

A negatív visszacsatolások osztályozása

A bemeneti jel és a visszacsatolt jel
 más-más elektródára kerül:
 ugyanazon elektródára kerül:

soros visszacsatolás (**SV**)
 párhuzamos visszacsatolás (**PV**)

A visszacsatoló