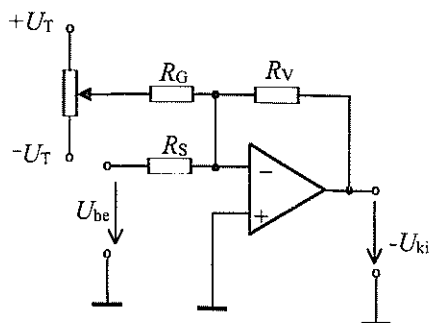
- a bemeneti ofszetfeszültség,
- a bemeneti ofszetáram,
- a bemeneti nyugalmi áram.

A bemeneti **ofszetfeszültség** miatti hibafeszültség kompenzálásának megkönnyítése a műveleti erősítő gyártója külön kivezetésekkel látja el az erősítőt. Ezek a kivezetések a bemeneti differenciálerősítő emitter- vagy kollektorkörébe csatlakoznak, ahogyan azt a 4.12. ábrán láttuk. A kivezetések közé a műveleti erősítő adatlapján szereplő, potenciométert is tartalmazó hálózatot kapcsolva, elvégezhető a hibafeszültség kiegyenlítése. A 4.21. ábra példaként egy ilyen kompenzáló hálózatot mutat.

Az **ofszetáram** a két bemeneten folyó áram különbsége. Az emiatt létrejövő hibafeszültség kompenzálása úgy lehetséges, ha a bemeneteken folyó áramokat, erre alkalmas kapcsolással azonossá tesszük. Az egyszerűsége miatt leggyakrabban alkalmazott kapcsolást a 4.22. ábra szemlélteti.



4.21. ábra. Az ofszetfeszültség kompenzálása

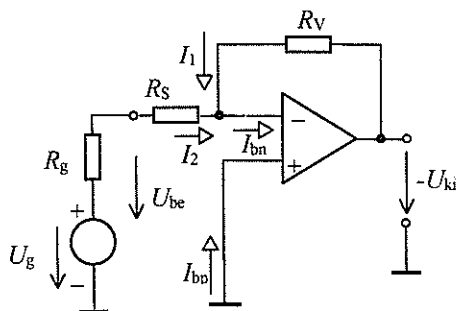


4.22. ábra. Az ofszetáram kompenzálása

A potenciométerből és az R_G ellenállásból álló hálózat áramgenerátort modellez. Ehhez az szükséges, hogy az R_G ellenállás nagy, $M\Omega$ nagyságrendű legyen. A potenciométer középső állásában nem folyik áram az R_G ellenálláson. A negatív tápfeszültség irányába mozdítva a potenciométer csúszkáját, a műveleti erősítő bemenetéről áramot vezetünk el az R_G ellenálláson keresztül. A pozitív tápfeszültség felé mozdítva a potenciométert az R_G ellenálláson keresztül áram folyik a bemenet felé. Így akár kisebb, akár nagyobb a negatív bemenet árama mint a pozitív bemeneté, a különbség a potenciométerrel kiegyenlíthető.

A nem invertáló alapkapsolásban is mindkét ofszet kompenzáló hálózat változatlan formában alkalmazható.

A bemeneti nyugalmi áram miatti hibafeszültség keletkezése a 4.23. ábrán követhető.

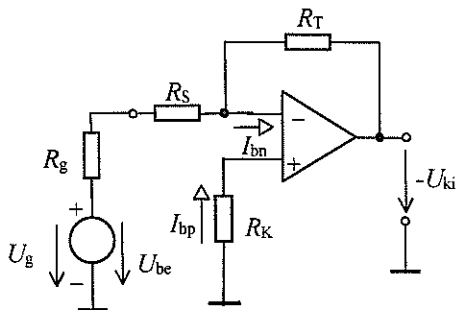


4.23. ábra. A bemeneti nyugalmi áram hatása

A negatív bemeneten folyó I_{bn} áram az I_1 és I_2 áramból tevődik össze, amelyek feszültséget ejtenek az R_V , ill. az $R_S + R_g$ ellenállásokon. A feszültség nagysága

$$U_n = I_{bn} \cdot [R_V \times (R_S + R_g)].$$

Ez a feszültség a negatív bemenetre kerül, míg a pozitív bemeneten a feszültség zérus értékű. Mivel az erősítő a két bemenete közötti feszültségkülönbséget erősíti, ezért az U_n felerősített értéke hibafeszültségként megjelenik a kimeneten. A 4.24. ábrán a kompenzálás módja látható.

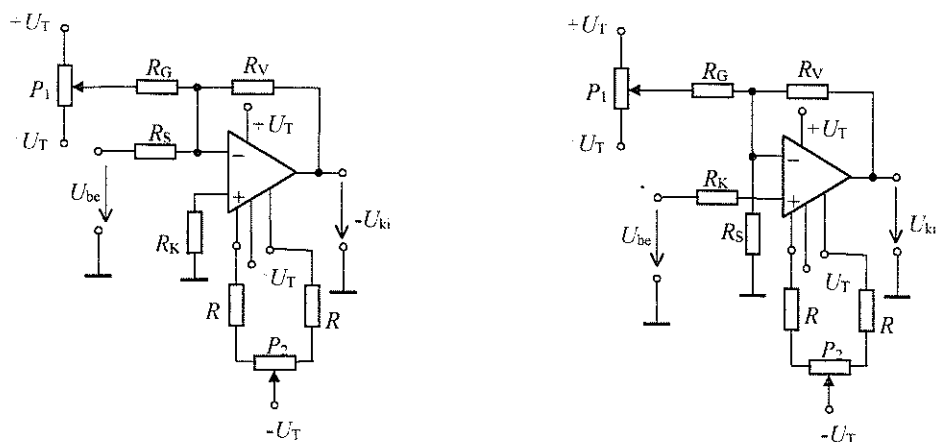


4.24. ábra. A hibafeszültség kompenzálása

Az R_K kompenzáló ellenálláson az I_{bp} áram folyik keresztül és rajta $U_{bp} = I_{bp} \cdot R_K$ feszültséget hoz létre. Ha az U_{bp} és az U_{bn} feszültségek megegyeznek, akkor a műveleti erősítő két bemenete között nincs feszültségkülönbség, tehát nincs hibafeszültség sem. Feltételezve, hogy $I_{bn} = I_{bp}$, a két feszültség azonosságának feltétele: $R_K = R_V \times (R_S + R_g)$.

A kifejezésben szereplő R_g ellenállás a feszültséggenerátoros meghajtás miatt mindig sokkal kisebb, mint az R_S , ezért jó közelítéssel igaz, hogy $R_K = R_V \times R_S$.

A 4.25. ábra összefoglalva mutatja mindkét alapkapsolásra a munkapont-beállítást.

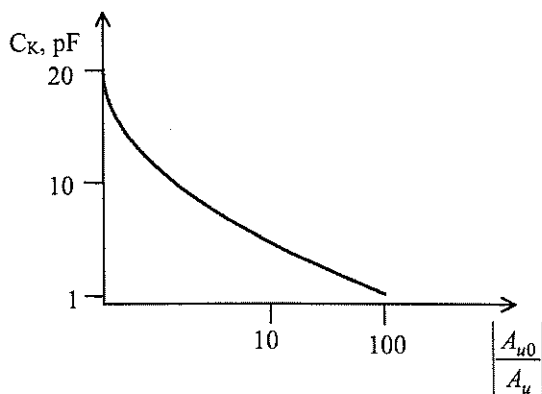


4.25. ábra. Az alapkapsolások munkapont-beállítása

Az áramkör megépítése (vagy a műveleti erősítő cseréje) után a munkapont beállítását a következőképpen végezzük el:

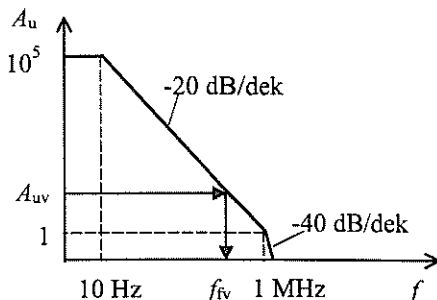
- rövidre zárjuk az erősítő bemenetét ($U_{be} = 0$), így a kimeneten csak a hibafeszültség lehet,
- a kimeneti feszültséget mérve, a P_1 potenciométerrel beállítjuk a lehető legkisebb kimeneti hibafeszültséget,
- a P_2 potenciométerrel a hibafeszültséget nullára (vagy legalább az elérhető legkisebb értéke) állítjuk.

A beállított munkapontú, visszacsatolt műveleti erősítőt **frekvenciakompenzálás**sal kell ellátni azért, hogy ne történhessen **gerjedés**. A frekvenciakompenzáláshoz a műveleti erősítő erre a célra szolgáló kivezetései közé RC tagot, vagy egyszerűbb esetben egy kondenzátort kell kapcsolni. A műveleti erősítő adatlapja minden esetben tartalmaz egy olyan jelleggörbét, amelyről leolvasható a visszacsatolás mértékének függvényében a szükséges kompenzáló alkatrészek értéke. A 4.26. ábra egy olyan műveleti erősítő frekvenciakompenzálásához nyújt segítséget, amelynél csak egy kondenzátor szükséges.



4.26. ábra. Grafikon a kompenzáló kapacitás meghatározásához

A kompenzálás után a műveleti erősítő nyílthurkú erősítésének frekvenciafüggése pl. a 4.27. ábra szerinti.



4.27. ábra. Frekvenciakompenzált műveleti erősítő

Az ábrából is látható, hogy úgy célszerű kompenzálni az erősítőt, hogy az erősítés széles frekvenciatartományban 20 dB/dekáddal, de legfeljebb 40 dB/dekáddal csökkenjen. Ebben az esetben ugyanis biztosan nem gerjedhet be az erősítő (l. a 3.49. ábrát). Így kompenzálták a gyártók a 741 típusú műveleti erősítőt, amelyet beintegrált kompenzáló kapacitással láttak el. Ezt az erősítőt tehát nem lehet és nem is kell a felhasználónak kompenzálni, az adatlapok a 4.27. ábrán látható jelleggörbét adják meg.

Bármelyik alapkapcsolásban használjuk az erősítőt, a felső határfrekvenciát a jelleggörbével határozhatjuk meg: a visszacsatolt erősítést berajzolva a jelleggörbébe, az erősítés egyenese és a jelleggörbe metszéspontja levetítve a frekvencia tengelyre, adja meg az f_v visszacsatolt felső határfrekvenciát.

Fontos megjegyezni, hogy az erősítő tényleges f_h felső határfrekvenciája, ameddig az erősítő erősítése sem csökken és a kimeneti jelalak sem hááromszögesedik, a visszacsatolt felső határfrekvencia és a kivezérlés határfrekvenciája közül a kisebb.

Ellenőrző kérdések, feladatok

1. Soroljuk fel az egyenfeszültség erősítésének problémáit és ismertessük kiküszöbölésük módját!
2. Rajzoljuk fel a differenciálerősítő kapcsolási rajzát!
3. Ismertessük a differenciálerősítő vezérlési lehetőségeit!
4. Magyarázzuk el a közös módusú elnyomási tényező és a diszkriminációs tényező közötti különbséget!
5. Milyen áramkörüi megoldással csökkenthető a közös feszültségre vonatkozó erősítés?
6. Mi a feladata a fázisösszegző kapcsolásnak?
7. Ismertessük a műveleti erősítő belső felépítését!
8. Soroljuk fel és értelmezzük a műveleti erősítő jellemzőit!
9. Rajzoljuk fel a műveleti erősítő alkapcsolásokat!
10. Hogyan számíthatók a műveleti erősítő alkapcsolások váltakozóáramú jellemzői?
11. Hogyan történik az alkapcsolások munkapontjának beállítása?
12. Ismertessük a műveleti erősítő alkapcsolások felső határfrekvenciájának meghatározását!

5. IMPULZUSTECHNIKAI ALAPÁRAMKÖRÖK

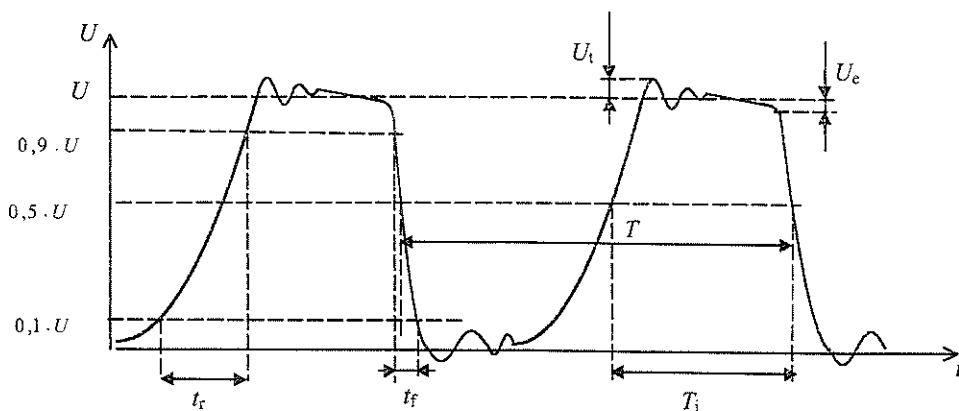
Az elektronikában előforduló **impulzusok** feszültség- vagy áramváltozások, amelyek legfontosabb jellemzője, hogy a **változás nem folyamatos**. Pl. egy négyszög alakú impulzusnál a változás két meghatározott érték között ugrásszerű, a háromszög alakú impulzusnál a folyamatos változás a csúcsponton megtörik és ellenkező irányúra változik stb.

Az impulzussorozat egymást szabályosan követő, tehát periodikusan ismétlődő impulzusokból áll.

Az impulzustechnikai alapelemek az impulzussorozat előállítására és az impulzusok jellemzőinek módosítására szolgálnak.

5.1. Impulzusjellemzők

Az impulzusjellemzők az 5.1. ábra feszültségimpulzus-sorozatán jól áttekinthetők.



5.1. ábra. Impulzusjellemzők

Az U **impulzusamplitúdó** az impulzus feszültségének névleges értéke. Ezt csak egy rövid ideig lépi túl a feszültség értéke, ezt nevezzük U_f **túllövésnek**. Az amplitúdó csökkenése az U_e **tetőzés**.

Az impulzusokat jellemző időtartamok mindig az amplitúdó százalékos értékeinek időpontjaihoz kötődnek. A t_r (*rise* – emelkedés) **felfutási** és a t_f (*fall* – esés) **lefutási idő** az amplitúdó 10% és 90% között mérhető időtartamok az impulzus felfutó, ill. lefutó élén mérve. A T_i **impulzusidő** a fel- és lefutó élén az 50%-os amplitúdó-értékek időpontjai között mérhető időtartam. A T **periódusidő** két, egymást követő impulzus azonos fázisú pontjai közötti időtartam. Az ábrán a lefutó élék 50%-os pontjai között jelölt időtartam a periódusidő.

Az impulzusszorozaton közvetlenül mért jellemzők mellett használunk néhány ezekből számítható mennyiséget is. Közülük legfontosabb a **frekvencia**, amely a periódusidő reciproka

$$f = \frac{1}{T}.$$

Az impulzusszorozat **kitöltési tényezője** azt mutatja, hogy az impulzus hány százalékban tölti ki a periódust

$$k = \frac{T_i}{T} \cdot 100\%.$$

A fel- és lefutási időkhöz kapcsolódó mennyiség a fel- és lefutási meredekség. A **felfutási meredekség** az impulzus felfutó élén az amplitúdó 10% és 90%-a közötti feszültségnövekedés és a közben eltelt t_r idő hányadosa:

$$m_r = \frac{U_{90-10}}{t_r} = \frac{U_{90} - U_{10}}{t_r}.$$

A **lefutási meredekség** hasonlóképpen értelmezhető a lefutó élén:

$$m_f = \frac{U_{10-90}}{t_f} = \frac{U_{10} - U_{90}}{t_f}.$$

17. feladat

Egy impulzussorozatán mért impulzusjellemzők:

$$T = 100 \mu\text{s}; T_i = 25 \mu\text{s}; t_r = 10 \text{ ns}; t_f = 7 \text{ ns}; U = 12 \text{ V}.$$

Számítsuk ki a frekvencia, a kitöltési tényező, a fel- és lefutási meredekségek értékét!

A 17. feladat megoldása

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{10^{-4}} = 10^4 \text{ Hz} = 10 \text{ kHz}.$$

$$k = \frac{T_i}{T} = \frac{2,5 \cdot 10^{-5}}{10^{-4}} \cdot 100 = 2,5 \cdot 10^{-1} \cdot 100 = 25\%.$$

$$U_{10} = 0,1 \cdot U = 0,1 \cdot 12 = 1,2 \text{ V}.$$

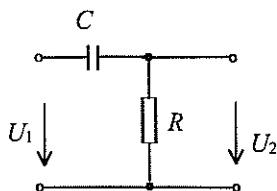
$$U_{90} = 0,9 \cdot U = 0,9 \cdot 12 = 10,8 \text{ V}.$$

$$m_r = \frac{U_{90-10}}{t_r} = \frac{10,8 - 1,2}{10^{-8}} = 9,6 \cdot 10^8 \text{ V/s} = \mathbf{9,6 \cdot 10^2 \text{ V}/\mu\text{s}}.$$

$$m_f = \frac{U_{10-90}}{t_f} = \frac{1,2 - 10,8}{7 \cdot 10^{-9}} = -1,37 \cdot 10^9 \text{ V/s} = \mathbf{-1,37 \cdot 10^2 \text{ V}/\mu\text{s}}.$$

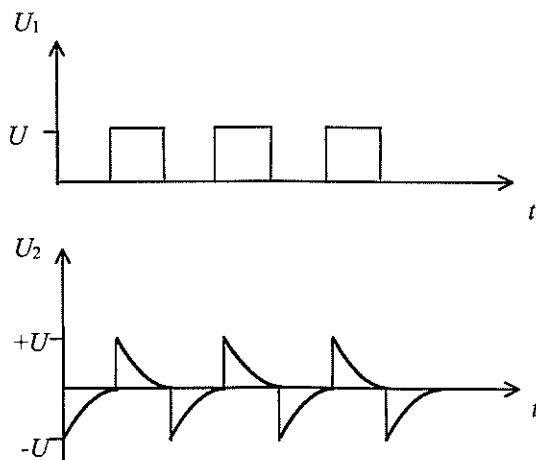
5.2. Jelformáló áramkörök

Az impulzussorozatok jellemzői jelformáló áramkörökkel módosíthatók. A leggyakrabban felmerülő feladat a négyszögjelek formálása differenciáló, ill. integráló áramkörrel. Hasonlóképpen sokszor előforduló igény az impulzusok amplitúdójának meghatározott értéken való határolása. Ez a feladat vágóáramkörrel valósítható meg. A **differenciáló áramkör** felépítése a **5.2.** ábra szerinti.



5.2. ábra. Differenciáló áramkör

Az áramkörre U_1 négyszögimpulzus-sorozatot kapcsolva a kimeneten megjelenő U_2 feszültség jelalakja az **5.3.** ábrán látható.

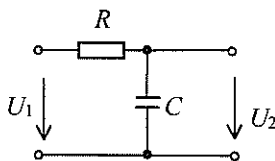


5.3. ábra. A differenciáló áramkör jelalakjai

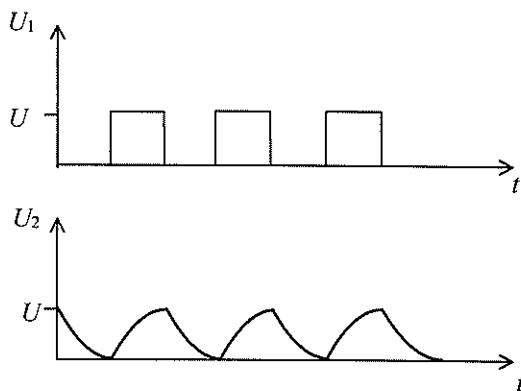
A négyszögjel felfutásakor a hirtelen feszültségváltozás miatt a kondenzátor gyakorlatilag rövidzárként viselkedik, így ez a feszültségváltozás szinte változatlanul a kimenetre jut. Ezt követően a négyszögjel állandó értékű U feszültsége tölti a kondenzátort, az RC -időállandónak megfelelő sebességgel. A töltődés exponenciális jellegű. Töltődés közben a kondenzátor pillanatnyi feszültsége levonódik az állandó U bemeneti feszültségből, ezért a kimenetre exponenciális jelleggel csökkenő feszültség jut. Amikor a kondenzátor már feltöltődött, akkor a kimeneti feszültség közelítőleg nulla értékű (kb. ötszörös időállandónak megfelelő idő eltelte után).

A négyszögjel lefutásakor a nullára csökkenő bemeneti feszültséghez képest a feltöltődött kondenzátor feszültsége jut a kimenetre. Így egy hozzávetőlegesen $-U$ nagyságú feszültség jelenik meg a kimeneten. Ezt követően a kondenzátor kisül és a kimeneten újra nulla lesz a feszültség. Ez a folyamat ismétlődik minden négyszögjelnél, a kimeneten tehát egy *tüskeimpulzus-sorozat*ot kapunk.

Az **integráló áramkör** kapcsolási rajza az 5.4. ábrán látható, míg jelalakjai az 5.5. ábra szerintiek.



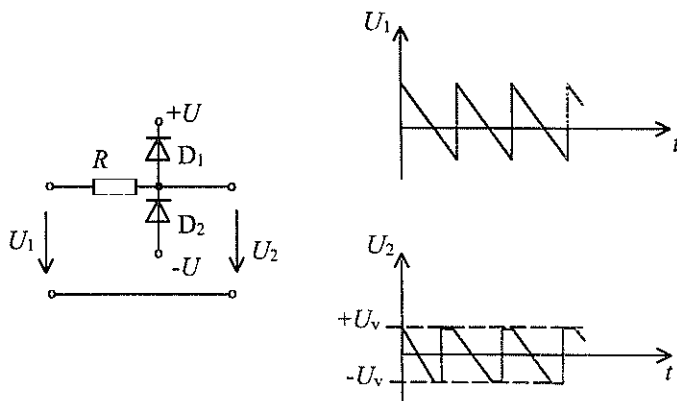
5.4. ábra. Integráló áramkör



5.5. ábra. Az integráló áramkör jelalakjai

A négyszögjel felfutásának időpontjától kezdve a kondenzátor az RC -időállandónak megfelelő sebességgel, exponenciális jelleggel töltődik. A lefutó él után pedig exponenciális jellegű a kisütési folyamat is.

A **vágóáramkörök** egyszerű felépítésű diódás áramkörök. Felépítésükre és alkalmazásukra már a 2.2.7. pontban is láttunk példát (2.20. és 2.21. ábrák), szinuszos bemeneti feszültség esetén. Egy további alkalmazást mutat az 5.6. ábra, fűrészfog alakú bemeneti feszültséget adva a bemenetre.



5.6. ábra. Diódás vágóáramkör

A bemeneti feszültség növekedésekor a D_1 dióda kinyit az $+U_v = U_1 = U + 0,6$ V-nál, és így az U_2 feszültséget közelítőleg állandó értéken tartja. Csökkenő bemeneti feszültség mellett az U_1 feszültségnél lezár a D_1 , $U_2 = U_1$, ezért a kimeneti feszültség követi a bemeneti feszültség változását. Ha a bemeneti feszültség $-U_v = -U_1 = -U - 0,6$ V alá csökken, akkor a D_2 nyit ki és fogja meg a kimeneti feszültséget.

5.3. Multivibrátorok

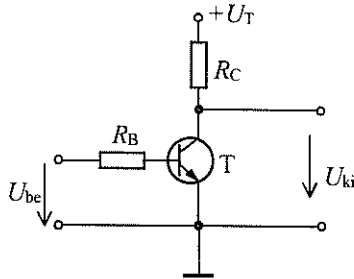
A multivibrátorok impulzusok előállítására és jellemzőinek módosítására alkalmas áramkörök. Felépíthetők tranzisztorok, műveleti erősítők és speciális integrált áramkörök felhasználásával. Közös jellemzőjük, hogy bennük az erősítőelem kapcsolóüzemben működik.

5.3.1. A tranzisztor mint kapcsoló

Az eddig megismert tranzisztros áramkörökben arra törekedtünk, hogy a tranzisztor egy jól megválasztott munkapont környezetében, lineáris erősítőelemként viselkedjen. Ettől a **lineáris üzemmódtól** eltérő követelményeket kell kielégítenie a tranzisztornak **kapcsoló üzemmódban**.

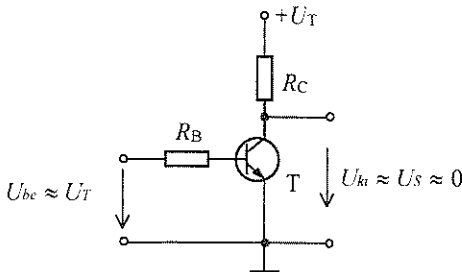
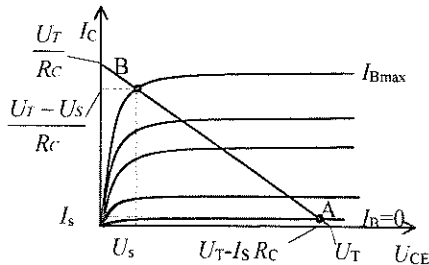
Az ideális kapcsoló jellemzője, hogy bekapcsolt állapotban rövidzárként viselkedik, így sarkain a feszültségkülönbség $U_k = 0$. Kikapcsolt állapotban szakadás és ezért nem folyik rajta keresztül áram, $I_k = 0$.

A tranzisztor az 5.7. ábrán látható áramkörben egy vezérelhető kapcsoló: a kollektora és az emittora között, a bázisra adott vezérléstől függően, létrehozható a közelítőleg nulla feszültségkülönbség és maximális áram (bekapcsolt kapcsoló), ill. a közelítőleg nulla áram és maximális feszültség (kikapcsolt kapcsoló).

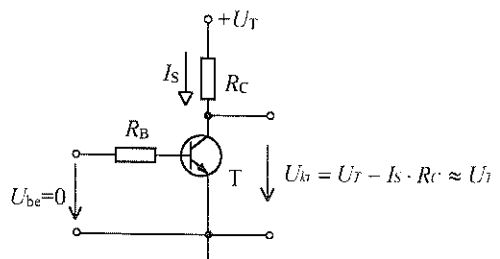


5.7. ábra. A tranzisztor kapcsolóüzeme

A tranzisztor azonban nem ideális kapcsoló, mert a kollektora és az emittora között szaturációs mennyiségek mérhetők, amint azt a 2.3.1. pontban megismertünk. Ezt szemlélteti az 5.8. ábra a kimeneti jelleggörbébe berajzolt munkacgyenesen.



Nyitott tranzisztor $\equiv$ zárt kapcsoló



Zárt tranzisztor $\equiv$ nyitott kapcsoló

5.8. ábra. Nyitott és zárt tranzisztros kapcsoló

Ha $U_{be} = 0$, akkor a tranzisztor lezárt állapotban van, ami megfelel a munkaegyenesen az A munkapontnak. A lezárt tranzisztoron I_S szaturációs áram folyik, a kollektor–emittere közötti feszültség, ami egyben a kimeneti feszültség is:

$$U_{CE} = U_{ki} = U_T - I_S \cdot R_C.$$

A lezárt tranzisztor, mint nyitott kapcsoló kontaktusai közötti feszültség tehát $I_S \cdot R_C$ értékkel tér el az ideálistól.

Ha a bemeneti feszültség akkora, hogy a tranzisztor kinyit és a megengedhető legnagyobb bázisáram folyik, akkor a tranzisztor a B munkapontban üzemel. Ebben a munkapontban kollektor–emitter között az U_S szaturációs feszültség mérhető és a tranzisztoron folyó áram

$$I_C = \frac{U_T}{R_C} - \frac{U_S}{R_C}.$$

A nyitott tranzisztor mint zárt kapcsoló nem ideális kapcsoló, mert kontaktusai között a szaturációs feszültség mérhető. A kapcsoló nyitásához célszerűen az U_T tápfeszültséget használtuk a kapcsolásban. Az R_B ellenálláson esik a tranzisztor kb. 0,6 V-os nyitófeszültsége és az U_T közötti feszültségkülönbség.

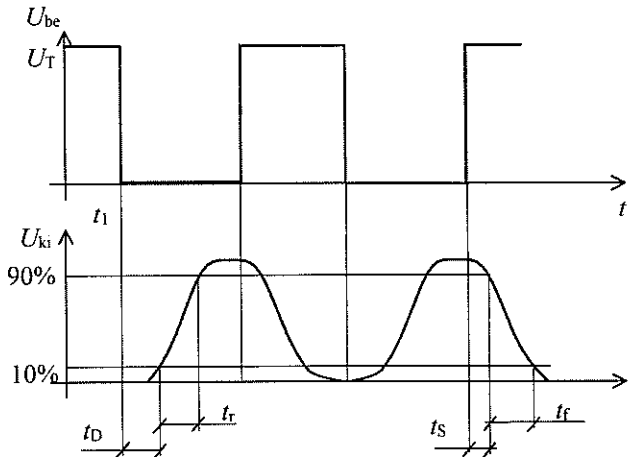
Az elmondottakból egyértelműen következik, hogy a kifejezetten kapcsolási feladatokra gyártott kapcsolótranzisztoroknak kis szaturációs feszültséggel és árammal kell rendelkezniük.

A tranzisztor nyitásakor és zárásakor hirtelen feszültségváltozás következik be a kollektor–emitter között. A változás sebességét a tranzisztorok belső kapacitásainak feltöltéséhez, ill. kisütéséhez szükséges idő korlátozza. A kapcsolótranzisztorok esetében a katalógusok nem a belső kapacitások értékét, hanem a **tranzisztor kapcsolási idejét** adják meg. Az 5.7. ábra szerinti kapcsolásban a belső kapacitások töltési ideje az R_C ellenállástól és az esetleges terheléstől is függ. Kis kapcsolási idő eléréséhez tehát az R_C és az R_L ellenállásokat a lehetőség szerinti legkisebbre kell választani és kis kapcsolási idejű, gyors kapcsolótranzisztort kell alkalmazni.

A tranzisztoros kapcsoló négyszögjel-sorozattal történő folyamatos ki-be kapcsolására jellemző működési időket az 5.9. ábra. mutatja.

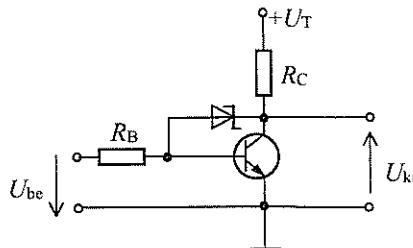
A bemeneti feszültség t_1 változási időpontjához képest a kimeneti változás csak t_D **késleltetési idő** (*delay time*) elteltével indul meg és a t_r (*rise time*) felfutási időnek megfelelő sebességgel zajlik le. Hasonló jelenség játszódik le kikapcsoláskor is: a változás t_S tárolási idő után indul és t_f (*fall time*) lefutási időnek megfelelő sebességgel zajlik le. A t_{on} **bekapcsolási** és a t_{off} **kikapcsolási idők** az előzőek alapján:

$$t_{on} = t_D + t_r, \quad t_{off} = t_S + t_f.$$



5.9. ábra. Kapcsolási ideők

A késleltetési és a tárolási idő magyarázata az, hogy a tranzisztor nyitáskor, ill. zárásakor jelentős számú töltéshordozót kell hirtelen megmozgatni, ill. megállítani, ami időbe telik. Ha a tranzisztor nyitott állapotát maximális bázisárammal és ezért maximális kollektorárammal hozzuk létre, amint azt az 5.8. ábrán is feltételeztük, akkor a tárolási idő nagy lesz. A tranzisztor maximális bázisárammal való nyitását és maximális kollektorárammal való vezetését a tranzisztor **telítési állapotának** nevezzük. A tárolási idő jelentősen csökkenthető, ha nem telítéses üzemmódban működtetjük a tranzisztort. Ez legegyszerűbben úgy oldható meg, ha a kollektor–emitter feszültséget nem engedjük a szaturációs feszültség értékéig csökkenni. Erre a célra leggyakrabban **Schottky-diódás telítésátlást** alkalmazunk, az 5.10. ábrán látható kapcsolás szerint.



5.10. ábra. Schottky-diódás telítésátlás

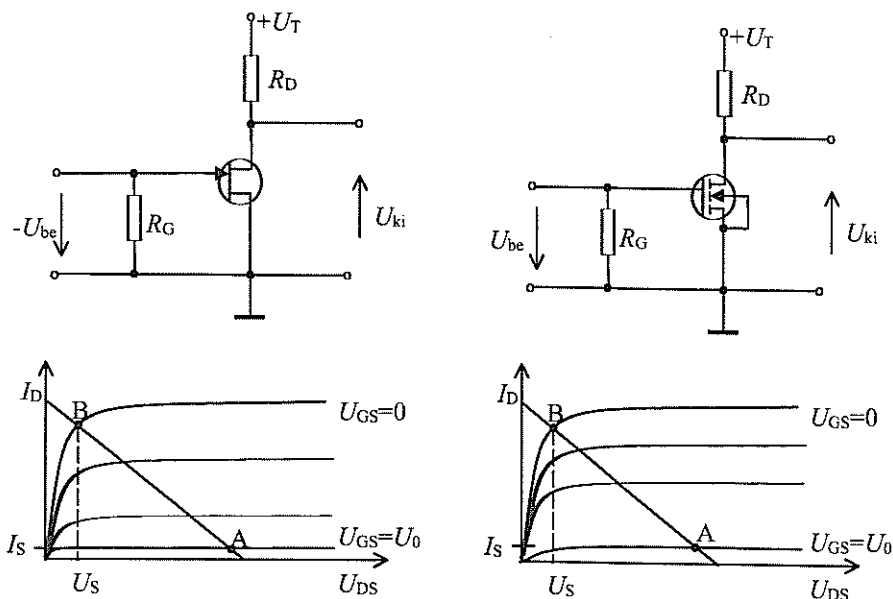
A tranzisztor nyitáskor a kollektorfeszültség csak addig csökkenhet, amíg az Schottky-dióda kinyit. Mivel a nyitott tranzisztor bázis–emitter feszültsége kb. 0,6 V, a dióda nyitófeszültsége kb. 0,3 V, ezért a kollektorfeszültség nem csökkenhet kb. 0,3 V alá. A szaturációs feszültség 0,1–0,2 V, tehát a tranzisztor nem telítéses üzemmódban működik, ezzel a kapcsolási ideje csökken.

Az 5.7. és az 5.10. ábrák működésének elemzéséből kitűnik, hogy az áramkör bemenetén és kimenetén két egymástól jól elkülöníthető feszültségszint jelenti a vezérlést, ill. a kimeneti feszültséget. Az egyik feszültségszint a tápfeszültség vagy ahhoz közel eső feszültség, a másik pedig a nulla vagy ahhoz közel eső feszültség. Az utóbbit **alacsony szintnek**, a tápfeszültséghez közelit pedig **magas szintnek** elnevezve az áramkör működését úgy is megfogalmazhatjuk, hogy:

- magas szintet adva a bemenetre az áramkör a kimenetén alacsony szintet szolgáltat,
- alacsony szintű bemenet esetén a kimenet magas szintű.

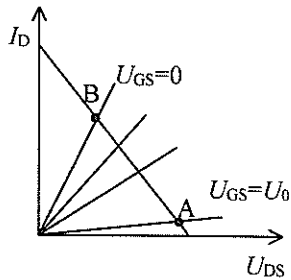
Az áramkör a bemenetére adott szintet ellentétesre változtatja, megfordítja, ezért **inverternek** nevezzük.

Kapcsolóként **térvezérlésű tranzisztorok** is alkalmazhatók. Az 5.11. ábra egy zárórteges és egy MOS tranzisztoros kapcsolót mutat jelleggörbéikkel együtt.



5.11. ábra. Térvezérlésű tranzisztoros kapcsoló

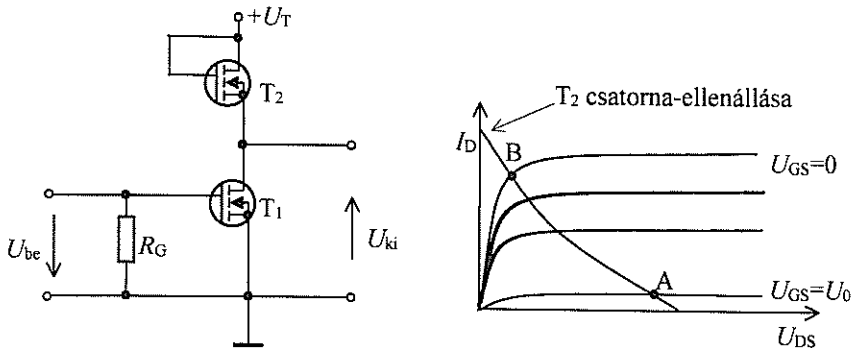
Mindkét kapcsoló sajátossága, hogy viszonylag nagy a szaturációs feszültségük, ezért jobban eltérnek az ideálistól, mint egy bipoláris tranzisztoros kapcsoló. Elsősorban ez indokolja, hogy FET-es kapcsolókat csak kisáramú üzemben alkalmazunk, amikor tápfeszültségük, és így a kapcsolt feszültség is legfeljebb néhány száz mV. A szaturációs feszültség itt elfogadható értékű. Az 5.12. ábra ilyen esetre mutatja a kapcsoló két munkapontját a jelleggörbe kezdeti szakaszán.



5.12. ábra. Kisáramú kapcsoló

Fontos megjegyezni, hogy a FET-es kapcsolók vezérléséhez nincs szükség teljesítményre, ezért nem terhelik a vezérlő áramkört. A JFET kapcsolóként való alkalmazásnál figyelembe kell venni, hogy a vezérlő feszültség mindig ellentétes polaritású, mint a tápfeszültség (l. a 2.3.2. pontot).

A FET kapcsolóval felépített inverternél alkalmazható megoldást mutat az 5.13. ábra, példaként n csatornás növekményes MOSFET tranzisztorokat használva.



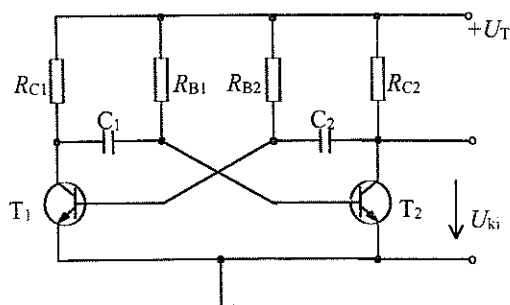
5.13. ábra. MOSFET inverter

Az áramkör munkaellenállása a T_2 FET csatorna-ellenállása, amely nemlineáris jelleggörbéjű, amint azt az ábra is mutatja, kapcsolóüzemben azonban ennek nincs jelentősége.

5.3.2. Tranzisztoros astabil multivibrátor

Az astabil multivibrátor folyamatosan négyszögjelet állít elő. Kapcsolási rajza bipoláris tranzisztorokból felépítve az 5.14. ábrán látható (térvezérlésű tranzisztorokat a rossz szaturációs értékek miatt általában nem alkalmazunk multivibrátor-kapcsolásokban). Az astabil elnevezés abból adódik, hogy a négyszögjelet a tranzisztorok so-

rozatos nyitásával-zárásával állítja elő, tehát nem rendelkezik az áramkör stabil állapottal.



5.14. ábra. Astabil multivibrátor

A működés elemzéséhez tételezzük fel, hogy a T_1 tranzisztor éppen nyitva, a T_2 pedig éppen zárva van. Ilyenkor a C_2 kondenzátor egyik sarkán a T_1 tranzisztor kb. 0,6 V-os nyitófeszültsége van, a másik sarka pedig az R_C ellenálláson keresztül az U_T tápfeszültségre kapcsolódik, mert T_2 zárva van. A C_2 kondenzátort ezért a sarkai között lévő $U_T - 0,6$ V feszültségekülönbség tölti fel. A kondenzátor kollektor felőli fegyverzete lesz a pozitív polaritású, hiszen az $+U_T$ -re töltődik, míg a másik fegyverzet 0,6 V feszültségre kapcsolódik. Miközben a C_2 kondenzátor így töltődik, a C_1 kondenzátor feszültsége a következőképpen alakul:

- a T_1 nyitott tranzisztor a C_1 kondenzátor kollektorra kapcsolódó sarkát gyakorlatilag nulla feszültségre kapcsolja (attól csak U_S értékkel tér el),
- a C_1 kondenzátor az R_{B1} ellenálláson keresztül a $+U_T$ feszültség felé töltődik. A töltődés addig tarthat, amíg feszültsége eléri a T_2 tranzisztor nyitófeszültségét.

Amikor a C_1 kondenzátor kb. +0,6 V-ra töltődött, a T_2 tranzisztor kinyit. A nyitás miatt a kollektorfeszültsége hozzávetőlegesen 0 V-ra (U_S -ra) csökken, ezért az $U_T - 0,6$ V-ra feltöltődött C_2 kondenzátor pozitív fegyverzetét is 0 V-ra kapcsolja. Ehhez képest a másik fegyverzeten lévő $-(U_T - 0,6$ V) nagyságú feszültség a T_1 bázisára kerül, T_1 ezért lezár. Ettől a pillanattól kezdve a C_1 kondenzátor kezd töltődni a sarkai között lévő $U_T - 0,6$ V feszültségekülönbség miatt olyan polaritással, hogy a T_1 kollektorára kapcsolódó sarka lesz pozitív polaritású. A C_2 kondenzátor pedig az R_{B2} ellenálláson keresztül a $(U_T - 0,6$ V)-os feszültségről pozitív irányba kezd töltődni, addig amíg eléri a +0,6 V-ot, mert ilyenkor újra kinyitja a T_1 tranzisztor. A leírtakból következik, hogy a tranzisztorok nyitásának időpontja attól függ, hogy milyen gyorsan töltődnek a kondenzátorok. Ezt viszont az $R_{B1} \cdot C_1$, ill. az $R_{B2} \cdot C_2$ időállandók határozzák meg. Bizonyítható, hogy a tranzisztorok billenési ideje:

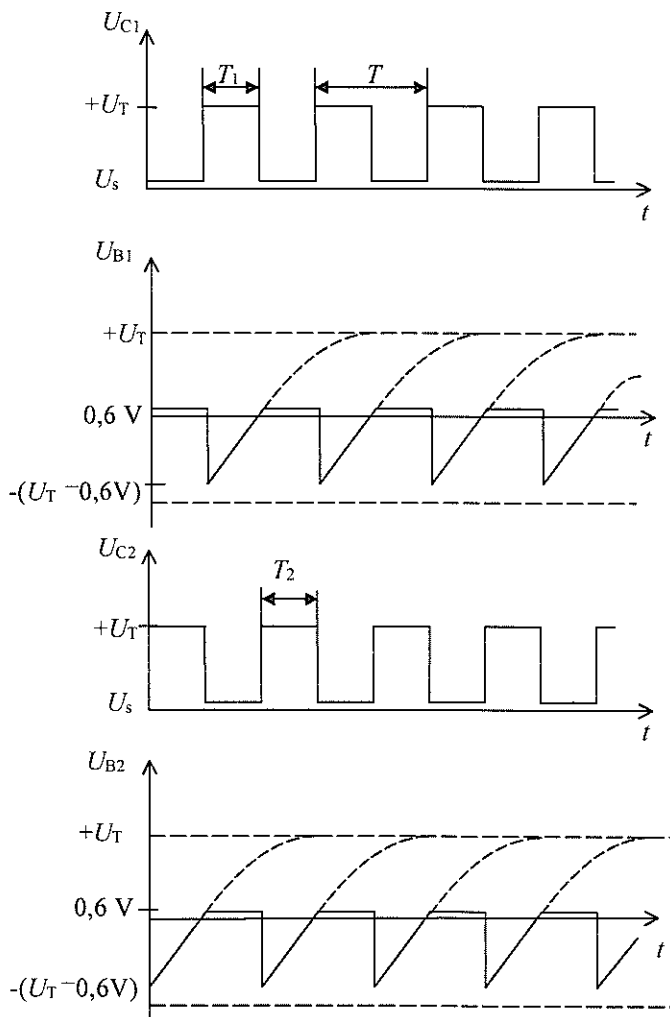
$$T_1 = 0,69 \cdot R_{B2} \cdot C_2.$$

$$T_2 = 0,69 \cdot R_{B1} \cdot C_1.$$

A kifejezésekből látható, hogy az R_{B1} , R_{B2} ellenállások változtatásával, vagy más kondenzátor kapacitások választásával a billenési idők, és így a kimeneten megjelenő négyszögjel impulzusideje és periódusideje is változtatható.

A kapcsolás kimenete az 5.14. ábrán a T_2 kollektora, ahol az időzítéstől függő időtartamig, vagy kb. $+U_T$, vagy kb. 0 V a feszültség, tehát egy négyszögjelsorozat jelenik meg. Ennek periódusideje $T = T_1 + T_2$.

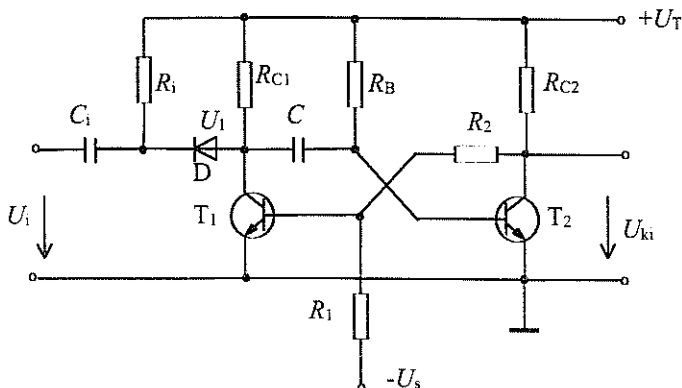
A T_1 tranzisztor kollektorán is négyszögjel sorozat jelenik meg, amelynek fázisa elmentés a T_2 kollektorán megjelenőhöz képest. A működés az 5.15. ábra jelalakjain is jól követhető.



5.15. ábra. Az astabil multivibrátor jelalakjai

5.3.3. Tranzisztoros monostabil multivibrátor

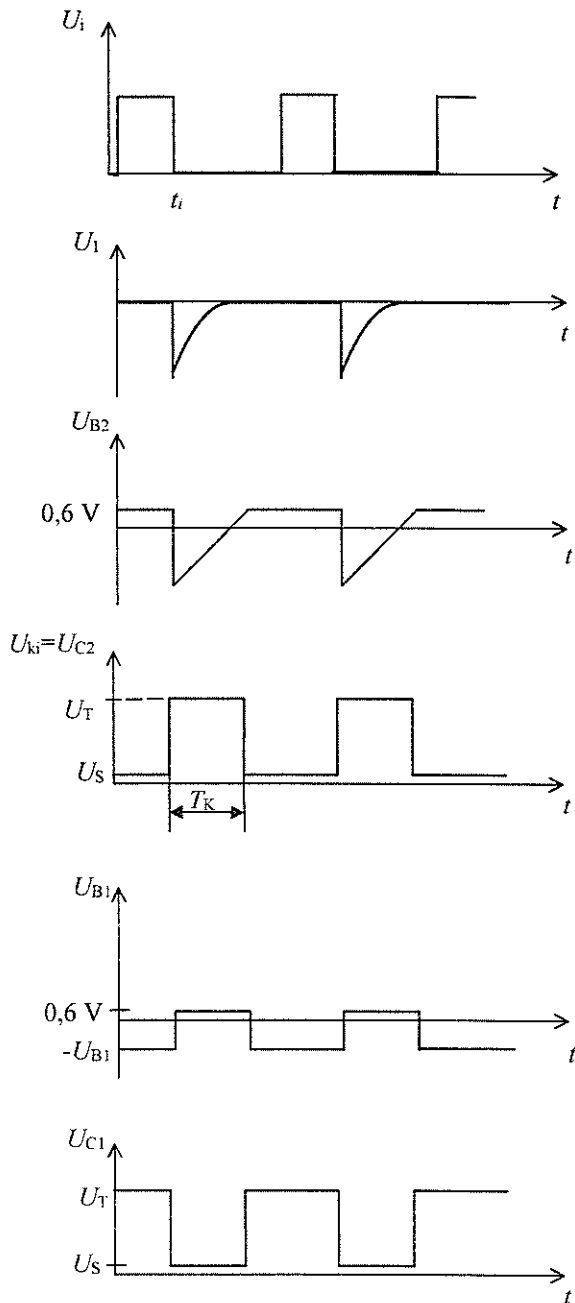
A monostabil multivibrátor egy stabil állapottal rendelkező áramkör. Ebből az állapotból indítójel hatására billenthető át az ún. kvázistabil állapotába, ahonnan automatikusan visszabilLEN. Így indítójel hatására egy beállítható idejű négyszögimpulzust állít elő. A monostabil multivibrátor kapcsolási rajza az **5.16.** ábrán látható.



5.16. ábra. Monostabil multivibrátor

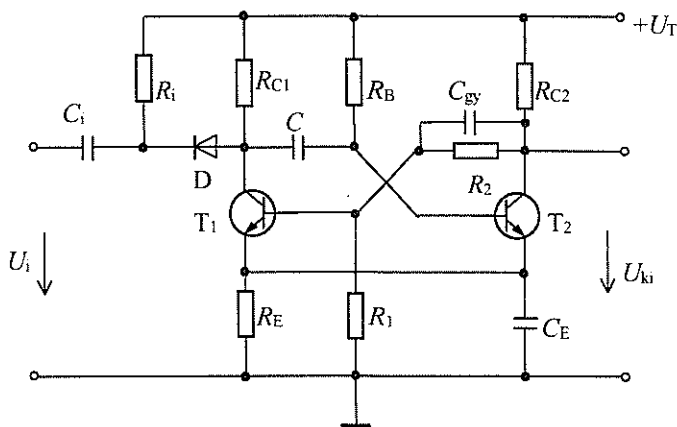
A T_2 tranzisztor bázisa az R_B ellenálláson keresztül $+U_T$ feszültségre kapcsolódik, ezért a T_2 tranzisztor alapállapotban nyitva van, kollektorfeszültsége a kis értékű U_S -el egyezik meg. Az R_1 - R_2 feszültségosztón keresztül leosztódva ez a feszültség lezárva tarja a T_1 tranzisztort. A biztosabb zárás érdekében az R_1 ellenállás negatív segédfeszültségre kapcsolódik. Ebben a stabil állapotban a C kondenzátor egyik sarka 0,6 V-on van a nyitott T_2 miatt, a másik fegyverzete pedig $+U_T$ feszültségre kapcsolódik. A kondenzátor ($U_T - 0,6$ V)-os feszültségre töltődik fel, úgy, hogy a T_1 kollektorára kapcsolódó fegyverzete a pozitív polaritású. A C_1 , R_1 és D elemekből álló áramkör az indító áramkör. Az U_i bemenetre adott indító négyszögjelből a C_1 , R_1 differenciáló áramkör állít elő pozitív és negatív tüskéket, amint azt az 5.2. alfejezetben már láttuk. Ezek közül a negatív polaritásúakat engedi át a dióda. Egy negatív impulzus a C kondenzátoron keresztül a T_2 bázisára jutva azt egy pillanatra lezárja. A kollektor feszültsége ezért $+U_T$ -re növekszik. Az R_1 - R_2 osztón keresztül az U_T leosztódva kinyitja T_1 -et, ezért a C kondenzátor $U_T - 0,6$ V-os feszültsége negatív polaritással a T_2 bázisára kerül. A továbbiakban ez a feszültség tartja zárva a T_2 tranzisztort mindaddig, amíg a C kondenzátor az R_B -n keresztül 0,6 V-ra töltődik fel. Ilyenkor T_2 újra kinyit és visszaáll a stabil állapot. A leírásból következik, hogy a két stabil állapot közötti átmeneti állapot (másképpen kvázistabil állapot) időtartama az $R_B \cdot C$ időállandótól függ. Pontos értéke $T_K = 0,69 \cdot R_B \cdot C$.

A monostabil multivibrátor jelalakjai az **5.17.** ábrán láthatók.



5.17. ábra. A monostabil multivibrátor jelalakjai

A monostabil multivibrátort időzítő áramkörként használjuk. Az időzítés t_i kezdetét az indítójel jelöli ki, az időzítés időtartama pedig az R_B vagy a C elemek értékével állítható be. Az 5.18. ábrán egy gyakran alkalmazott monostabil kapcsolás látható.



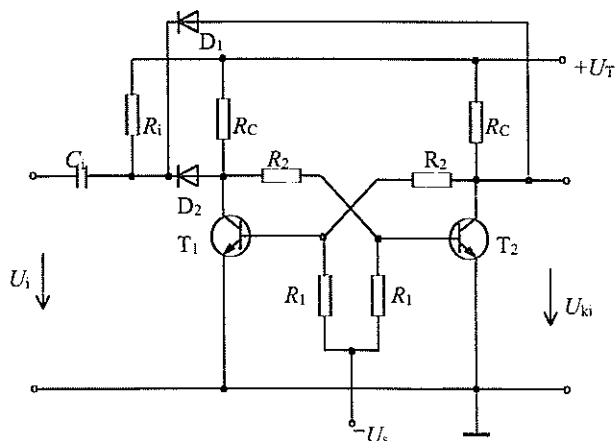
5.18. ábra. Monostabil multivibrátor segédfeszültség nélkül

A tranzisztorok közös emitterkörü ellenállásán az éppen nyitott tranzisztor emitterárama feszültséget hoz létre. A nagy kapacitású C_E kondenzátor a tranzisztorok billenésének ideje alatt állandó értéken tarja ezt a feszültséget. Ezzel a módszerrel ugyanaz a hatás érhető el, mint az R_1 negatív segédfeszültségre kapcsolásával, hiszen így is a bázis feszültsége negatívabb lesz, mint az emitteré. Ez a megoldás az az előnnyel jár, hogy nem szükséges negatív feszültséget is előállító tápfeszültség forrás.

A kapcsolás másik újdonsága a C_{gy} gyorsító kondenzátor alkalmazása az R_2 ellenállással párhuzamosan. A T_2 kollektorfeszültségének változásakor, ezzel a változással szemben rövidzárként viselkedik, ezért a fel- és lefutó élek feszültségei leosztás nélkül jutnak a T_1 bázisára. Ez gyorsabb nyitást, ill. zárást biztosít, vagyis csökkenti a kimeneti jel fel- és lefutási idejét.

5.3.4. Tranzisztoros bistabil multivibrátor

A bistabil multivibrátor két stabil állapottal rendelkezik, bármelyik stabil állapotát addig megtartja, amíg külső indítójel átbillentí a másik stabil állapotba. Kapcsolási rajza az 5.19. ábrán látható.



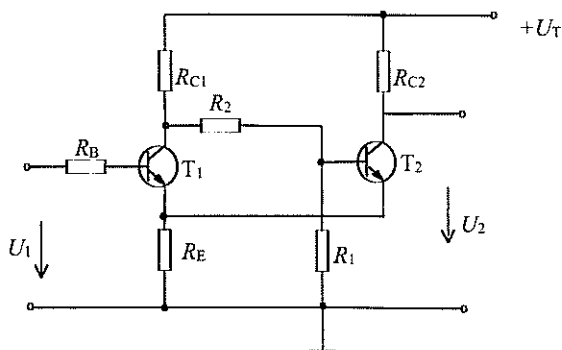
5.19. ábra. A bistabil multivibrátor

Tételezzük fel, hogy a T_1 tranzisztor éppen nyitva van. A kollektorára csatlakozó R_1 - R_2 feszültségosztón keresztül a T_2 bázisára ilyenkor a nyitáshoz szükségesnél kisebb feszültség jut, ezért T_2 zárva van. A kollektorán lévő $+U_T$ feszültség a másik R_1 - R_2 osztón keresztül nyitva tartja T_1 -et.

Ha a bemenetre egy U_i indító négyszögjel érkezik, akkor az indítóáramkör ebből indító tüskéket hoz létre. Ezek közül a negatív polaritásúakat a D_1 dióda a T_1 bázisára, a D_2 dióda pedig a T_2 bázisára juttatja az R_1 - R_2 osztókon keresztül. Ez a rövid ideig tartó negatív impulzus az éppen lezárt tranzisztorra – jelenleg T_2 – nincs hatással, viszont a nyitott tranzisztort lezárja. Ezzel az osztókon keresztül megtörténik a billenés.

5.3.5. Tranzisztoros Schmitt-trigger áramkör

A Schmitt-trigger áramkör kapcsolási rajza az 5.20. ábrán látható.



5.20. ábra. Schmitt-trigger

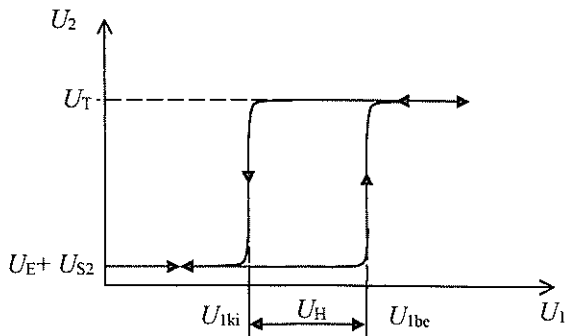
Ha a bemeneti feszültség kisebb, mint ami a T_1 nyitásához szükséges, akkor T_1 kollektora és az R_1 - R_2 feszültségosztó $+U_T$ feszültségre kapcsolódik. A T_2 ezért az osztón keresztül nyitófeszültséget kap. A nyitott tranzisztor emitterárama átfolyik az R_E ellenálláson, és rajta feszültséget hoz létre. A T_1 nyitásához ezért $U_{B1} = I_E \cdot R_E + 0,6 \text{ V}$ feszültségre van szükség a bázison. A kimeneti feszültség $U_2 = U_E + U_{S2}$.

Ha a T_1 tranzisztort megfelelő nagyságú bemeneti feszültséggel kinyitjuk, akkor kollektorfeszültsége lecsökken, és így az R_1 - R_2 osztón keresztül T_2 lezár. A kimeneti feszültség $U_2 \cong U_T$. Az áramkörnek ebben az állapotában a nyitott T_1 emitterárama folyik keresztül az R_E ellenálláson.

Csökkentve a bemeneti feszültséget, csökken a tranzisztor U_{BE} feszültsége, és ezért az I_E áram is. Ezzel együtt csökken az R_E ellenálláson eső feszültség is. Ez a folyamat addig tart, amíg az emitter feszültség nullára csökken. A bemeneti feszültség további csökkenése lezárja a tranzisztort, mert az U_{BE} feszültség a nyitófeszültség értéke alá csökken. A visszabillenés ezért kb. $0,6 \text{ V}$ feszültségen következik be.

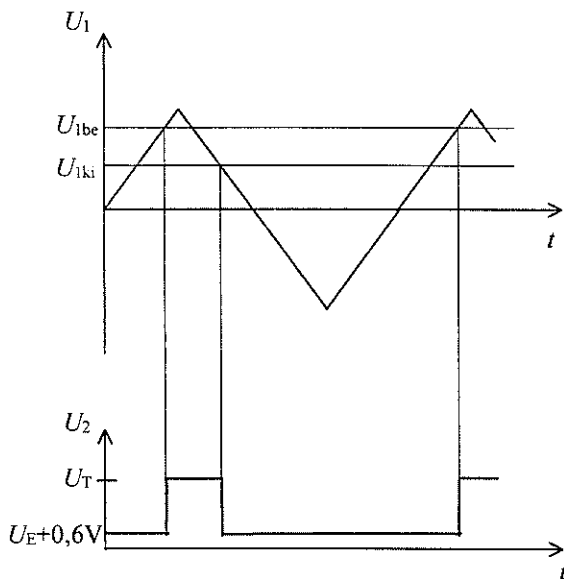
Összefoglalva tehát a működést megállapítható, hogy a Schmitt-trigger bekapcsolási (T_1 nyitása) feszültsége $U_{lbe} = I_E \cdot R_E + 0,6 \text{ V}$, kikapcsolási feszültsége (T_1 zárása) pedig $U_{lki} = 0,6 \text{ V}$.

A be- és kikapcsolási feszültségek különbsége a **histerézis** feszültség. A leírtakat ábrázolja az **5.21.** ábrán látható jelleggörbe.



5.21. ábra. A Schmitt-trigger jelleggörbéje

A Schmitt-trigger bemenetére periodikus impulzussorozatot kapcsolva a kimeneten négyszögjelsorozatot kapunk. Az **5.22.** ábra háromszög alakú bemeneti jel esetén mutatja a kimeneti feszültséget.

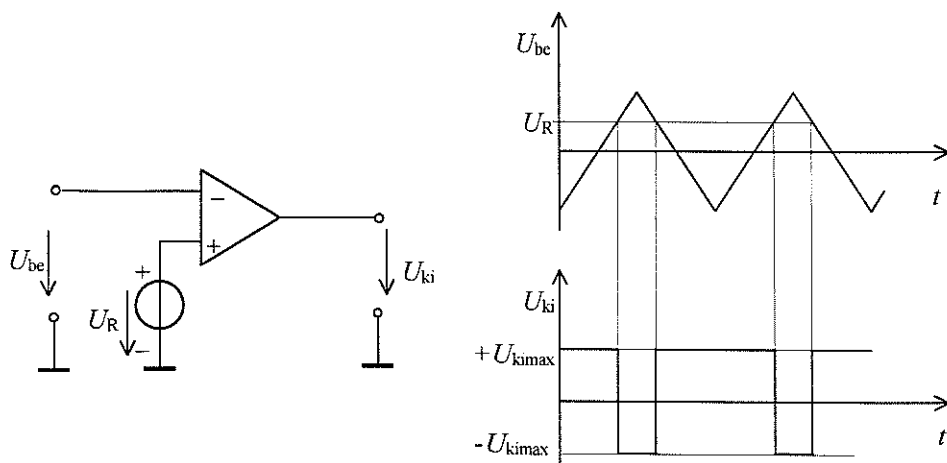


5.22. ábra. A Schmitt-trigger jelalakjai

Az 5.22. ábrából következik, hogy a Schmitt-trigger bármilyen bemeneti jelből, amelynek amplitúdója meghaladja az U_{1be} feszültséget majd lecsökken U_{1ki} alá, négyszögjelet állít elő a kimenetén. A Schmitt-trigger egyik alkalmazási területe ezért a jelformálás. Más alkalmazások azt a sajátosságát használják ki, hogy a bemeneti feszültség U_{1be} és U_{1ki} értékei közötti változások nem befolyásolják a kimeneti jelet. Ez azt jelenti, hogy az $U_H = U_{1be} - U_{1ki}$ hiszterézis feszültségtartományon belül akár zavarjelek is érkezhettek, ezek nem változtatják meg a kimeneti feszültséget. Az áramkör ezért az U_H feszültségnek megfelelő **zavarvédelemmel** rendelkezik. Az U_{1be} bekapcsolási feszültség az emitter-ellenállással beállítható, hiszen $U_{1be} = I_E \cdot R_E + 0,6 \text{ V}$. Ezzel viszont a hiszterézisfeszültség is változik.

5.3.6. A műveleti erősítők kapcsolóüzeme

Multivibrátorok készíthetők műveleti erősítők felhasználásával is. A multivibrátorokban a műveleti erősítők **kapcsolóüzemben** működnek. Ez az üzemmód a legegyszerűbb kapcsolóüzemű alkalmazáson, a **komparátor kapcsoláson** keresztül tanulmányozható. A komparálás két feszültség összehasonlítását jelenti. A komparátor egy visszacsatolatlan műveleti erősítő, amelynek egyik bemenetére az U_R referenciafeszültség, a másik bemenetére az U_{be} bemeneti feszültség kerül, amint azt az 5.23. ábra mutatja. A referenciafeszültség a viszonyítási feszültség, az áramkör azt jelzi a kimenetén, hogy a bemeneti feszültség ennél kisebb vagy nagyobb.

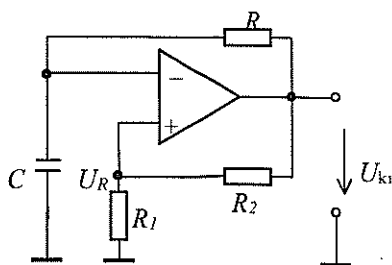


5.23. ábra. Komparátor és jelalakjai

A működés jól követhető háromszög alakú bemeneti feszültség esetén az 5.23. ábrán. A referenciánál kisebb bemeneti feszültség esetén a kimeneten pozitív feszültség jelenik meg a műveleti erősítő invertálása miatt. A referenciát meghaladó bemeneti feszültségek negatív kimeneti feszültséget hoznak létre. A kimeneti feszültség értéke mindkét polaritásnál megegyezik a műveleti erősítő maximális kimeneti feszültségével, ami kb. $\pm U_T$.

5.3.7. Astabil multivibrátor műveleti erősítővel

Az **astabil multivibrátor** kapcsolóüzemben működő műveleti erősítővel építhető fel, kapcsolási rajza az 5.24. ábrán látható.



5.24. ábra. Astabil multivibrátor

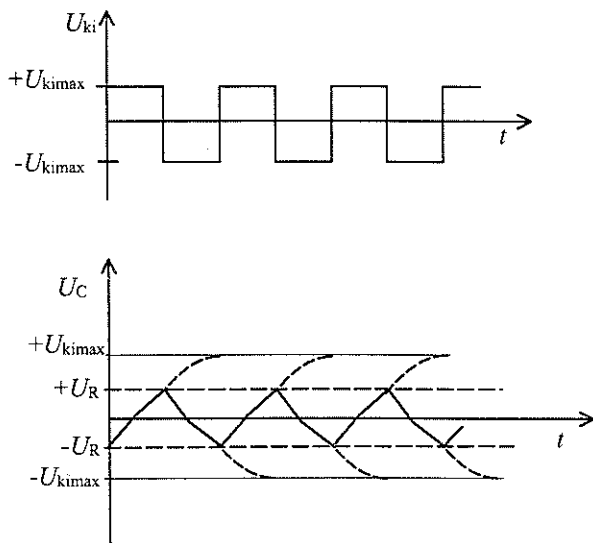
A működés elemzéséhez tételezzük fel, hogy $U_{ki} = +U_{kimax}$! Ilyenkor a pozitív be-
menetre jutó feszültség

$$U_R = + U_{kimax} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Az R ellenálláson keresztül a C kondenzátor a pozitív U_{kimax} felé töltődik addig,
amíg eléri az U_R értékét. Ha a kondenzátor feszültsége kismértékben túllépi U_R -t,
akkor az erősítő, mint komparátor, átbillen, kimeneti feszültsége $-U_{kimax}$ lesz. Ezt
követően U_R értéke

$$U_R = -U_{kimax} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

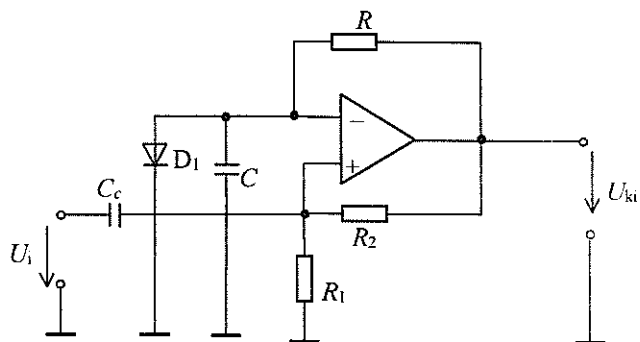
a kondenzátort pedig az R ellenálláson keresztül a negatív feszültség tölti az előző-
vel ellentétes irányban. A töltődés a referenciazfeszültség értékéig folyik, itt a kap-
csolás újra billen. A leírt folyamatot mutatja a 5.25. ábra.



5.25. ábra. Az astabil multivibrátor jelalakjai

5.3.8. Monostabil multivibrátor műveleti erősítővel

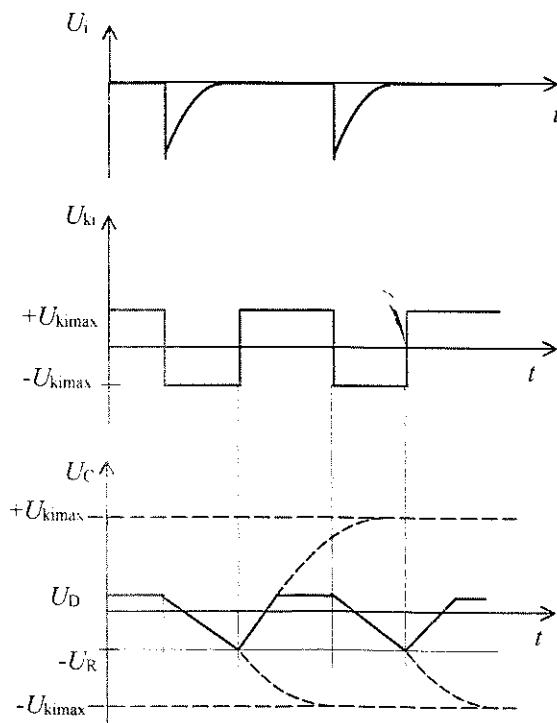
A **monostabil multivibrátor** kapcsolási rajza az 5.26. ábra szerinti. Az áramkör sta-
bil állapota az $U_{ki} = +U_{kimax}$ kimeneti állapot.



5.26. ábra. Monostabil multivibrátor

Az U_R referenciafeszültség ilyenkor

$$U_R = +U_{\text{kimax}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$



5.27. ábra. A monostabil multivibrátor jelalakjai

A C kondenzátor az R ellenálláson keresztül csak a dióda nyitófeszültségéig töltődhet, amint azt a 5.27. ábra szemlélteti. A helyes működés feltétele, hogy $+U_R > U_D$. Az indítóbemenetre adott negatív tüskeimpulzus lecsökkenti az U_R feszültség értéket a dióda nyitófeszültsége alá, ezért a kapcsolás átbillen és a kimeneten a feszültség $U_{ki} = -U_{kimax}$ lesz. A monostabil multivibrátor kvázistabil állapotba kerül. A kondenzátort most a $-U_{kimax}$ feszültség tölti, ugyanakkor a referenciafeszültség is negatív értékre vált. Amikor U_C eléri U_R -t, akkor a kapcsolás visszabilen és a kondenzátor újra feltöltődik a dióda nyitófeszültségéig. Ebből az állapotból csak újabb indítójel hatására billen ki.

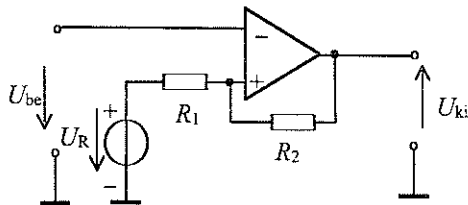
5.3.9. Schmitt-trigger műveleti erősítővel

Műveleti erősítőből igen egyszerű felépítésű **Schmitt-trigger** készíthető. Az 5.28. ábrán látható kapcsolásban az U_b billenési feszültséget az R_1 és R_2 feszültségosztó, valamint az U_R referenciafeszültség együttesen határozza meg. Ha $U_{ki} = +U_{kimax}$, akkor

$$U_{b1} = U_R + \left(+U_{kimax} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right),$$

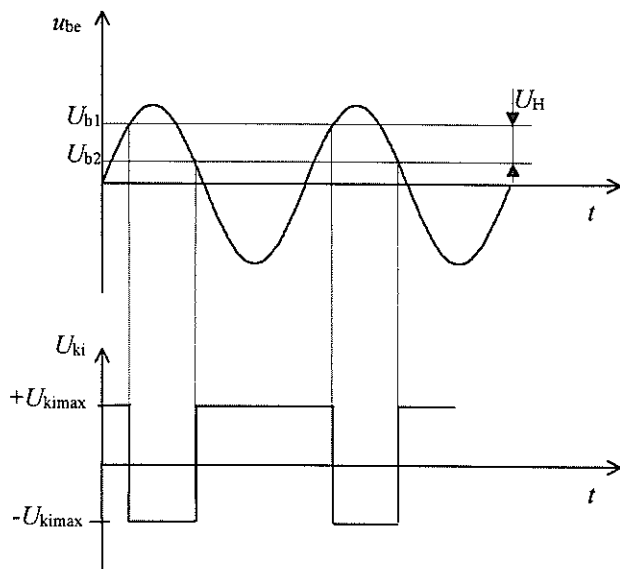
ha $U_{ki} = -U_{kimax}$, akkor

$$U_{b2} = U_R + \left(-U_{kimax} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = U_R - U_{kimax} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$



5.28. ábra. Schmitt-trigger

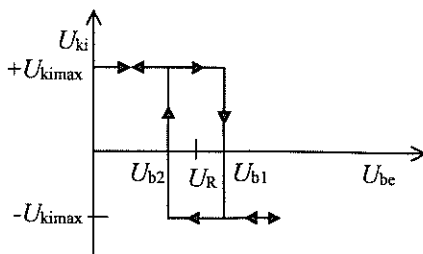
Az áramkör működése jól követhető pl. szinuszos bemeneti jel esetén az 5.29. ábra alapján.



5.29. ábra. A Schmitt-trigger jelalakjai

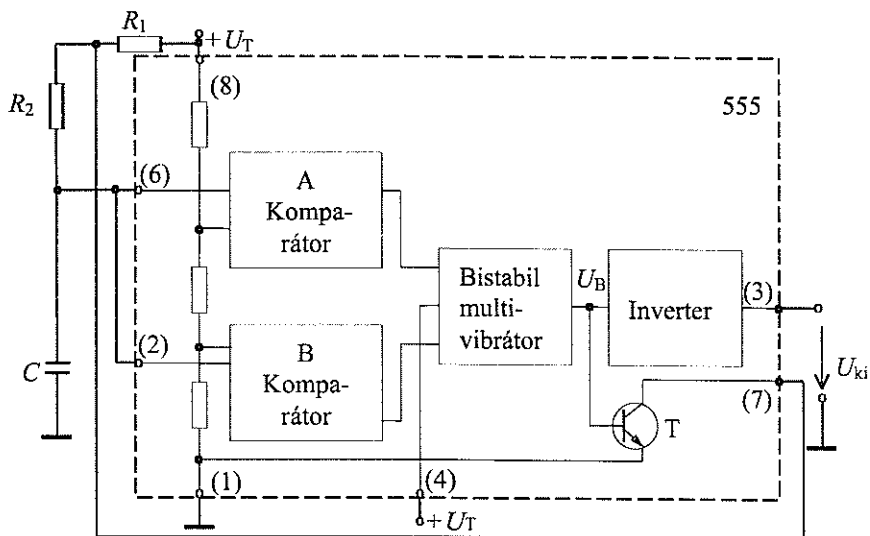
Amíg a bemeneti feszültség kisebb, mint U_{b1} , addig a kimeneti feszültség $U_{ki} = +U_{kimax}$. A billenés akkor következik be, amikor a bemeneti feszültség eléri U_{b1} feszültséget. A billenés utáni kimeneti feszültség $U_{ki} = -U_{kimax}$. Az ebből a kimeneti feszültségből adódó U_{b2} billenési feszültség kisebb, mint U_{b1} , ezért a visszabillenés a bemeneti feszültség alacsonyabb értékénél következik be. A két billenési feszültség különbsége az U_H hiszterézisfeszültség.

A be- és kimeneti feszültség közötti összefüggést a Schmitt-trigger 5.30. ábrán látható jelleggörbéje mutatja.



5.30. ábra. A Schmitt-trigger jelleggörbéje

Az integrált áramkör felhasználásával felépíthető legegyszerűbb **astabil multivibrátor** az 5.32. ábra mutatja.



5.32. ábra. Astabil multivibrátor időzítő áramkörrel

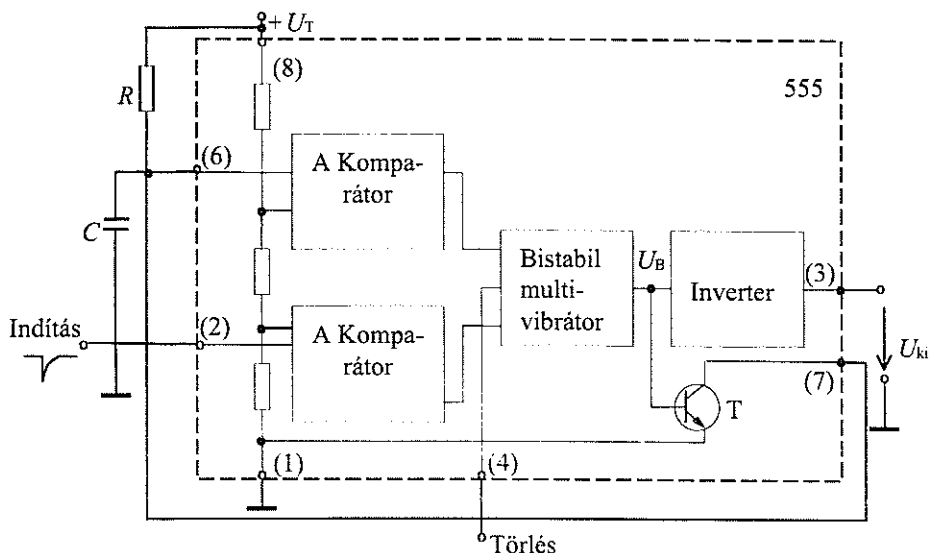
A C kondenzátor az R_1 és R_2 ellenállásokon keresztül töltődik, amíg a kondenzátor feszültsége eléri a $2/3 \cdot U_T$ értéket. Ebben az időpontban az A komparátor kimenete állapotot vált, billenti a bistabil multivibrátort. A kimeneti feszültség hozzávetőlegesen nulla lesz és kinyit a tranzisztor is. A nyitott tranzisztor az R_2 ellenálláson keresztül kezdi kisütni a kondenzátort. A kisütés addig tart, amíg a kondenzátor feszültsége $1/3 \cdot U_T$ alá csökken. A B komparátor visszabillenti a bistabil multivibrátort, a kapacitás kisütése megszűnik, mert a tranzisztor lezár, a kimeneti feszültség pedig visszaáll magas szintre. A leírt folyamat periodikusan ismétlődik. Az astabil multivibrátor frekvenciáját a töltés és kisütés idejét meghatározó R_1 , R_2 és C elemek értékeiből lehet kiszámítani a következő összefüggés szerint:

$$f = \frac{1,44}{C \cdot (R_1 + R_2)} \cdot$$

Az előállított négyszögjel kitöltési tényezője:

$$k = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2 \cdot R_2}; \quad 0,5 < k < 1.$$

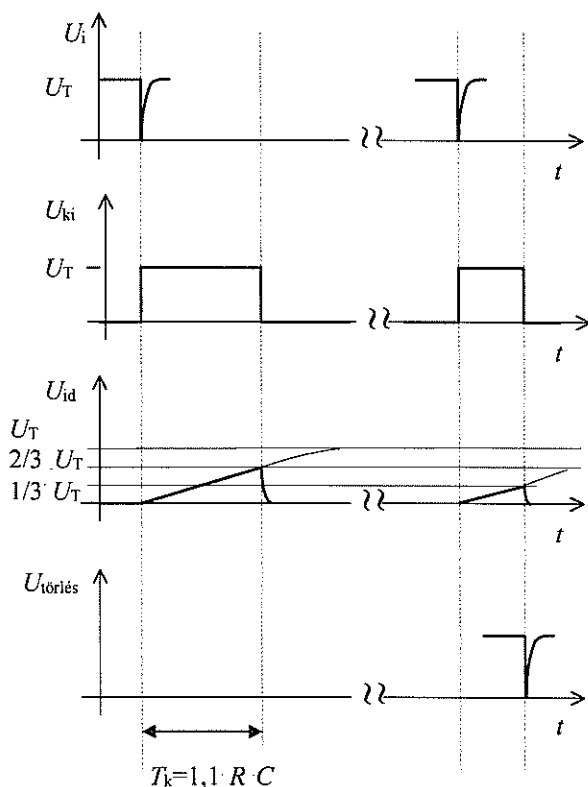
A 555 integrált áramkörrel felépíthető **monostabil multivibrátor** kapcsolási rajza az 5.33. ábrán látható.



5.33. ábra. Monostabil multivibrátor időzítő áramkörrel

A multivibrátor stabil állapotában a kimeneten alacsony szint (kb. 0 V) van, mert a belső bistabil multivibrátor U_B feszültsége magas szintű, ezért a tranzisztor nyitva van és nem engedi töltődni a kondenzátort. A monostabil multivibrátor az indító bemenetére adott impulzussal billenthető át kvázistabil állapotába. Olyan indítóimpulzus hatásos, amelyet egy négyszögjel lefutó éléből állítottunk elő, mert ez képes a B komparátor billentéséhez szükséges, $1/3 \cdot U_T$ szint alá csökkenteni az indító bemenet feszültségét. A B komparátor kimenetének állapotváltozása billenti a bistabil multivibrátort, amelynek alacsony szintre csökkenő kimeneti feszültsége lezárja a tranzisztort és az inverteren keresztül magas szintet hoz létre a kimeneten. A lezárt tranzisztor miatt a C kondenzátor töltődni kezd, ami addig tart, amíg eléri az A komparátor billentéséhez szükséges $2/3 \cdot U_T$ feszültségszintet. A komparátor billenésével a bistabil multivibrátor is visszabillen, kinyitja a tranzisztort, ami kisüti a kondenzátort. A következő indítójel megérkezéséig a monostabil multivibrátor ebben az állapotban marad. A kvázistabil állapot ideje megegyezik a kondenzátor töltési idejével, amely a következő összefüggéssel számítható $T_k = 1,1 \cdot R \cdot C$.

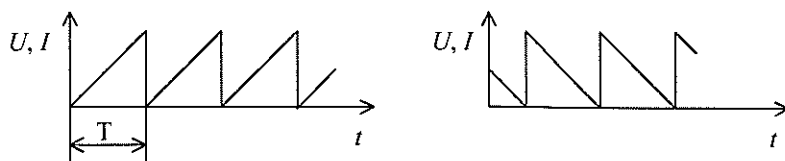
A monostabil multivibrátor jelalakjai az 5.34. ábrán láthatók. Az ábrán megfigyelhető a törlő impulzus hatása is.



5.34. ábra. A monostabil multivibrátor jelalakjai

5.4. Fűrészjel-generátorok

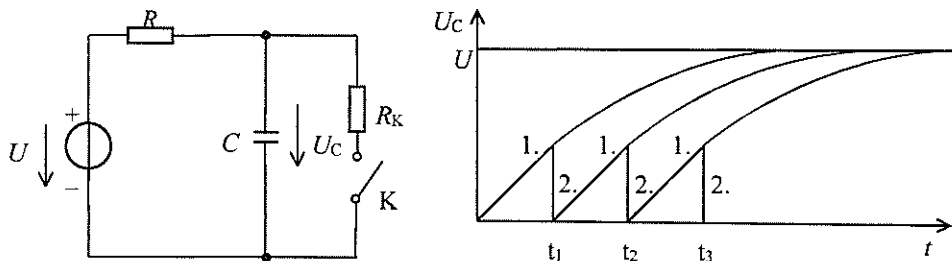
A fűrészfeszültség, ill. fűrészáram alakját az 5.35. ábra mutatja. Az alkalmazások nagy részében fűrészfeszültségre van szükség, ezért a továbbiakban ennek előállításával foglalkozunk.



5.35. ábra. Az ideális fűrészjel alakja

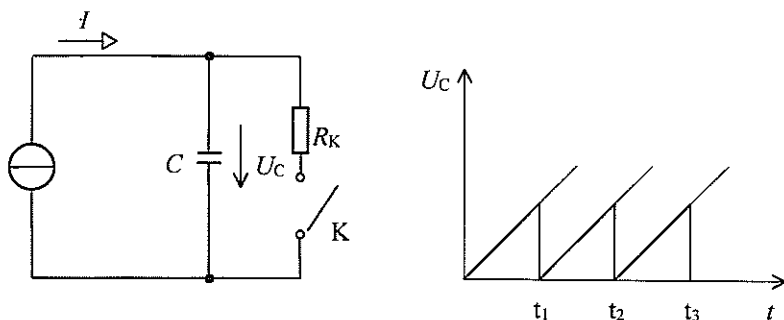
A fűrészelő-jel-generátorok működésének alapelve az, hogy egy kondenzátort adott idő-állandó szerint állandó feszültséggel vagy árammal töltünk, majd a lehető leggyorsabban kisütünk.

Az **állandó feszültséggel való töltés** elvi megoldása és a kondenzátoron létrejövő feszültség alakja az 5.36. ábrán látható.



5.36. ábra. A kondenzátor töltése állandó feszültséggel

A kondenzátor töltése $R \cdot C$ időállandóval történik a jel 1. szakaszán. A t_1 , t_2 , t_3 stb. időpontokban zárva a kapcsolót a kondenzátor kisül. A kisütés ideje az R_k kapcsoló ellenállástól függ. Minél kisebb a kapcsoló ellenállása, annál gyorsabb lesz a kisütés. A töltési szakaszban a jel linearitása attól függ, hogy az exponenciális töltődési görbének milyen hosszú szakaszát vesszük igénybe. Az ideális jelalak megközelítéséhez az exponenciális görbének csak a kezdeti szakaszán szabad a töltést folytatni. Az állandó árammal való töltés elvi megoldása az 5.37. ábra szerinti.



5.37. ábra. A kondenzátor állandó árammal való töltése

Az állandó árammal való töltés azt jelenti, hogy a kondenzátorba időegység alatt mindig ugyanakkora töltés jut, a kondenzátor feszültsége ezért az idővel lineárisan növekszik

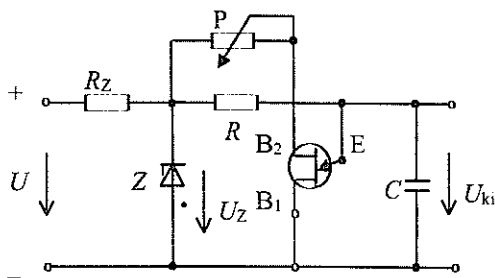
$$U_c = \frac{Q}{C} = \frac{I}{C} \cdot t.$$

A kondenzátor kisütése ebben az esetben is az előzőhöz hasonló.

Az elmondottakból következik, hogy az áramgenerátorral való töltés a fűrészel linearitása szempontjából kedvezőbb. A gyakorlatban mégis sok esetben használjuk az állandó feszültséggel való töltést is, ott, ahol a minőségi követelmények kevésbé szigorúak, de lényeges az áramköri felépítés egyszerűsége.

Mindkét megoldásnál a kapacitás kisütését kis ellenállással rendelkező kapcsolón keresztül kell megoldani. Erre tranzisztoros kapcsoló is alkalmas, alkalmazását azonban bonyolulttá teszi a tranzisztor vezérlését végző áramkör. Sokkal egyszerűbben alkalmazható és jobb kapcsolási tulajdonságokkal rendelkezik a négyrétegű dióda és a kétbázisú dióda (UJT). Négyrétegű diódát ott alkalmazhatunk kapcsolóként, ahol a fűrészfeszültség amplitúdója nagy, legalább 15 V, hiszen a négyrétegű dióda begyújtásához – típustól függően – 15 V–90 V közötti feszültségre van szükség. A kétbázisú dióda gyújtási feszültsége a két bázis közé kapcsolt U_{BB} feszültséggel szabályozható, hozzávetőlegesen 5 V és 15 V között (l. a 2.4.1. pontot).

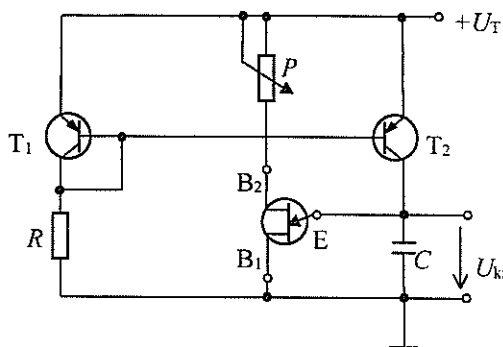
Az 5.38. ábra egy UJT-vel felépített fűrészgenerátort mutat, amelyben a kondenzátor töltése az elemi stabilizátorral előállított U_Z állandó feszültségről történik.



5.38. ábra. UJT-vel felépített fűrészgenerátor

A kondenzátor töltődése addig tart, amíg feszültsége eléri az UJT E– B_1 elektródái közötti gyújtófeszültséget. Ha a kétbázisú dióda begyújt, akkor igen nagy árammal kisüti a kondenzátort. A kisütés végén az UJT árama a völgypont alá csökken, ezért kikapcsol, a kondenzátor újra töltődhet. A leírt folyamat periodikusan ismétlődik. A kétbázisú dióda gyújtási feszültsége szabályozható a B_1 és a B_2 elektródái közé kapcsolt feszültséggel, tehát a P potenciométerrel. Ez végső soron az előállított fűrészfeszültség amplitúdóját állítja be, de ezen keresztül befolyásolja a fűrészfeszültség periódusidejét is.

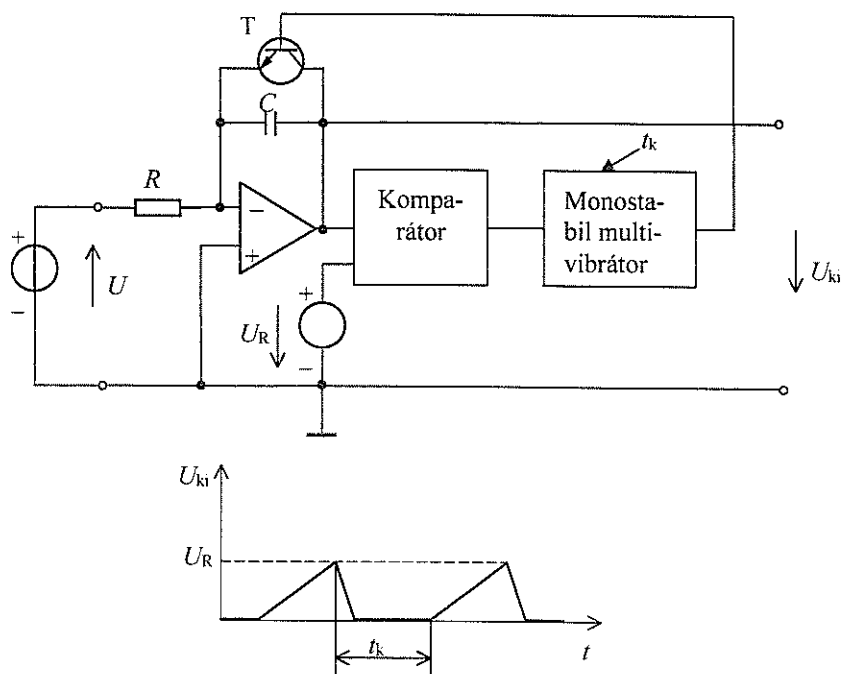
Áramgenerátoros töltésű fűrészelgenerátor egy lehetséges megoldását mutatja az 5.39. ábra.



5.39. ábra. Áramgenerátoros töltésű fűrészgenerátor

A kapacitást a T_1 és T_2 tranzisztorokból felépített áramtükör állandó árammal tölti, amelynek értékét az R ellenállás állítja be. A kisütést az előző kapcsolásban megismert, UJT-vel felépített kapcsoló végzi.

Az 5.40. ábrán látható fűrészgenerátor olyan fűrészjelsorozatot állít elő, amelyben a fűrészpulzusok t_k késleltetéssel követik egymást.



5.40. ábra. Miller-integrátoros fűrészgenerátor

A kondenzátort egy műveleti erősítő visszacsatoló ágában helyezzük el és az invertáló bemenetre állandó értékű feszültséget adunk. Az ilyen felépítésű kapcsolást **Miller-integrátornak** nevezzük. A bemeneten lévő feszültség negatív polaritása miatt az invertáló erősítő kimeneti feszültsége a pozitív tápfeszültség irányába töltődik, olyan sebességgel, amit az $R \cdot C$ időállandó meghatároz. Amikor a kimeneti feszültség növekedése eléri a komparátor referencifeszültségének értékét, akkor a komparátor kimenetén feszültségváltozás következik be, amely billenti a monostabil multivibrátort. A multivibrátor kimeneti feszültsége nyitja a tranzisztort. A nyitott tranzistor kisüti a kondenzátort. A tranzistor csak akkor kerül újra zárt állapotba, ha a monostabil multivibrátor kvázistabil ideje letelik, és visszabillen alapállapotba. Így a kondenzátor töltődése is csak ekkor kezdődik újra.

A kimeneti fűrészfeszültség amplitúdója a referencifeszültség, frekvenciája az R ellenállás (vagy az U feszültség) változtatásával lehetséges. Az impulzusok közötti késleltetési idő a monostabil multivibrátor kvázistabil idejének változtatásával állítható.

Ellenőrző kérdések, feladatok

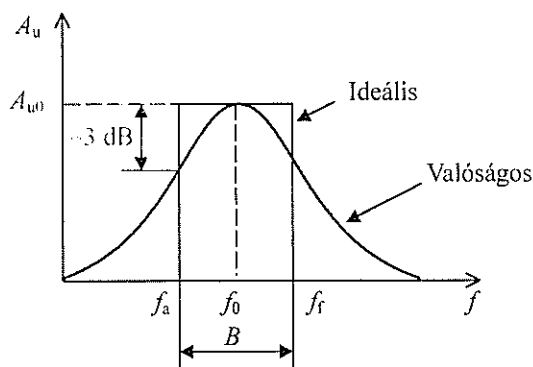
1. Mi az impulzus?
2. Soroljuk fel az impulzusjellemzőket!
3. Mi a kitöltési tényező, a fel- és lefutási meredekség mértékegysége?
4. Rajzoljunk fel egy diódás vágókapcsolást és magyarázzuk el működését!
5. Jellemezzük a tranzisztort mint kapcsolót!
6. Értelmezzük a tervezérlésű tranzisztoros kapcsoló jellemzőit!
7. Rajzoljuk fel a tranzisztoros és a műveleti erősítős astabil multivibrátor kapcsolását, és magyarázzuk el működésüket!
8. Magyarázzuk el a monostabil multivibrátorok indítási folyamatát!
9. Rajzoljuk fel a Schmitt-trigger kapcsolási rajzát és magyarázzuk el működését!
10. Milyen kapcsolással állítható elő háromszög alakú feszültség és hogyan változtathatók jellemzői?
11. Ismertessük az 555 típusú integrált időzítő áramkör belső felépítését!
12. Magyarázzuk el az áramgenerátoros fűrészfeszültség-generátor működését!

6. ÖSSZETETT ELEKTRONIKAI ÁRAMKÖRÖK

Az összetett elektronikai áramkörök az alapáramkörök egy szűkebb alkalmazási területhez igazított, módosított változatai. A gyakorlatban használt számtalan áramkör közül a leggyakrabban előfordulókat ismerjük meg.

6.1. Hangolt erősítők

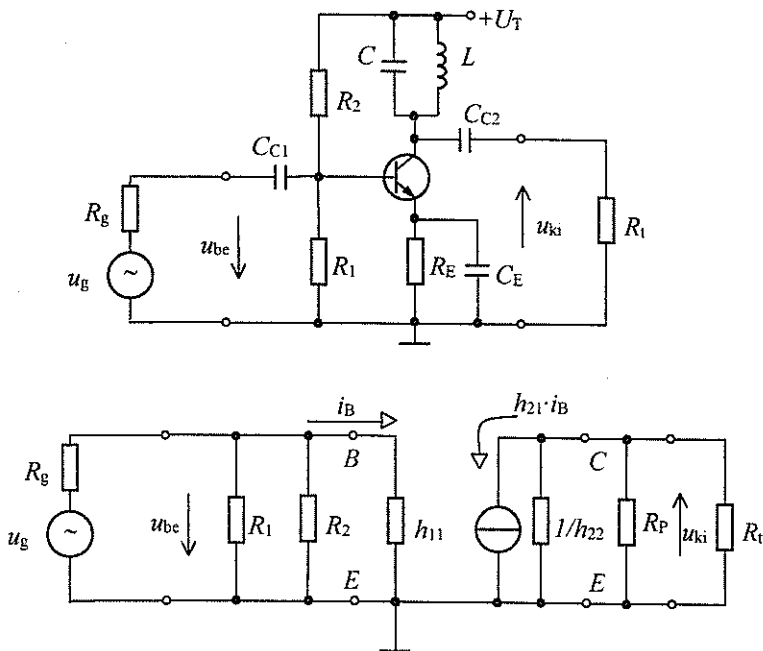
A hangolt erősítők nagyfrekvenciás jelek viszonylag szűk frekvenciatartományban való erősítésére alkalmas áramkörök. Ideális átviteli jelleggörbéjük a 6.1. ábrán látható.



6.1. ábra. A hangolt erősítő átvitele

Ugyanez az ábra mutatja, hogy erre az átviteli jelleggörbére leginkább a párhuzamos rezgőkör átviteli jelleggörbéje hasonlít. Kézenfekvő ezért, hogy egy közös emitteres erősítő munkaellenállását egy párhuzamos rezgőkörrel, vagy a hasonló átvitelű sávszűrővel helyettesítsük. A munkaellenállásként párhuzamos rezgőkört tartalmazó erősítőket **egyhangoltkörös erősítőknek**, a sávszűrőt tartalmazó erősítőt **sávszűrős hangolt erősítőnek** nevezzük.

Az egyhangoltkörös erősítő kapcsolási rajza és a rezgőkör rezonanciafrekvenciáján érvényes helyettesítő képe a 6.2. ábrán látható.



6.2. ábra. A hangolt erősítő kapcsolási rajza és helyettesítő képe

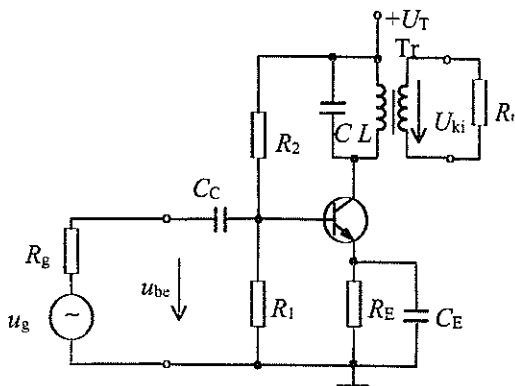
A párhuzamos rezgőkör rezonanciafrekvencián az R_p párhuzamos veszteségi ellenállásával helyettesíthető, ezért a hangolt erősítő erősítése:

$$A_{U0} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_p \times R_t \right).$$

Az erősítés indexe arra utal, hogy ez a kifejezés csak rezonanciafrekvencián érvényes. Az erősítő sávszélessége megegyezik a rezgőkör terhelt sávszélességével. A terhelt rezgőkör sávszélessége:

$$B_t = \frac{f_0}{Q_t}.$$

A jósági tényező számításánál természetesen figyelembe kell venni a terhelő-ellenállás hatását is, ezért a terhelés az erősítésen kívül a sávszélességet is befolyásolja. A hangolt erősítők sávszélessége azonban az alkalmazásnak megfelelően mindig adott érték. Gondoskodni kell ezért arról a lehetőségről, hogy bármilyen terhelő-ellenállás mellett megvalósítható legyen az adott sávszélesség. Megoldást a transzformátoros csatolás alkalmazása nyújt. Erre mutat példát a 6.3. ábra.



6.3. ábra. Transzformátoros csatolású hangolt erősítő

A transzformátort is figyelembe véve az erősítés, a jósági tényező és a sávzélesség:

$$A_{u0} = - \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_p \times \frac{1}{a^2} \cdot R_t \right) \cdot a ,$$

$$Q_t = \omega_0 \cdot C \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_p \times \frac{1}{a^2} \cdot R_t \right) ,$$

$$B_t = \frac{f_0}{Q_t} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_p \times \frac{1}{a^2} \cdot R_t \right)} .$$

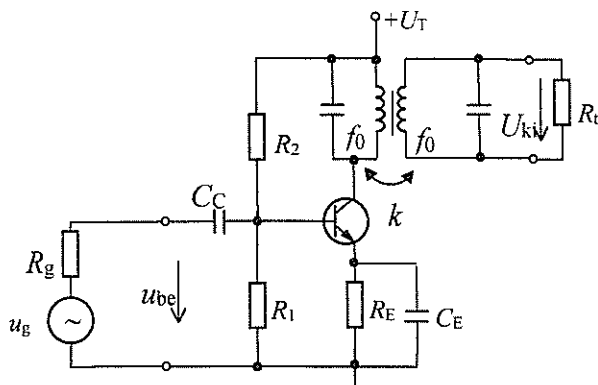
Az erősítés és a sávzélesség kifejezéséből kitűnik, hogy az $1/h_{22} \times R_p \times (R_t/a^2)$ értékű ellenállás változása ellentétesen hat az erősítés és a sávzélesség változására. Fontos jellemzője ezért a hangolt erősítőnek a sávzélesség és az erősítés szorzatából számítható **sávjóság** $f_Q = |A_{u0}| \cdot B_t$.

A sávjóság jól mutatja, hogy egy adott erősítőnél a nagyobb sávzélesség csak kisebb erősítés mellett (és fordítva) valósítható meg. A sávjóság összefüggésébe behelyettesítve A_{u0} és B_t értékét és egyszerűsítve a zárójelben lévő kifejezéssel, adódik, hogy

$$f_Q = |A_{u0}| \cdot B_t = \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \frac{f_0}{\omega_0 \cdot C} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C} .$$

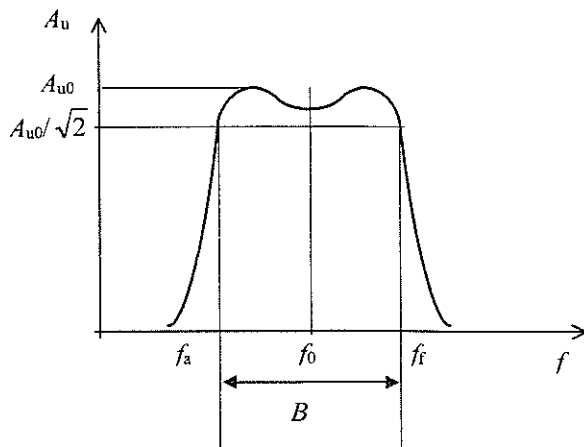
A sávjóság, tehát az erősítés és a sávzélesség együttesen akkor növelhető, ha nagy áramerősítési tényezőjű tranzisztort választunk, és az f_0 rezonanciafrekvenciát kis kapacitással és nagy induktivitással állítjuk be.

Az egyhangoltkörös erősítő sávjóságánál nagyobb sávjóság – azonos erősítés mellett nagyobb sávzélesség – érhető el a sávszűrős hangolt erősítő alkalmazásával. Sávszűrős hangolt erősítőt mutat a 6.4. ábra.



6.4. ábra. Sávszűrős hangolt erősítő

A sávszűrő átviteli jelleggörbéjének alakját és ezzel együtt az erősítő sávzélességét és erősítését is a jósági tényezőkön kívül a primer és a szekunder kör közötti csatolás is jelentősen befolyásolja. A hangolt erősítőknél az a csatolás a legmegfelelőbb, amely mellett a sávzélesség a legnagyobb, és ugyanakkor a sávon belül az erősítés közel állandó. Amint azt a 2. fejezetben már láttuk, ennek a követelménynek a kritikus csatolás felel meg a legjobban. Kritikus csatolással rendelkező sávszűrős erősítő átviteli jelleggörbéjét mutatja a 6.5. ábra.

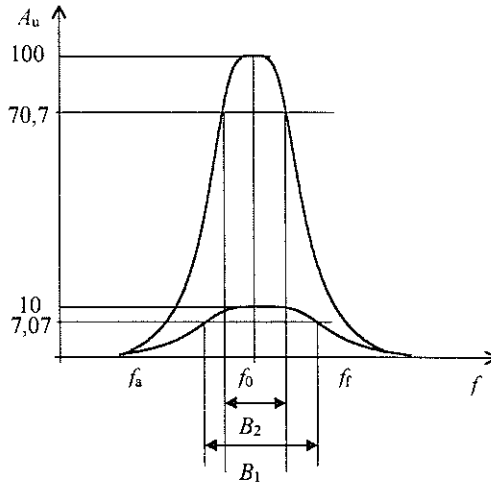


6.5. ábra. Kritikus csatolású átvitel

Bizonyítható, hogy ilyen csatolás mellett a sávjóság kb. 40%-kal nagyobb, mint az egyhangoltkörös erősítőnél. Az is szembevetendő előny, hogy a kritikus csatolás átviteli görbéjének oldalai meredekebbek, így jobban közelíti az ideális átviteli görbét.

A hangolt erősítők összekapcsolásával az erősítésjellemzők módosíthatók. Az erősítés növelése azonos rezonanciafrekvenciára hangolt erősítők összekapcsolásával lehetséges. Az ilyen erősítőlánc a **szinkronhangolt erősítő**, amelynek eredő erősítése $A_{ue} = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot \dots \cdot A_{un}$.

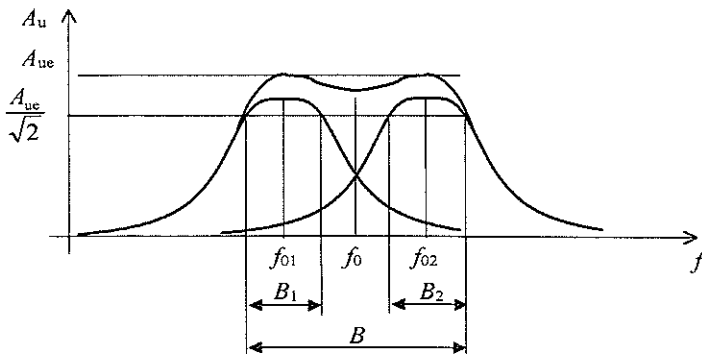
A 6.6. ábra példaként egy kétfokozatú szinkronhangolt erősítő átviteli jelleggörbáját mutatja.



6.6. ábra. A szinkronhangolt erősítő átvitele

Az ábrán jól látható, hogy az erősítés megnövekedett, ugyanakkor a sáv szélesség csökkent. Több fokozatot alkalmazva az erősítés tovább növekszik, a sáv szélesség pedig tovább csökken.

Az egyes fokozatok rezonanciafrekvenciáját eltérőre választva széthangolt, vagy másképpen, **lépcsősen hangolt** erősítőhöz jutunk. Ezzel a módszerrel tetszőleges erősítés és tetszőleges sáv szélesség állítható be. Ezt szemlélteti kétfokozatú erősítőnél a 6.7. ábra.



6.7. ábra. Lépcsősen hangolt erősítő eredő átvitele

18. feladat

Határozzuk meg a 6.2. ábrán látható hangolt erősítő feszültségerősítését és sávszélességét!

Adatok: $C = 100 \text{ pF}$; $L = 100 \text{ } \mu\text{H}$; $r_s = 10 \text{ } \Omega$; $R_t = 100 \text{ k}\Omega$; $h_{11} = 1,5 \text{ k}\Omega$; $h_{21} = 100$; $h_{22} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ S}$.

A 18. feladat megoldása

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{\sqrt{10^{-10} \cdot 10^{-4}}} = 10^7 \text{ r/s}; \quad f_0 = \frac{\omega_0}{2 \cdot \pi} = \frac{10^7}{6,28} = 1,59 \cdot 10^6 \text{ Hz} = \mathbf{1,59 \text{ MHz}};$$

$$Q_0 = \frac{\omega_0 \cdot L}{r_s} = \frac{10^7 \cdot 10^{-4}}{10} = \mathbf{100};$$

$$R_p = Q_0^2 \cdot r_s = 10^4 \cdot 10 = 10^5 \text{ } \Omega; \quad R_p = \mathbf{100 \text{ k}\Omega}.$$

$$A_{U0} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_p \times R_t \right) = -\frac{100}{1,5 \cdot 10^3} (2 \cdot 10^4 \times 10^5 \times 10^5) = -9,52 \cdot 10^2 = \mathbf{-952}.$$

$$Q_t = \omega_0 \cdot C \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_p \times R_t \right) = 10^7 \cdot 10^{-10} \cdot 1,43 \cdot 10^4 = \mathbf{14,3};$$

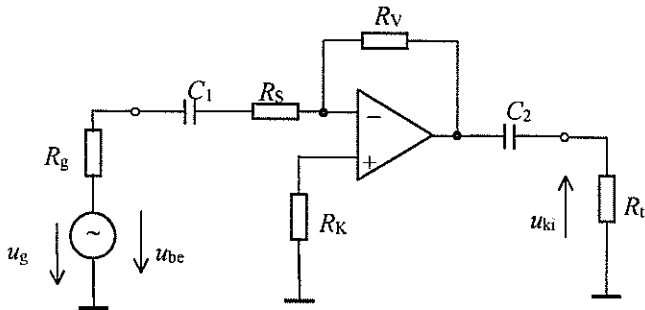
$$B_t = \frac{f_0}{Q_t} = \frac{1,59 \cdot 10^6}{14,3} = 1,11 \cdot 10^5 \text{ Hz}, \quad B_t = \mathbf{111 \text{ kHz}}.$$

6.2. Műveleti erősítők alkalmazásai**6.2.1. Erősítőkapcsolások**

Az erősítőkapcsolások felépítésüktől függően alkalmasak lehetnek egyenfeszültség vagy váltakozó feszültség erősítésére. Az egyenfeszültség erősítésére is alkalmas kapcsolásokat a 4.3. fejezetben ismertük meg.

A csak váltakozó feszültség erősítésére alkalmas kapcsolásokban csatolókonkondenzátorokat használunk az erősítő be- és kimenetén a generátor, ill. a terhelés egyenáramú elválasztására. A műveleti erősítővel felépített **invertáló váltakozó feszültségű erősítő** kapcsolási rajza a 6.8. ábra szerinti.

A kapcsolásban szereplő R_k kompenzáló ellenállás értéke $R_k = R_V$, mert a negatív bemenet nyugalmi árama a C_1 kondenzátor miatt nem folyik keresztül R_S -en, csak az R_V ellenálláson. Ideális műveleti erősítőt feltételezve az erősítő **váltakozó áramú bemeneti ellenállása**: $R_{be} = R_S$.



6.8. ábra. Invertáló váltakozó feszültségű erősítő

A **váltakozó áramú kimeneti ellenállás** a már korábban megismertek miatt $R_{ki} \approx 0$. A kapcsolás váltakozó feszültségekre vonatkozó erősítése:

$$A_U = -\frac{R_V}{R_S}.$$

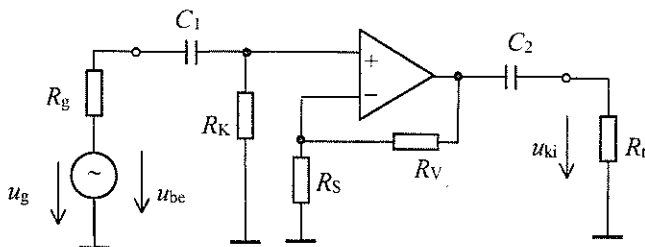
A felírt erősítés azonban csak az erősítő sávszélességén belül érvényes, amelyet az alsó- és felső határfrekvenciák jelölnek ki. A felső határfrekvencia a műveleti erősítő alapkapcsolás felső határfrekvenciájával egyezik meg. Értékét a 4.4. alfejezetben megismertek szerint határozhatjuk meg, a visszacsatolt felső határfrekvenciát és a kivezérlés határfrekvenciáját figyelembe véve.

Az alsó határfrekvenciát a csatolókondenzátorok és a hozzájuk kapcsolódó ellenállások határfrekvenciáiból számíthatjuk ki:

$$f_{abe} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_{be} + R_g) \cdot C_1}; \quad f_{aki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_t \cdot C_2}$$

Az alsó határfrekvenciát a kettő közül a nagyobb értékű határozza meg.

Készíthető **nem invertáló váltakozó feszültségű erősítő** is a 6.9. ábra szerinti kapcsolással.



6.9. ábra. Nem invertáló váltakozó feszültségű erősítő

Az R_K kompenzáló ellenállás biztosítja a pozitív bemenet munkaponti nyugalmi áramát. Értéke megegyezik a negatív bemenetre kapcsolt ellenállások eredőjével, tehát $R_K = R_V \times R_S$.

Ideális műveleti erősítőt feltételezve az erősítő váltakozó áramú bemeneti ellenállása megegyezik az R_K értékével $R_{be} = R_K$.

A kimeneti ellenállás itt is $R_{ki} \approx 0$

A feszültségerősítés értéke pedig:

$$A_U = 1 + \frac{R_V}{R_S}$$

A sávzélességet az invertáló alkapcsolásnál megismertek szerint számítjuk ki.

19. feladat

Mekkora annak a nem invertáló váltakozó feszültségű erősítőnek az alsó határfrekvenciája, amelynek adatai $A_U = 40$; $R_S = 100 \text{ k}\Omega$; $R_t = 10 \text{ k}\Omega$; $R_g = 10 \text{ }\Omega$; $C_1 = C_2 = 10 \text{ }\mu\text{F}$.

A 19. feladat megoldása

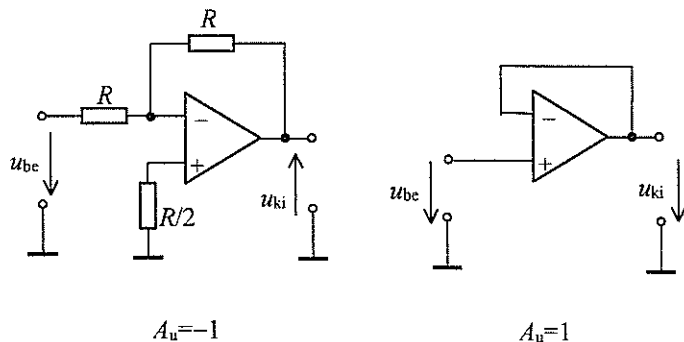
$$A_U = 1 + \frac{R_V}{R_S} \quad R_V = (A_U - 1) \cdot R_S = 39 \cdot 10^5; \quad R_V = 3,9 \text{ M}\Omega;$$

$$R_K = R_V \times R_S = 3,9 \cdot 10^6 \times 10^5 = 9,75 \cdot 10^4; \quad R_{be} = R_K = 97,5 \text{ k}\Omega.$$

$$f_{abe} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_g + R_{be}) \cdot C_1} = \frac{1}{6,28 \cdot (10 + 9,75 \cdot 10^4) \cdot 10^{-5}} = 0,16 \text{ Hz}.$$

$$f_{aki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_t \cdot C_2} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^4 \cdot 10^{-5}} = 1,59 \text{ Hz}, \quad f_a = f_{aki} = 1,59 \text{ Hz}.$$

Gyakran alkalmazott műveleti erősítős áramkör az egységnyi erősítésű erősítő, amelyet másképpen **követő erősítőnek** nevezünk. A 6.10. ábrán invertáló és nem invertáló alkapcsolású követő erősítő kapcsolási rajza látható.



6.10. ábra. Követő erősítők

Az invertáló kapcsolásban azonos ellenállásokat alkalmazva az erősítés:

$$A_U = -\frac{R_V}{R_S} = -\frac{R}{R} = -1; \quad R_{be} = R; \quad R_{ki} = 0.$$

Nem invertáló alapkapsolásban az R_V helyére nulla ellenállást, tehát rövidzárat kell iktatni, így

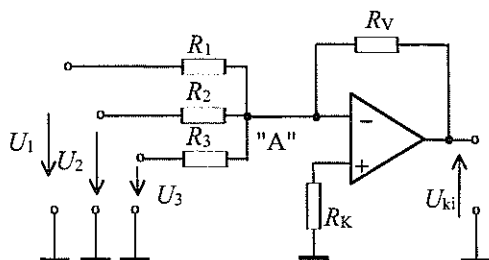
$$A_U = 1 + \frac{R_V}{R_S} = 1 + \frac{0}{R_S} = 1; \quad R_{be} = \infty; \quad R_{ki} = 0,$$

tehát nem terheli a meghajtó fokozatot, de jó feszültséggenerátoros meghajtást biztosít a terhelés számára.

6.2.2. Műveletvégző áramkörök

A műveleti erősítők elnevezése ebből az alkalmazásból ered. Felhasználásukkal egyszerűen építhetők összeadók, kivonók, logaritmusképzők, exponenciális függvényt előállító áramkörök stb. Közülük a sok helyen alkalmazott összeadó és kivonó áramköröket ismerjük meg.

Az **összeadó** (összegző) **áramkör** kapcsolási rajza a 6.11. ábrán látható, példaként három bemenettel.



6.11. ábra. Összegző áramkör

A bemeneti feszültségek a hozzájuk tartozó ellenállásokon áramot hoznak létre, amelyek az A csomópontba folynak. A kimeneti feszültség az R_V ellenálláson hoz létre áramot. Így az A pontra felírható, hogy:

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} + \frac{U_{ki}}{R_V} = 0.$$

Ebből kifejezhető a kimeneti feszültség:

$$U_{ki} = -R_V \cdot \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} \right).$$

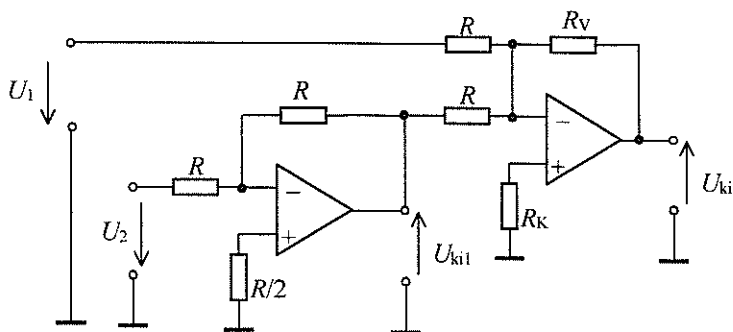
Tehát a kimeneti feszültség valóban a bemeneti feszültségek összegétől függ. Egy-szerű összegző áramkörökben, $R_1 = R_2 = R_3 = R$, ezért

$$U_{ki} = -\frac{R_V}{R} \cdot (U_1 + U_2 + U_3).$$

Az R_K ellenállás értéke $R_K = R_1 \times R_2 \times R_3 \times R_V$.

A bemenetek száma az alkalmazási körülményekhez igazítható.

A kivonó áramkör pl. kétbemenetű összeadóból és egy invertáló követő erősítőből építhető fel. Kapcsolási rajzát a 6.12. ábra szemlélteti.



6.12. ábra. Kivonó áramkör

A kimeneti feszültség értéke

$$U_{ki} = -\frac{R_V}{R} \cdot (U_1 + U_{ki1}),$$

mivel az $U_{ki1} = -U_2$, ezért

$$U_{ki} = -\frac{R_V}{R} \cdot (U_1 - U_2).$$

6.3. Szinuszos oszcillátorok

A szinuszos oszcillátor (rezgéskeltő) áramkör feladata, hogy egy adott frekvenciájú szinuszos időfüggvénnyel rendelkező kimeneti feszültséget állítson elő a tápfeszültségből. Az oszcillátort jelforrásként használjuk más áramkörök bemeneti feszültségének biztosítására. Oszcillátort leggyakrabban erősítőből készítünk pozitív visszacsatolást kialakítva a ki- és bemenet között. Amint azt már a 3.2. alfejezetben megismertük, ha a pozitívan visszacsatolt hálózat hurokerősítése $H = 1$, akkor az erősítő begerjed. A gerjedést egy meghatározott frekvencián megvalósítva és a kimeneti jel amplitúdóját állandó értéken tartva, oszcillátorhoz jutunk. Az oszcilláció létrejöttének két feltétele van:

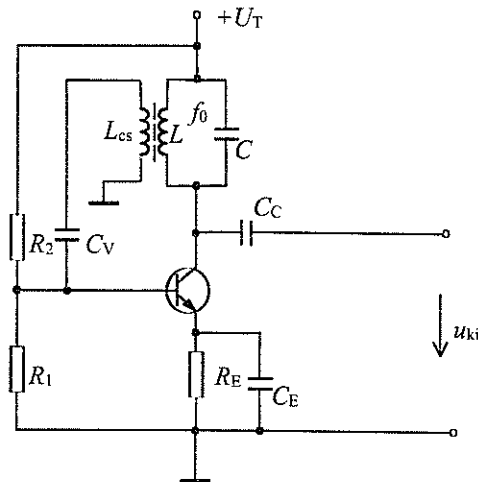
1. Az **amplitúdófeltétel** betartásával biztosítható az állandó amplitúdójú kimeneti jel. Ehhez az szükséges, hogy az erősítő pontosan akkora erősítéssel rendelkezzen, amekkora a visszacsatoló hálózat csillapítása:

$$A_U = \frac{1}{B}.$$

2. A **fázisfeltétel** betartása biztosítja, hogy a visszacsatolás pozitív legyen, így létrejöhessen az oszcilláció $\varphi_A + \varphi_B = 0^\circ, 360^\circ$ stb., vagyis az erősítő φ_A fázistolása és a visszacsatoló hálózat φ_B fázistolása együttesen biztosítja a pozitív visszacsatolást.

A két feltételnek csak egyetlen frekvencián szabad teljesülnie, azon a frekvencián, amelyen az oszcillátort működtetni akarjuk. Ez a frekvencia LC vagy RC hálózattal állítható be. Ha az előállítandó frekvencia a kismegajelektartományba esik, akkor az oszcillátor RC , a nagyfrekvenciák tartományában pedig LC hálózattal valószínűsíthető meg.

Az **LC -oszcillátorok** frekvenciameghatározó hálózata párhuzamos rezgőkör. A 6.13. ábra áramköre a Meissner-féle LC -oszcillátor (hangolt kollektorkörű oszcillátor).



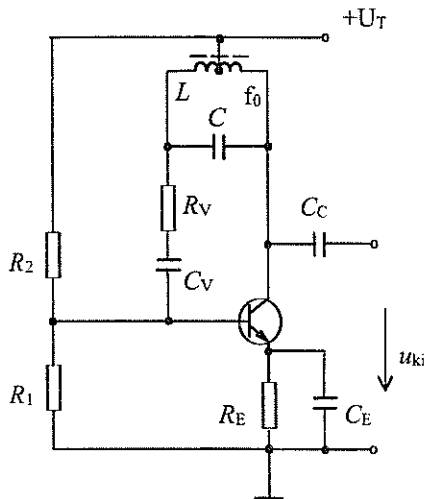
6.13. ábra. Meissner-oszcillátor

A tranzisztor munkaellenállása a párhuzamos rezgőkör rezonancia-ellenállása, azért az oszcillátor csak az f_0 rezonanciafrekvencián működik. A pozitív visszacsatolást az L_{CS} csatolótekeres hozza létre, amely induktív csatolással a rezgőkör feszültségének egy részét visszavezeti az egyenáramú leválasztást biztosító C_C kondenzátoron keresztül a bázisra. A rezgőköri tekeres és a csatolótekeres közötti menetszámátétel megegyezik az erősítő erősítésével, így teljesül az amplitúdófeltétel. A fázisfeltétel

úgy érhető el, hogy az erősítő $\varphi_A = 180^\circ$ -os fázisfordítását a csatolótekeres fázisfordító bekötése ($\varphi_B = 180^\circ$) kompenzálja.

Fontos feladata van a kapcsolásban az R_E és C_E elemeknek, mert beállítják és stabilizálják az erősítő munkapontját, ezen keresztül állandó értéken tartják a kimeneti jel amplitúdóját is.

A 6.14. ábrán látható **Hartley-** (induktív hárompont) **oszillátorban** is párhuzamos rezgőkör határozza meg az oszcillációs frekvenciát.

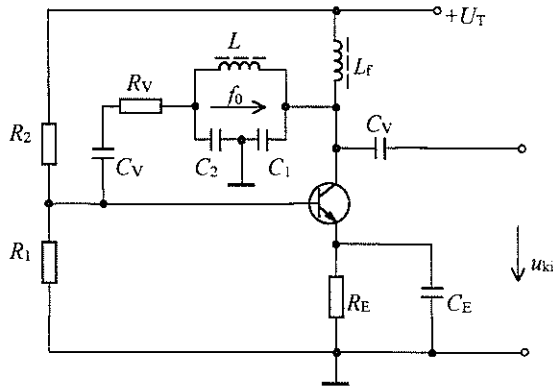


6.14. ábra. Hartley-oszcillátor

A rezgőköri tekercs középleágazású, ehhez a ponthoz képest a tekercs két végpontja között ellentétes fázisú a szinuszos feszültség. A végpontok közötti $\varphi_B = 180^\circ$ -os fázisfordítás az erősítő $\varphi_A = 180^\circ$ -os fázisfordításával együtt pozitív visszacsatolást jelent. Az amplitúdófeltétel teljesítéséhez a visszacsatoló ágban lévő R_V ellenállást úgy kell megválasztani, hogy csillapítása megegyezzen az erősítő erősítésével.

A rezgőkör két végpontja közötti $\varphi_B = 180^\circ$ -os fázistolás kapacitív hárompont kapcsolású rezgőkörrel is létrehozható. Az így felépített Colpitts-oszcillátor (kapacitív hárompont) látható a 6.15. ábrán.

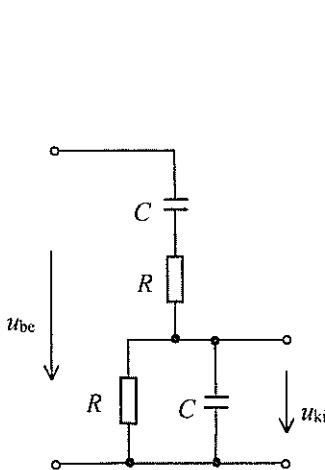
Az erősítő kollektorkörében lévő tekercs az oszcillátor működési frekvenciáján szakadásnak számít. Ez teszi lehetővé, hogy a visszacsatoló hálózatot a kollektor és az emitter közé kössük. Az amplitúdófeltétel az R_V ellenállással állítható be. A pozitív visszacsatolás csak az f_0 rezonanciafrekvencián valósul meg, ezért a kimeneti jel frekvenciája is csak f_0 lehet.



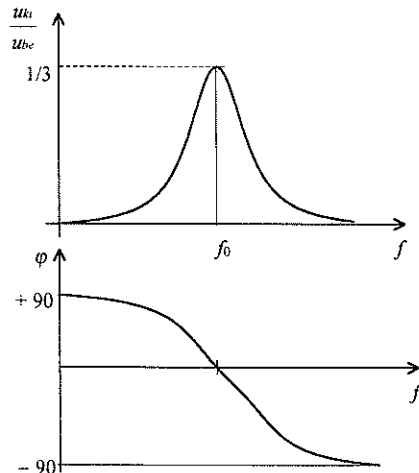
6.15. ábra. Colpitts-oszcillátor

Az alkalmazás során követelményként jelentkezhet a kimeneti jel frekvenciájának változtatása. Ennek legegyszerűbb módja a megismert kapcsolódásokban (kivéve a Colpitts-oszcillátort), ha a rezgőköri kondenzátor változtatható kapacitású forgókondenzátor. Az LC -oszcillátorokkal kb. 100 kHz-nél nagyobb frekvenciájú jelek állíthatók elő, mert ennél kisebb frekvencián nehezen vagy egyáltalán nem megvalósítható induktivitásra és kapacitásra lenne szükség.

Az alacsonyabb frekvenciák – hozzávetőlegesen 1 Hz–1 MHz – tartományában szinuszos jelek előállítására **RC-oszcillátorokat** használunk. A legszélesebb körben a Wien-hidas RC-oszcillátor használatos. A Wien-híd frekvenciameghatározó áramköre a Wien-osztó, amelynek kapcsolását a 6.16. ábra, átvitelét és fázistolását a 6.17. ábra mutatja.



6.16. ábra. Wien-osztó



6.17. ábra. A Wien-osztó átvitele és fázistolása

Az azonos R és C elemekből felépített frekvenciafüggő feszültségosztó kisfrekvencián a nagy kapacitív reaktanciát jelentő soros kapacitás miatt kis kimeneti feszültséget szolgáltat. A frekvencia növekedésével csökken a reaktancia, ezért növekszik a kimeneti feszültség. A frekvencia további növelésével a kapacitív reaktancia egyre kisebb, így a párhuzamos kapacitás egyre csökkenti a kimeneti feszültséget. Az átvitel az RC tagok f_0 határfrekvenciáján maximális:

$$R = |X_C| = \frac{1}{2 \cdot f \cdot \pi C}.$$

Ebből:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}.$$

Az átvitel a soros és a párhuzamos RC tagok eredő impedanciáiból számítható:

$$|Z_s|^2 = R^2 + |X_C|^2; \quad \frac{1}{|Z_p|^2} = \frac{1}{R^2} + \frac{1}{|X_C|^2}.$$

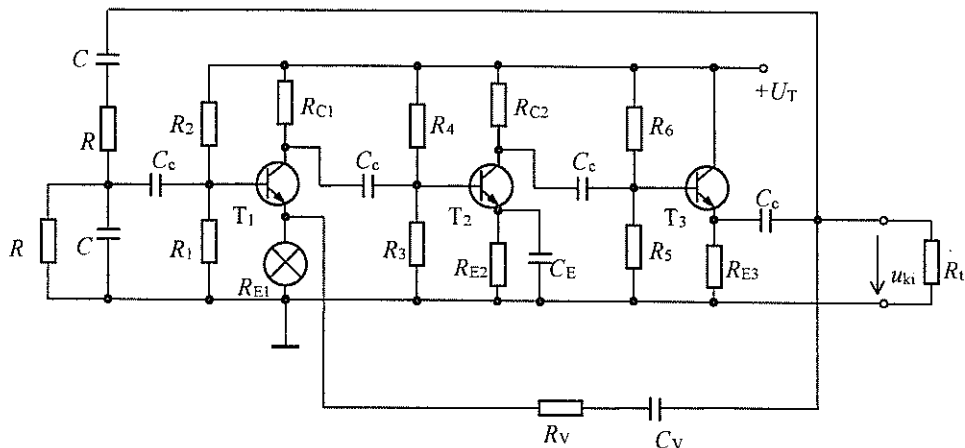
Az f_0 frekvencián $R = |X_C|$, ezért

$$|Z_s|^2 = 2 \cdot R^2, \quad \frac{1}{|Z_p|^2} = \frac{2}{R^2}.$$

A Wien-osztó kimeneti feszültsége:

$$u_{ki} = u_{be} \cdot \frac{|Z_p|}{|Z_p| + |Z_s|} = u_{be} \cdot \frac{\frac{R}{\sqrt{2}}}{\frac{R}{\sqrt{2}} + \sqrt{2} \cdot R} = u_{be} \cdot \frac{1}{3}.$$

Az osztó fázistolását kisfrekvencián a soros RC tag határozza meg, ezért a fázistolás a frekvencia növekedésével $+90^\circ$ -ról csökken. Nagyfrekvencián a párhuzamos RC tag dominál, ezért a fázistolás -90° felé tart. A fázistolás ebből következően az f_0 frekvencián zérus. A Wien-osztó tulajdonságaiból következik, hogy az oszcilláció feltételeinek teljesítéséhez egy $A_U = 3$ erősítéssel és $\varphi_A = 0^\circ$ fázistolással rendelkező erősítőt kell pozitívan visszacsatolni a Wien-osztóval. A szükséges fázistolás kétfokozatú közös emitteres erősítővel, a háromszoros erősítés pedig negatív visszacsatolással állítható be. A Wien-osztó és a negatív visszacsatolást megvalósító két ellenállás együttesen hídkapcsolást alkot. A Wien-hidas oszcillátor kapcsolási rajzát a **6.18.** ábra mutatja.



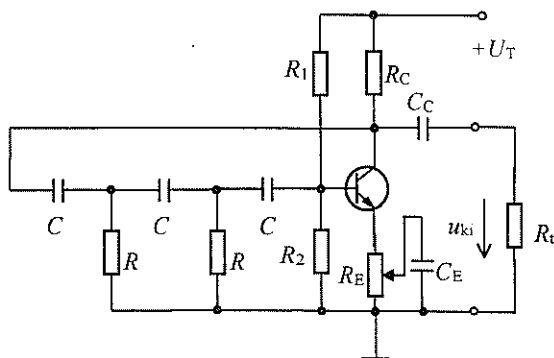
6.18. ábra. Wien-hidas oszcillátor

A T_1 és T_2 tranzisztorokkal felépített kétfokozatú közös emitteres erősítő kimenetére egy közös kollektoros fokozat kapcsolódik, amely nem módosítja sem a fázistolást, sem pedig az erősítést. Feladata, hogy kis kimeneti ellenállása miatt feszültség-generátorosan táplálja a Wien-hidat és a terhelést. A negatív visszacsatolás egy soros feszültség-visszacsatolás, a kimenet és az első fokozat emittere között, amit az R_V és R_{E1} helyén lévő izzólámpa valósít meg. A visszacsatolás mértéke éppen akkora, hogy az eredő visszacsatolt erősítés $A_{UV} = 3$ legyen.

Az izzólámpa olyan feszültségfüggő ellenállás, amelynél kis feszültségváltozás viszonylag nagy ellenállás-változást idéz elő. Az oszcillátorban az izzólámpa feszültsége a kimeneti feszültséggel arányos, ezért a visszacsatolás mértéke is arányos a kimeneti feszültséggel. Már kis értékű kimeneti feszültségváltozás is viszonylag nagy ellenállás-változást okoz, így a negatív visszacsatolás miatt a kimeneti feszültség visszaáll eredeti értékére. Az izzólámpa nemlineáris jelleggörbéje miatt sokkal érzékenyebb a kimeneti feszültség megváltozására, mint egy ellenállás.

Az oszcillátor frekvenciájának változtatása a Wien-híd R ellenállásainak együttes változtatásával lehetséges. Ilyenkor az ellenállások helyett kettős potenciómétert alkalmazunk. Ezzel a módszerrel kb. tízszeres frekvenciaváltoztatást lehet megvalósítani. Ha egy dekádnál szélesebb tartományban kell változtatni a frekvenciát, akkor a kondenzátorokat kell cserélni, így újra változtatható a frekvencia a potencióméterekkel egy dekádon belül.

Egyszerű felépítése miatt gyakran használjuk a 6.19. ábrán látható **fázistolós RC-oszcillátort** olyan esetekben, amikor nem szükséges az oszcillációs frekvencia változtatása.



6.19. ábra. Fázistolós RC-oszcillátor

Azon a frekvencián, ahol a három egyforma RC tag együttesen 180° -os fázistolást hoz létre, a közös emitteres erősítő fázistolásával együtt teljesül az oszcilláció fázis-feltétele. Ez a frekvencia az

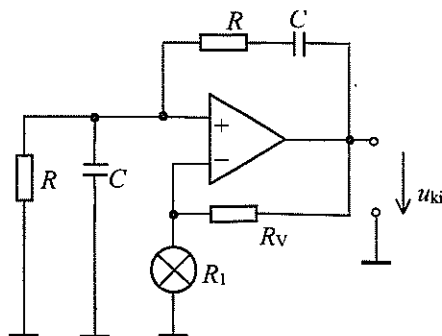
$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{6} \cdot R \cdot C}$$

összefüggésből számítható. Ezen a frekvencián a három RC tag együttes átvitele:

$$B = \frac{1}{29},$$

ezért az amplitúdófeltétel teljesüléséhez $|A_U| = 29$ erősítés szükséges. A kimeneti feszültség amplitúdóját az R_E és C_E elemek stabilizálják.

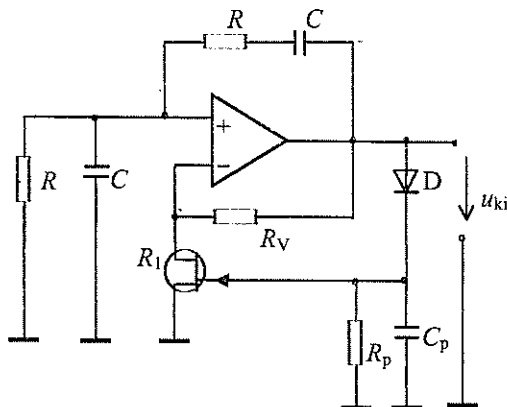
A **műveleti erősítővel felépített oszcillátorok** RC-oszcillátorok, mert a műveleti erősítők viszonylag alacsony felső határfrekvenciája csak a kisfrekvenciás tartományban teszi lehetővé a szinuszos jel előállítását. A 6.20. ábra egy Wien-hidas RC-oszcillátort mutat.



6.20. ábra. Wien-hidas RC-oszcillátor műveleti erősítővel

A pozitív visszacsatolást a Wien-osztó hozza létre, biztosítva ezzel, hogy az oszcilláció feltételei csak egyetlen frekvencián teljesüljenek. Az R_1 és R_V ellenállások miatti negatív visszacsatolás a műveleti erősítő erősítését $A_{UV} = 3$ értéke állítja be. A kimeneti feszültség stabilizálásáról az izzólámpa gondoskodik. Az áramkör működése pontosan megegyezik a tranzisztoros oszcillátornál már megismert áramkör működésével.

A kapcsolásban használt izzólámpa helyett JFET is alkalmazható, mint feszültség-gel vezérelt ellenállás. Csatorna-ellenállásának változása (l. 2.51. ábrát) hasonló az izzólámpa ellenállás-változásához. A JFET-es amplitúdó stabilizálással ellátott oszcillátor elvi kapcsolási rajza a 6.21. ábrán látható.



6.21. ábra. Wien-hidas oszcillátor elvi kapcsolási rajza JFET-tel

A JFET R_1 csatorna-ellenállása a kimeneti feszültség amplitúdójától függ. A negatív visszacsatolás miatt – úgy, mint az izzólámpás kapcsolásban – a kimeneti feszültség változása megváltoztatja a csatorna-ellenállást, ez pedig az erősítést, amely ellentétesen változtatja U_{ki} értéket, ami végeredményben így állandó marad. A FET csatorna-ellenállásának változtatásához a gate-elektrodára a kimeneti feszültséggel arányos egyenfeszültség szükséges. Ezt állítja elő a szinuszos kimeneti feszültségből, a D diódából, az R_p ellenállásból és a C_p pufferkondenzátorból álló egyutas egyenirányító. Az oszcillátorok legfontosabb minőségi jellemzője az **amplitúdóstabilitás** és a **frekvenciastabilitás**. Az amplitúdóstabilitás a kimeneti jel amplitúdójának megváltozását mutatja az eredetileg beállított amplitúdóhoz képest:

$$S_u = \frac{\Delta u_{ki}}{u_{ki}}$$

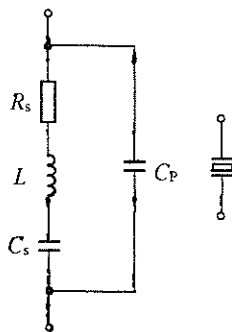
Az amplitúdóstabilitás értékét az amplitúdóstabilizáló áramkör, ill. a negatív visszacsatolás határozza meg, tehát LC -oszcillátoroknál az emitterkörü R_E – C_E tag, az RC -oszcillátoroknál pedig az izzólámpás vagy FET-es áramkör.

A frekvenciastabilitás azt mutatja, hogy milyen mértékben változik meg az oszcillátor frekvenciája külső hatások miatt. Ilyen lehet pl. a tápfeszültség ingadozása, az alkatrészek hőmérsékletfüggése stb. Számszerű jellemzése az S_f stabilitási tényezővel történik. Ez a mennyiség a frekvencia megváltozásának nagyságát viszonyítja a frekvencia eredeti értékéhez

$$S_f = \frac{\Delta f}{f_0}.$$

A frekvenciastabilitás értéke az előzőekben megismert LC - és RC -oszcillátoroknál kb. 10^{-3} – 10^{-4} nagyságrendű. Pl. egy $f_0 = 1$ MHz frekvenciájú, $S_f = 10^{-3}$ frekvenciastabilitású oszcillátor maximális frekvenciaváltozása $\Delta f = 10^3$ Hz.

A frekvenciastabilitás jelentősen javítható **kvarckristály** alkalmazásával. Ha kivezetésekkel ellátott kvarckristályra váltakozó feszültséget kapcsolunk, akkor egy adott frekvencián mechanikai rezgésbe jön. Ezt a frekvenciát igen pontosan tarja, frekvenciastabilitása 10^{-6} – 10^{-8} nagyságrendű. Külön előnye, hogy a hőmérsékletváltozásra is igen kevésbé érzékeny, márpedig a tranzisztoros oszcillátorok rossz frekvenciastabilitása nagyrészt éppen a hőmérsékletfüggésből adódik. A kristály vilamos szempontból a 6.22. ábrán látható áramkörrel modellezhető.



6.22. ábra. A kvarckristály elektromos helyettesítő képe és jelképi jelölése

Az r_s , L és C_s elemekből álló veszteséges soros rezgőkör modellezi a kristályt, a C_p kondenzátor a kivezetések kapacitása. Így a kvarckristály tulajdonképpen két frekvencián képes pontos rezgésre.

- a soros rezonanciafrekvencia:

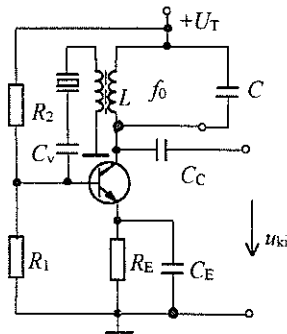
$$f_{0s} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R \cdot C_s}},$$

- a párhuzamos rezonanciafrekvencia:

$$f_{0p} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot (C_s \times C_p)}}.$$

A rezonanciafrekvenciák értéke a kristályok fizikai megvalósíthatósága miatt, általában 10 kHz és 100 MHz közé esik.

A soros rezonancián minimális, a párhuzamos rezonancián maximális a rezonancia-impedancia. Ennek ismeretében készíthetők soros és párhuzamos rezonanciájú kvarcoszcillátorok. A 6.23. ábra egy kvarckristállyal stabilizált frekvenciájú Meissner-oszcillátor kapcsolási rajzát mutatja.



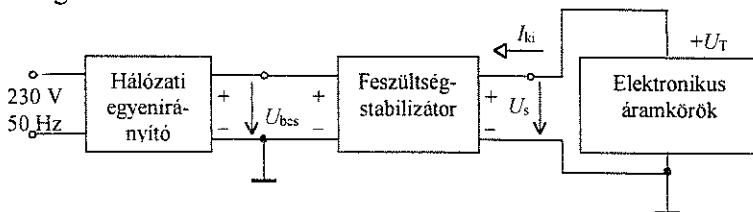
6.23. ábra. Meissner-oszcillátor kvarckristállyal

Az oszcillátor párhuzamos rezgőkörét a kvarckristály soros rezonanciájára kell hangolni. A kristály ezen a frekvencián minimális impedanciával rendelkezik, így létrejöhét a visszacsatolás a kollektor- és a báziskör között. A frekvenciastabilitást a kvarckristály határozza meg.

A kristállyal párhuzamosan kapcsolt trimmerkondenzátorral a rezonanciafrekvencia kismértékben (néhány Hz) változtatható.

6.4. Stabilizátorok

A stabilizátorok feladata, hogy állandó értékű áramot vagy feszültséget állítsanak elő. Az elektronikai áramköröket a **feszültségstabilizátorokkal** előállított tápfeszültséggel látjuk el, amint azt a 6.24. ábra mutatja, ezért a következőkben ezek felépítésével foglalkozunk.



6.24. ábra. Elektronikus áramkörök tápfeszültség-ellátása

A feszültségstabilizátorokkal szemben támasztott alapvető követelmény, hogy az U_S kimeneti feszültsége független legyen:

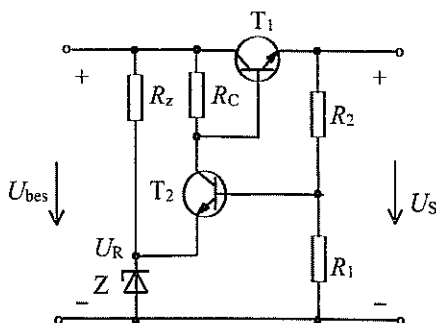
- a táplált terhelés nagyságától, tehát a kimeneti áram értékétől,
- a stabilizátor U_{bes} bemeneti egyenfeszültségének változásaitól. Ezt a bemeneti feszültséget általában a 2.2.3. pontban megismert egyenirányító kapcsolások valamelyike szolgálja. Ez stabilizálatlan egyenfeszültség, amelynek értéke pl. a hálózati feszültség ingadozásától függően változhat,
- a külső hatásoktól, pl. a környezeti hőmérséklet változásaitól.

A feszültségstabilizátorok az alkalmazott módszertől függően lehetnek lineárisok és kapcsolóüzeműek.

6.4.1. Lineáris stabilizátorok

Elnevezésük működési elvükből adódik: **folyamatosan** figyelik az U_S kimeneti feszültségük értékét és ha megváltozik, visszaállítják az eredeti értéket.

Egyszerű felépítése miatt a leggyakrabban alkalmazott tranzisztoros feszültség stabilizátor a **soros áteresztő tranzisztoros stabilizátor**, amelynek kapcsolási rajzát a 6.25. ábra mutatja.



6.25. ábra. Soros áteresztő tranzisztoros feszültségstabilizátor

Az áramkörrel kapcsolatos elnevezések és fogalmak a következők:

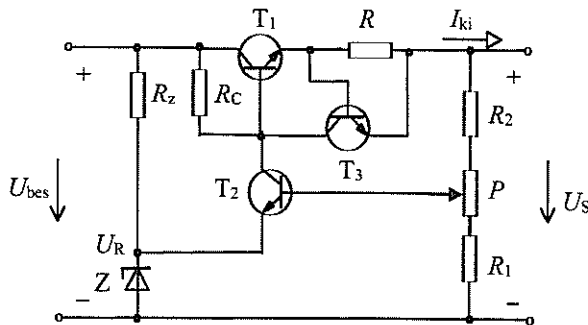
- a T_1 tranzisztor a soros **áteresztő tranzisztor**, amely az U_{CE} feszültségének változtatásával szabályozza, stabilizálja az U_S kimeneti feszültséget, mert $U_S = U_{bes} - U_{CE1}$,
- az R_1 és R_2 ellenállások a mindenkor kimeneti feszültséggel arányos feszültséget állítanak elő osztáspontjukon. Az osztó elnevezése: **mintavevő** (figyelő) **osztó**,

- a Z Zener-diódából és az R_Z ellenállásból álló áramkör egy elemi stabilizátor, amelynek működését a 2.2.7. pontban ismertük meg. Ebben az áramkörben **referenciafeszültségforrás**, az U_R feszültséget állítja elő.
- a T_2 tranzisztor és az R_C ellenállás a hibajelerősítő. Az emitterén lévő U_R referenciafeszültséget hasonlítja össze a kimeneti feszültség leosztott értékével. Eltérés esetén kimenete a T_1 tranzisztort vezérli.

A működés elemzéséhez tételezzük fel, hogy éppen csökken valamilyen okból az U_S kimeneti feszültség. Az U_S csökkenésével csökken a mintavevő osztó feszültsége, vagyis a hibajelerősítő bázisfeszültsége is. Mivel az emitteren lévő feszültség az állandó referenciafeszültség, így a bázisfeszültség csökkenése a T_2 tranzisztor B–E feszültségét csökkenti. Emiatt csökken a bázisárama és a kollektorárama is, a kollektorfeszültsége pedig növekszik. Ez a T_1 bázisfeszültségét növeli, a soros áteresztő tranzisztor ezért jobban kinyit, csökken az U_{CE} feszültség, vagyis kisebb feszültség vonódik le az U_{bes} bemeneti feszültségből. Az U_S tehát nő. A leírt szabályozási folyamat pillanatról-pillanatra működik, ezért a legkisebb változást is kiküszöböli, stabilizálja az U_S kimeneti feszültséget.

A kimeneti feszültség esetleges növekedése esetén a folyamat ellenkező irányban játszódik le.

A 6.26. ábra egy változtatható kimeneti feszültségű és túláramvédelemmel ellátott soros áteresztő tranzisztoros stabilizátort mutat.

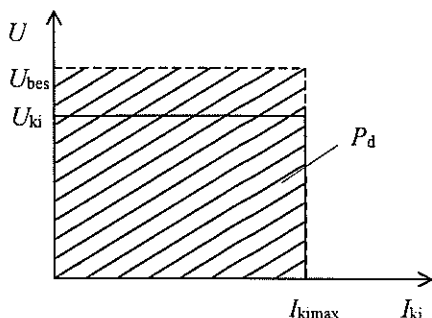


6.26. ábra. Túláramvédett, változtatható kimeneti feszültségű stabilizátor

A P potencióméterrel a mintavevő osztó osztásviszonyát lehet megváltoztatni, ezért a leírt szabályozási folyamat változtatható U_S kimeneti feszültség mellett játszódik le.

A beépített túláramvédelem a T_1 tranzisztor tönkremenetelét, és így a stabilizátor meghibásodását akadályozza meg. Ez akkor fordulhatna elő, ha a stabilizátor kimenetére kis értékű terhelés vagy rövidzár kerülne. A védelem célja az, hogy a kimeneti áram, amely egyben a T_1 kollektorárama is, ne lehessen nagyobb, mint amit a tranzisztor károsodás nélkül el tud viselni. Ez az áram a tranzisztor $I_{C_{max}}$ árama. Az R el-

lenállást olyan értékre választjuk meg, hogy a rajta átfolyó $I_{k\max}$ áram kb. 0,6 V feszültséget hozzon létre az ellenállás sarkain. Túláram esetén a T_3 tranzisztor jobban kinyit és a T_1 bázisáramának nagyobb részét vezeti el, így a kollektoráram sem emelkedhet tovább. Ezt a korlátozó hatást mutatja a 6.27. ábra.

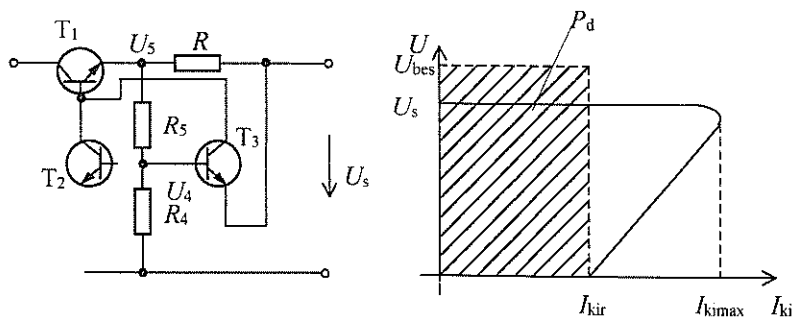


6.27. ábra. Az áramkorlátozás hatása

Az ábrából látható, hogy amikor a kimenet rövidrezárása miatt a kimeneti áram maximális, akkor az áteresztő tranzisztor kollektora és emittere között gyakorlatilag a bemeneti feszültség mérhető és a tranzisztoron a maximális kimeneti áram folyik. Így a tranzisztoron keletkező disszipációs teljesítmény $P_D = U_{bes} \cdot I_{k\max}$

Ez a teljesítmény az ábrán a kiemelt területtel arányos. Az áteresztőtranzisztort ekkora disszipációra kell méretezni.

Csökkenthető a tranzisztort terhelő disszipációs teljesítmény **visszahajló jelleggörbű rövidzárvédelemmel**. A 6.28. ábra az ehhez szükséges áramköri megoldást mutatja.



6.28. ábra. Visszahajló jelleggörbű rövidzárvédelem

A max. kimeneti áram elérésekor az R ellenálláson megjelenő feszültség hatására a T_3 előzőekben megismert áramkorlátozó hatása érvényesül. A kimeneti feszültség csökkenésével T_3 bázisfeszültsége az R_4 - R_5 osztón keresztül, emitterfeszültsége pe-

dig közvetlenül a kimeneti feszültséggel együtt csökken. A T_3 bázis–emitter feszültsége ezért egyre nagyobb lesz, növekszik a kollektorárama is, hiszen egyre jobban kinyit. A növekvő kollektoráram csökkenti T_1 bázisáramát, egyre jobban lezárva az áteresztő tranzisztort. Ezzel csökken a kimeneti feszültség és a kimeneti áram is. A kimeneti feszültség csökkenésével tovább csökken az R_4 – R_5 osztó feszültsége, ami a leírt folyamat szerint tovább csökkenti a kimeneti feszültséget és a kimeneti áramot. A kimeneti feszültség és áram együttes csökkenése okozza a jelleggörbe visszahajlását. A maximális kimeneti áram, a rövidzárási áram és a rövidzáráskor fellépő disszipáció a következő gondolatmenettel határozható meg.

Az U_5 feszültség értéke $U_5 = I_{\text{kimax}} \cdot R + U_S$.

Az egyszerűbb leírás miatt jelöljük az osztó osztásviszonyát a -val (elhanyagolva az I_{B-T})

$$a = \frac{R_4}{R_4 + R_5}.$$

Az osztáspont feszültsége kétféleképpen is felírható $U_4 = a \cdot U_5$, ill. $U_4 = U_S + U_{\text{BE3}}$. Igaz ezért, hogy $a \cdot U_5 = U_S + U_{\text{BE3}}$.

Behelyettesítve U_5 értékét és rendezve az egyenletet $a \cdot I_{\text{kimax}} \cdot R + a \cdot U_S = U_S + U_{\text{BE3}}$,

$$I_{\text{kimax}} = \frac{U_S - a \cdot U_S + U_{\text{BE3}}}{a \cdot R} = \frac{U_{\text{BE3}}}{a \cdot R} + U_S \cdot \frac{1 - a}{a \cdot R}.$$

A kimenet rövidzárása esetén $U_S = 0$, ezért

$$I_{\text{kir}} = \frac{U_{\text{BE3}}}{a \cdot R}.$$

Ezt behelyettesítve

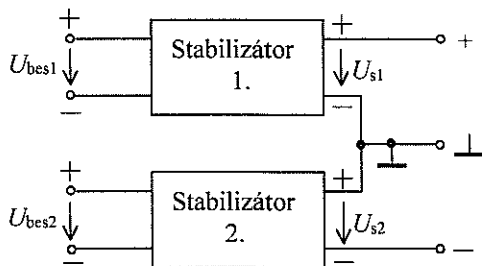
$$I_{\text{kimax}} = I_{\text{kir}} + U_S \cdot \frac{1 - a}{a \cdot R}.$$

A kifejezésből látható, hogy a rövidzárási áram valóban kisebb, mint I_{kimax} , ezért a disszipáció is lecsökken, ahogyan azt az ábra is mutatja

$$P_D = U_{\text{kir}} \cdot U_{\text{bes}}.$$

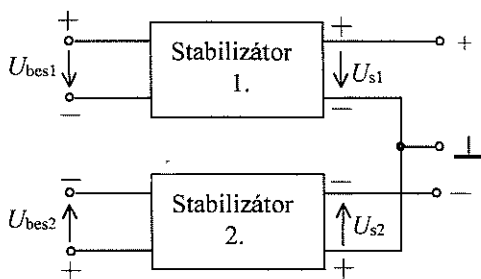
A megismert összefüggések felhasználásával I_{kimax} ismeretében méretezhetők az R , R_4 és R_5 ellenállások.

Kettős tápfeszültség előállításához – pl. műveleti erősítő áramkörök táplálásához – kétféle módszert alkalmazhatunk. Az egyik módszer szerint két egyforma stabilizátort használunk és a 6.29. ábrán látható módon kapcsoljuk össze őket. Mindkét stabilizátor önmagában pozitív polaritású feszültséget állít elő, az összekapcsoláskor kialakított közös ponthoz képest mérhető a pozitív és negatív kimeneti feszültség.



6.29. ábra. Kettős tápfeszültség előállítása azonos stabilizátorokból

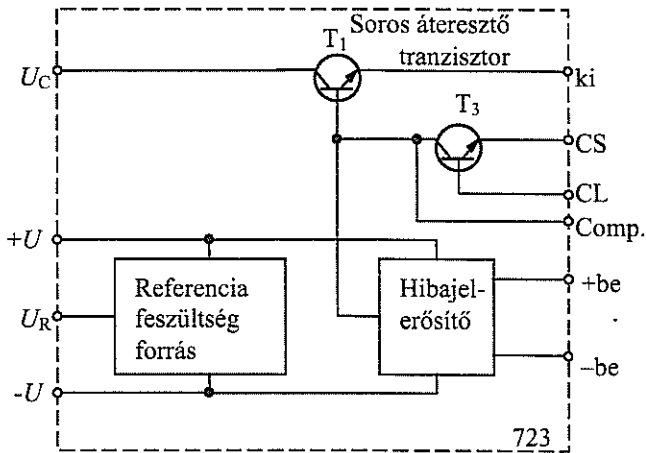
A másik módszer szerint külön készítünk stabilizátort a pozitív és külön a negatív feszültségre. Ilyenkor a kettős tápegység közös pontja a stabilizátorok közös pontjának összekötéséből adódik, amint azt a 6.30. ábra mutatja.



6.30. ábra. Kettős tápfeszültség előállítása

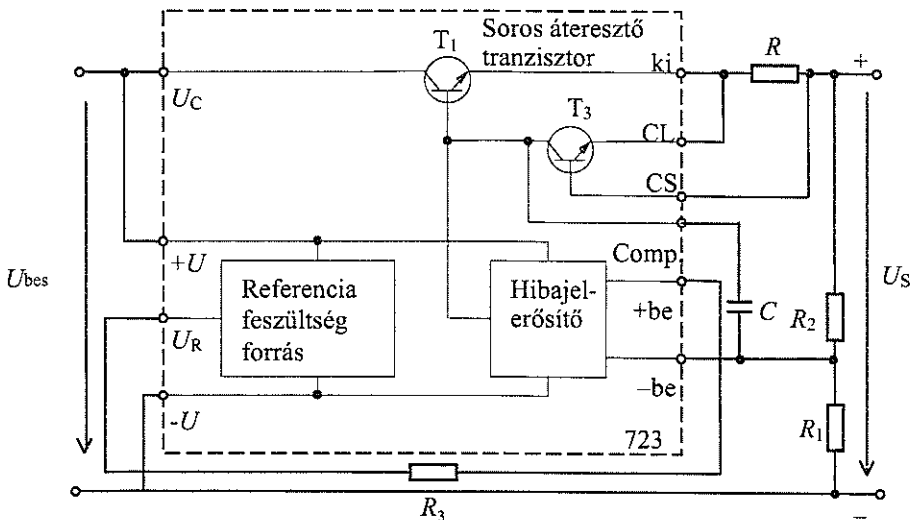
A 6.29. és a 6.30. ábra stabilizátorainak bemeneti feszültségeit egymástól független egyenirányítók biztosítják.

Egy soros áteresztő tranzisztoros stabilizátor legfontosabb elemeit tartalmazza a μA 723 típusú **integrált feszültség stabilizátor**. Az integrált áramkör belső felépítését a 6.31. ábra mutatja.



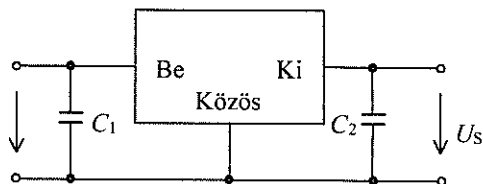
6.31. ábra. A μA 723 integrált stabilizátor

Az integrált stabilizátor bemeneti feszültsége 9,5 V és 40 V közötti lehet, kimeneti feszültsége 2 V és 37 V között állítható be. A maximális kimeneti áram 150 mA. Ha az alkalmazás igényeinek ezek az adatok megfelelnek, akkor az áramkört csak mintavetítő osztóval és a túláramvédelemhez szükséges ellenállásokkal kell kiegészíteni, amint azt a 6.32. ábra mutatja.



6.32. ábra. A μA 723 integrált áramkörrel felépített stabilizátor

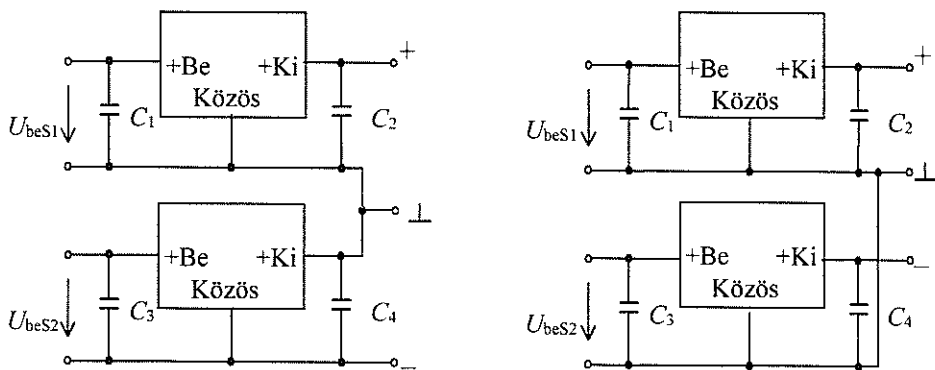
$I_{k\max} = 1$ A áram mellett stb. A fix feszültségű stabilizátorok három kivezetéssel rendelkeznek, amint azt a 6.34. ábra mutatja.



6.34. ábra. Fix feszültségű feszültség stabilizátor

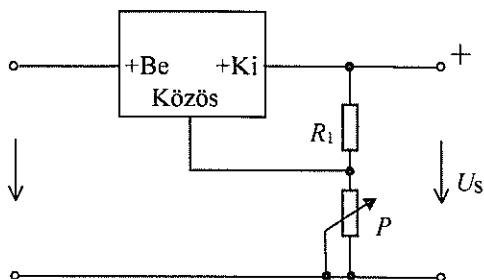
A stabilizátor kimenetén lévő kondenzátor a gerjedés elkerülését szolgálja, értéke a katalógus alapján 100–200 nF. Ha a stabilizátor hosszú vezetéken keresztül csatlakozik a hálózati tápegységhez, akkor a bemenetre is célszerű egy 220–330 nF értékű kapacitást kötni.

Fix feszültségű stabilizátorokból is készíthető kettős tápegység, mindkét megismert módszer szerint. Erre mutat példát a 6.35. ábra. A stabilizátorok bemeneti feszültségét egymástól független egyenirányítókról kell biztosítani.



6.35. ábra. Kettős tápfeszültség előállítása fix feszültségű stabilizátorokkal

Annak ellenére, hogy fix feszültségű stabilizátorok nagyon sok különböző feszültségre készülnek, előfordulhat, hogy olyan feszültséget kell előállítani, amelyre nem gyártanak áramkört. Ebben az esetben a stabilitás kismértékű romlása mellett alkalmazhatjuk a 6.36. ábrán látható kapcsolást, amely a közös ágba folyó áramot használja fel a kimeneti feszültség változtatására.

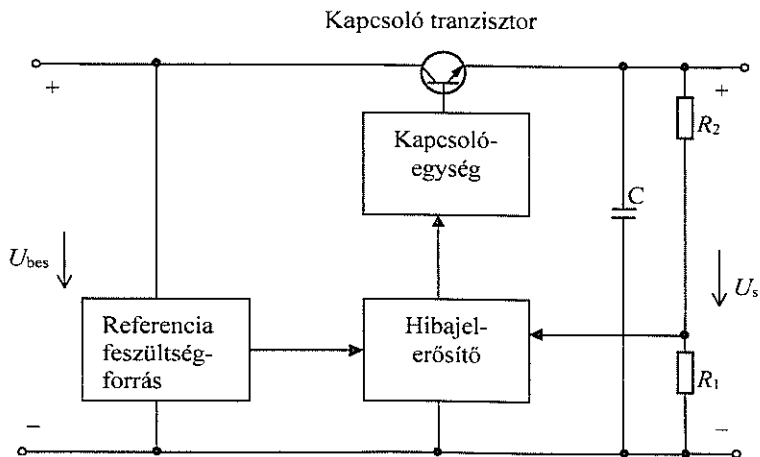


6.36. ábra. A fix feszültségű stabilizátor kimeneti feszültségének változtatása

6.4.2. Kapcsolóüzemű stabilizátorok

Az előző fejezetben megismert lineáris feszültségstabilizátor áteresztő tranzisztora jelentős teljesítményt disszipál $P_d = U_{CE} \cdot I_C = (U_{bes} - U_s) \cdot I_{kmax}$.

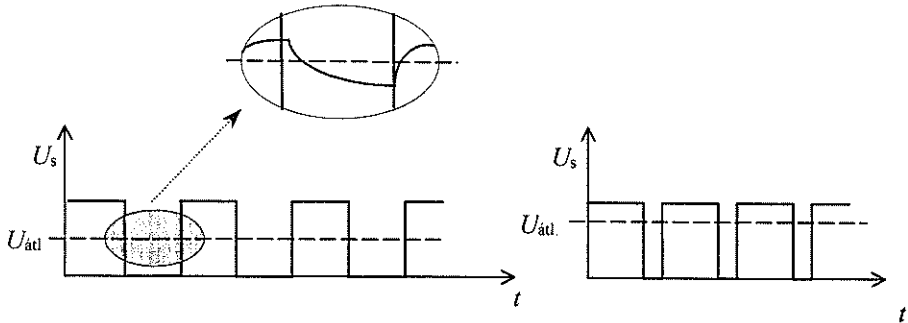
A kifejezésből látható, hogy – különösen a nagyáramú stabilizátoroknál – ez jelentős veszteséget okozhat. A kapcsolóüzemű tápegységek előnye, hogy ez a veszteségi teljesítmény kis értékűre csökkenthető, ezzel a tápegység hatásfoka növelhető. Ezért a nagy áramfelvételű berendezések táplálására ilyen tápegységeket használunk. A gyakorlatban két működési elv alapján építenek kapcsolóüzemű tápegységet. Az egyszerűbb megoldás a **kondenzátor töltésű tápegység**, amelynek elvi felépítése a 6.37. ábrán látható.



6.37. ábra. A kondenzátor töltésű kapcsolóüzemű tápegység elvi felépítése

A hálózati feszültséget kétutas vagy hídkapcsolás egyenirányítja. Ezt az egyenfeszültséget, mint a stabilizátor U_{bes} bemeneti feszültségét a kapcsolótranzisztor a vezérlésének megfelelően kapcsolja a nagy értékű C kondenzátorra. A kondenzátort

így tulajdonképpen a bemeneti feszültségből előállított négyszögjelsorozat tölti, ezért feszültsége ennek az impulzussorozatnak az átlagértékével egyezik meg. A négyszögjelsorozat átlagértéke viszont a kitöltési tényezőtől függ, amint azt a 6.38. ábra is mutatja.



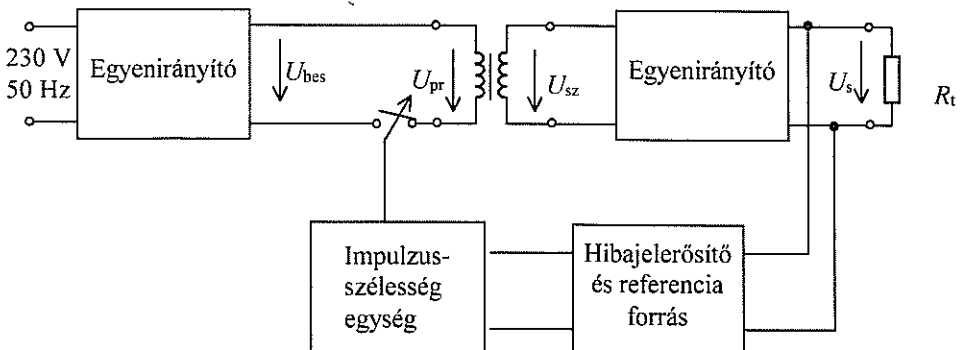
6.38. ábra. A négyszögjel átlagértéke

A hibajelerősítő összehasonlítja a kimeneti feszültség értékét a referenciasfeszültséggel, és ha eltérés van, akkor a kapcsolóegységet úgy vezérli, hogy változzon a kapcsolótranszisztor által előállított négyszögjel kitöltési tényezője. Így az U_s kimeneti feszültségben jelentkező bármilyen változás a kitöltési tényező változtatásán keresztül állítja vissza U_s eredeti értékét.

A tranzisztor kapcsolóüzemben működik, így disszipációja minimális. Ezen előny mellett hátrányos tulajdonsága azonban, hogy az impulzusok nagyfrekvenciás összetevői zavart okozhatnak a tápegység környezetében, ezért hatásos árnyékolásra van szükség.

Az egyenletesebb U_s feszültség előállításához a C kondenzátor helyett vagy mellett, szűrőáramkört szokás alkalmazni.

A transzformátoros kapcsolóüzemű tápegység elvi felépítését a 6.39. ábra mutatja.



6.39. ábra. A transzformátoros kapcsolóüzemű tápegység elvi felépítése

A hálózati feszültségből kétutas egyenirányítással és puffereléssel adódó kb. 310–320 V-os, U_{bes} stabilizálandó feszültséget a kapcsolótranzisztor a transzformátor primer tekercsére kapcsolja, hozzávetőlegesen 25 kHz frekvenciával. A transzformátor primer tekercsét így egy nagy amplitúdójú négyszögjelsorozat vezérli, amelynek átlagértéke felmágnesezi a transzformátor vasmagját. A szekunder tekercsben indukálódott feszültség az elektrotechnikában tanultak szerint, függ a vasmag mágnesezettségétől is. A stabilizálás úgy történik, hogy a hibajelerősítő összehasonlítja a kimeneti feszültség pillanatnyi értékét a referencifeszültséggel, és ha eltérés van, akkor az impulzusszélesség szabályozó egység az eltérés irányától és nagyságától függő mértékben változtatja a kapcsolási időt, ezzel együtt a transzformátorra kerülő négyszögjel kitöltési tényezőjét. A kitöltési tényező változása miatt változik a primer tekercsre kerülő négyszögjel átlagértéke, ezzel a vasmag mágnesezettsége, tehát a szekunder tekercsben indukálódó feszültség nagysága. A leírt folyamat már a legkisebb eltérésre is lezajlik, így a kimeneti feszültség végeredményben állandó marad.

Ilyen elven működik a számítógépek kapcsolóüzemű tápegysége, elfogadható disszipáció és hatásfok mellett, 150–250 W közötti kimeneti teljesítményt állítva elő.

Ellenőrző kérdések, feladatok

1. Milyen módszerekkel növelhető az erősítő sávszélessége?
2. Mi határozza meg a hangolt erősítő erősítését és sávszélességét?
3. Milyen elemek befolyásolják a műveleti erősítővel felépített váltakozó feszültségű erősítő alsó és felső határfrekvenciáját?
4. Rajzoljuk fel a követő erősítők kapcsolási rajzait!
5. Magyarázzuk el a kivonó áramkör működését!
6. Hogy működik a műveleti erősítős Wien-hidas RC-oszcillátor?
7. Rajzoljuk fel az astabil multivibrátor jelalakjait!
8. Milyen elemekből épül fel az áteresztő tranzisztoros feszültségstabilizátor?
9. Magyarázzuk el a kapcsolóüzemű tápegység működési elvét!

Függelék

A negatív visszacsatolások hatása az erősítők jellemzőire

1. Soros feszültség-visszacsatolás

A soros feszültség-visszacsatolás a kimeneti feszültséggel arányos jelet csatol vissza és a bemeneti feszültséget csökkenti, ezért közvetlenül a ki- és a bemeneti feszültségek közül számítható erősítésátvitelre hat:

$$A_u = \frac{U_{ki}}{U_1}.$$

A 3.31. ábra szerinti visszacsatolt erősítő bemeneti körére felírható hurokegyenlet:

$$U_1 + U_v - U_{be} = 0.$$

Az U_1 és U_v feszültségek

$$U_1 = \frac{U_{ki}}{A_u}; \quad U_v = B \cdot U_{ki}.$$

Behelyettesítve és rendezve:

$$\frac{U_{ki}}{A_u} + B \cdot U_{ki} = U_{be}; \quad U_{ki} \cdot \left(\frac{1}{A_u} + B \right) = U_{be}.$$

Kifejezve a **visszacsatolt feszültségerősítést**:

$$A_{uv} = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{A_u}{1 + B \cdot A_u}.$$

A be- és kimeneti ellenállás értéke a visszacsatolás után:

$$R_{bev} = \frac{U_{be}}{I_{be}} = \frac{U_{be}}{\frac{U_1}{R_{be}}} = \frac{U_{be} \cdot R_{be}}{U_1}.$$

Felhasználva a be- és kimeneti feszültségek közötti, az előzőekben már felírt összefüggést

$$R_{bev} = \frac{R_{be}}{U_1} \cdot U_{ki} \cdot \left(\frac{1}{A_u} + B \right).$$

Mivel az U_1 feszültség

$$U_1 = \frac{U_{ki}}{A_u}, \text{ ezért}$$

$$R_{bev} = \frac{A_u}{U_{ki}} \cdot R_{be} \cdot U_{ki} \cdot \left(\frac{1}{A_u} + B \right).$$

Rendezve az egyenletet adódik a **viSSzacsatolt bementi ellenállás** értéke:

$$R_{bev} = R_{be} \cdot (1 + B \cdot A_u).$$

A kimeneti ellenállás az üresjárási kimeneti feszültség és a rövidzárási kimeneti áram hányadosa:

$$R_{kiv} = \frac{U_{kiü}}{I_{kir}}, \text{ ahol } U_{kiü} = U_{be} \cdot A_{uvü} = U_{be} \cdot \frac{A_{uü}}{1 + B \cdot A_u}.$$

Ha a kimenetet rövidre zárjuk, akkor megszűnik a visszacsatolás, mert $U_{ki} = 0$. Ezért ilyenkor

$$U_{kiü} = U_{be} \cdot A_{uü} \text{ és } I_{kir} = \frac{U_{kiü}}{R_{ki}} = \frac{U_{be} \cdot A_{uü}}{R_{ki}}.$$

Ezt felhasználva

$$R_{kiv} = \frac{U_{be} \cdot \frac{A_{uü}}{1 + B \cdot A_u}}{\frac{U_{be} \cdot A_{uü}}{R_{ki}}}.$$

Egyszerűsítve a kifejezést adódik a **viSSzacsatolt kimeneti ellenállás** értéke:

$$R_{kiv} = \frac{R_{ki}}{1 + B \cdot A_u}.$$

A visszacsatolt áramerősítés:

$$A_{iv} = \frac{I_{ki}}{I_{be}} = \frac{\frac{U_{ki}}{R_t}}{\frac{U_{be}}{R_{bev}}} = \frac{U_{ki}}{U_{be}} \cdot \frac{R_{bev}}{R_t} = A_{uv} \cdot \frac{R_{bev}}{R_t}.$$

Felhasználva a visszacsatolt erősítésjellemzőkre felírt korábbi összefüggéseket:

$$A_{iv} = \frac{A_u}{1 + B \cdot A_u} \cdot \frac{R_{be} \cdot (1 + B \cdot A_u)}{R_t} = A_u \cdot \frac{R_{be}}{R_t}.$$

A kapott eredmény megegyezik a visszacsatolás nélküli áramerősítéssel, ezért a **visszacsatolt áramerősítés**: $A_{iv} = A_i$.

2. Soros áram-visszacsatolás

A soros áram-visszacsatolás a kimeneti árammal arányos visszacsatolás és az eredeti bemeneti feszültséget csökkenti, ezért közvetlenül a kimeneti áram és a bemeneti feszültség hányadosából számítható erősítőátvitelre hat. Ez az erősítő A_G vezetési átvitele

$$A_G = \frac{I_{ki}}{U_1}.$$

A 3.33. ábra visszacsatolt erősítőjének bemeneti körére felírható hurokegyenlet:

$$U_1 + U_v - U_{be} = 0.$$

Az U_1 és az U_v feszültségek:

$$U_1 = \frac{I_{ki}}{A_G}, \text{ és } U_v = I_{ki} \cdot B.$$

Behelyettesítve és rendezve

$$\frac{I_{ki}}{A_G} + I_{ki} \cdot B = U_{be}.$$

Ezt felhasználva a visszacsatolt vezetésátvitel:

$$A_{Gv} = \frac{I_{ki}}{U_{be}} = \frac{I_{ki}}{\frac{I_{ki}}{A_G} + I_{ki} \cdot B} = \frac{A_G}{1 + B \cdot A_G}.$$

A gyakorlatban nem a vezetés, hanem a feszültségátvitelt használjuk az erősítő jellemzésére. Írjuk fel ezért a feszültségátvitel megváltozását a vezetésátvitel segítségével!

Átalakítva a visszacsatolt vezetésátvitelt:

$$A_{Gv} = \frac{\frac{U_{ki}}{R_t}}{U_{be}} = \frac{U_{ki}}{U_{be}} \cdot \frac{1}{R_t} = A_{uv} \cdot \frac{1}{R_t}.$$

A vezetésátvitel visszacsatolás előtti értéke:

$$A_G = \frac{I_{ki}}{U_1} = \frac{\frac{U_{ki}}{R_1}}{U_1} = \frac{U_{ki}}{U_{be}} \cdot \frac{1}{R_1}.$$

Osztva a két egyenletet egymással:

$$\frac{A_{Gv}}{A_G} = \frac{A_{uv}}{A_u}.$$

Ebből kifejezhető a **visszacsatolt feszültség erősítés**:

$$A_{uv} = \frac{A_{Gv}}{A_G} \cdot A_u = \frac{A_u}{1 + B \cdot A_G}.$$

A bemeneti ellenállás értéke a visszacsatolás után: $R_{bev} = U_{be}/I_{be}$.

Felhasználva, hogy

$$I_{be} = \frac{U_1}{R_{be}}, \quad R_{bev} = \frac{U_{be}}{\frac{U_1}{R_{be}}} = R_{be} \cdot \frac{U_{be}}{U_1}.$$

Behelyettesítve U_{be} és U_1 értékét:

$$R_{bev} = R_{be} \cdot \frac{\frac{I_{ki}}{A_G} + I_{ki} \cdot B}{\frac{I_{ki}}{A_G}}.$$

Egyszerűsítve és rendezve az egyenletet adódik a **visszacsatolt bemeneti ellenállás** értéke

$$R_{bev} = R_{be} \cdot (1 + B \cdot A_G).$$

A visszacsatolt kimeneti ellenállás az üresjárási kimeneti feszültség és a rövidzárási kimeneti áram hányadosa

$$R_{kiv} = \frac{U_{kiü}}{I_{kir}}.$$

Felhasználva, hogy $U_{kiü} = A_{Gü} \cdot U_1 \cdot R_{ki}$ és $I_{kir} = A_{Gvü} \cdot U_{be}$,

az R_{kiv} értéke

$$R_{kiv} = \frac{A_{Gü} \cdot U_1 \cdot R_{ki}}{A_{Gvü} \cdot U_{be}}.$$

Üresjárásban nem érvényesül a visszacsatolás, ezért $U_1 = U_{be}$, így

$$R_{\text{kv}} = R_{\text{ki}} \cdot \frac{\frac{A_{\text{Gü}}}{A_{\text{Gü}}}}{1 + B \cdot A_{\text{G}}}$$

Egyszerűsítve és rendezve a **visszacsatolt kimeneti ellenállás** értéke:

$$R_{\text{kv}} = R_{\text{ki}} \cdot (1 + B \cdot A_{\text{G}}).$$

A visszacsatolt áramerősítés:

$$A_{\text{iv}} = A_{\text{uv}} \cdot \frac{R_{\text{bev}}}{R_{\text{t}}} = \frac{A_{\text{u}}}{1 + B \cdot A_{\text{G}}} \cdot \frac{R_{\text{be}} \cdot (1 + B \cdot A_{\text{G}})}{R_{\text{t}}} = A_{\text{i}}.$$

Az áramerősítés tehát nem változik a visszacsatolás hatására.

3. Párhuzamos feszültség-visszacsatolás

A párhuzamos feszültség-visszacsatolás a 3.32. ábra szerint a kimeneti feszültséggel arányos áramot csatol vissza, csökkentve az eredeti bemeneti áramot. Így a visszacsatolás közvetlenül a kimeneti feszültségből és a bemeneti áramból számítható erősítőátvitelre hat. Ez az erősítő A_{R} ellenállásátvitelre:

$$A_{\text{R}} = \frac{U_{\text{ki}}}{I_{\text{i}}}.$$

Az erősítő bemenetére felírható csomóponti egyenlet $I_{\text{be}} - I_{\text{i}} - I_{\text{v}} = 0$.

Az I_{i} és az I_{v} áram

$$I_{\text{i}} = \frac{U_{\text{ki}}}{A_{\text{R}}}; \text{ és } I_{\text{v}} = B \cdot U_{\text{ki}}.$$

Rendezve a csomóponti egyenletet és behelyettesítve I_{i} -et és I_{v} -t:

$$I_{\text{be}} = \frac{U_{\text{ki}}}{A_{\text{R}}} + B \cdot U_{\text{ki}}.$$

A visszacsatolt ellenállásátvitel:

$$A_{\text{Rv}} = \frac{U_{\text{ki}}}{I_{\text{be}}} = \frac{U_{\text{ki}}}{\frac{U_{\text{ki}}}{A_{\text{R}}} + B \cdot U_{\text{ki}}} = \frac{A_{\text{R}}}{1 + B \cdot A_{\text{R}}}.$$

Ezt felhasználva kifejezhető az erősítő áramátvitelre. Ehhez írjuk fel a visszacsatolt és a visszacsatolás nélküli ellenállásátvitelt a kimeneti áram segítségével:

$$A_{Rv} = \frac{U_{ki}}{I_{be}} = \frac{I_{ki} \cdot R_t}{I_{be}} = A_{iv} \cdot R_t,$$

$$A_R = \frac{U_{ki}}{I_1} = \frac{I_{ki} \cdot R_t}{I_1} = A_i \cdot R_t.$$

Osztvá egymással a két egyenletet:

$$\frac{A_{Rv}}{A_R} = \frac{A_{iv}}{A_i}.$$

Kifejezve a visszacsatolt áramerősítést és behelyettesítve A_{Rv} értékét:

$$A_{iv} = \frac{A_{Rv}}{A_R} \cdot A_i = \frac{\frac{A_R}{1 + B \cdot A_R}}{A_R} \cdot A_i.$$

Egyszerűsítve az egyenletet adódik a **visszacsatolt áramerősítés** értéke:

$$A_{iv} = \frac{A_i}{1 + B \cdot A_R}.$$

A visszacsatolt bemeneti ellenállás

$$R_{bev} = \frac{U_{be}}{I_{be}}.$$

Behelyettesítve U_{be} és I_{be} értékét:

$$R_{bev} = \frac{I_1 \cdot R_{be}}{I_{be}} = \frac{\frac{U_{ki}}{A_R} \cdot R_{be}}{\frac{U_{ki}}{A_R} + B \cdot U_{ki}}.$$

Egyszerűsítve és rendezve az egyenletet adódik a **visszacsatolt bemeneti ellenállás** értéke

$$R_{bev} = \frac{R_{be}}{1 + B \cdot R_{be}}.$$

A visszacsatolt kimeneti ellenállás az üresjárási kimeneti feszültség és a rövidzárási kimeneti áram hányadosa:

$$R_{kiv} = \frac{U_{kiü}}{I_{kir}} = \frac{I_1 \cdot A_{Rvü}}{\frac{U_{kiü}}{R_{ki}}} = R_{ki} \cdot \frac{I_1 \cdot A_{Rvü}}{I_{be} \cdot A_{Rü}}.$$

A kimenet rövidrezárásakor megszűnik a visszacsatolás, ezért $I_{be} = I_1$. Ezt is figyelembe véve

$$R_{kiv} = R_{ki} \cdot \frac{A_{Rvü}}{A_R} = R_{ki} \cdot \frac{1}{A_{Rü}} \cdot \frac{A_{Rü}}{1 + B \cdot A_R}.$$

Elvégezve az egyszerűsítéseket adódik a **visszacsatolt kimeneti ellenállás**:

$$R_{\text{kiv}} = \frac{R_{\text{ki}}}{1 + B \cdot A_{\text{R}}}.$$

A visszacsatolt feszültségerősítés értékének meghatározásához írjuk fel újra az A_{Rv} -t és A_{R} -t

$$A_{\text{Rv}} = \frac{U_{\text{ki}}}{I_{\text{be}}} = \frac{U_{\text{ki}}}{\frac{U_{\text{be}}}{R_{\text{bev}}}} = A_{\text{uv}} \cdot R_{\text{bev}},$$

$$A_{\text{R}} = \frac{U_{\text{ki}}}{I_1} = \frac{U_{\text{ki}}}{\frac{U_{\text{be}}}{R_{\text{be}}}} = A_{\text{u}} \cdot R_{\text{be}}.$$

Elosztva egymással a két egyenletet:

$$\frac{A_{\text{Rv}}}{A_{\text{R}}} = \frac{A_{\text{uv}}}{A_{\text{u}}} \cdot \frac{R_{\text{bev}}}{R_{\text{be}}}.$$

Kifejezve A_{uv} -t és behelyettesítve az ismert összefüggéseket:

$$A_{\text{uv}} = \frac{1}{1 + B \cdot A_{\text{R}}} \cdot A_{\text{u}} \cdot (1 + B \cdot A_{\text{R}}).$$

Elvégezve az egyszerűsítéseket, adódik a **visszacsatolt feszültségerősítés** $A_{\text{uv}} = A_{\text{u}}$.

4. Párhuzamos áram-visszacsatolás

A párhuzamos áram-visszacsatolás a 3.34. ábra szerint a kimeneti árammal arányos visszacsatoló áramot csatol a bemenetre, csökkentve az eredeti bemeneti áramot. A visszacsatolás tehát közvetlenül a ki- és a bemeneti áram hányadosára, vagyis az áramerősítésre hat

$$A_{\text{i}} = \frac{I_{\text{ki}}}{I_1}.$$

Írjuk fel a bemenetre a csomóponti egyenletet! $I_{\text{be}} - I_1 - I_{\text{v}} = 0$.

Behelyettesítve, hogy

$$I_1 = \frac{I_{\text{ki}}}{A_{\text{i}}} \text{ és } I_{\text{v}} = B \cdot I_{\text{ki}},$$

adódik, hogy

$$I_{\text{be}} = \frac{I_{\text{ki}}}{A_{\text{i}}} + B \cdot I_{\text{ki}}$$

Ezt behelyettesítve

$$A_{iv} = \frac{I_{ki}}{\frac{I_{ki}}{A_i} + B \cdot I_{ki}}.$$

Egyszerűsítés után adódik a **visszacsatolt áramerősítés**:

$$A_{iv} = \frac{A_i}{1 + B \cdot A_i}.$$

A visszacsatolt bemeneti ellenállás

$$R_{bev} = \frac{U_{be}}{I_{be}}.$$

Behelyettesítve U_{be} és I_{be} értékét:

$$R_{bev} = \frac{R_{be} \cdot I_l}{I_{be}} = R_{be} \cdot \frac{\frac{I_{ki}}{A_i}}{\frac{I_{ki}}{A_i} + B \cdot I_{ki}}.$$

Elvégezve az egyszerűsítéseket, megkapjuk a **visszacsatolt bemeneti ellenállást**:

$$R_{bev} = \frac{R_{be}}{1 + B \cdot A_i}.$$

A visszacsatolt kimeneti ellenállás az üresjárási kimeneti feszültség és a rövidzárási kimeneti áram hányadosa

$$R_{kiv} = \frac{U_{kiüv}}{I_{kivr}}.$$

Üresjárásban nincs visszacsatolás, ezért $U_{kiüv} = U_{kiü} = R_{ki} \cdot I_{kir}$.

Behelyettesítve

$$R_{kiv} = R_{ki} \cdot \frac{I_{kir}}{I_{kivr}} = R_{ki} \cdot \frac{I_{be} \cdot A_{iü}}{I_{be} \cdot \frac{A_{iü}}{1 + B \cdot A_i}}.$$

Elvégezve az egyszerűsítéseket, adódik a **visszacsatolt kimeneti ellenállás**:

$$R_{kiv} = R_{ki} \cdot (1 + B \cdot A_i).$$

A feszültségerősítés meghatározásához felhasználjuk az előző összefüggéseket:

$$A_{uv} = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{I_{ki} \cdot R_t}{I_{be} \cdot R_{bev}} = A_{iv} \cdot \frac{R_t}{R_{bev}} = \frac{A_i}{1 + B \cdot A_i} \cdot \frac{R_t}{\frac{R_{be}}{1 + B \cdot A_i}} = A_i \cdot \frac{R_t}{R_{be}}.$$

A kapott eredmény azt mutatja, hogy a feszültségerősítés ugyanakkora marad, mint visszacsatolás előtt volt. Tehát a **visszacsatolt feszültségerősítés** $A_{uv} = A_u$.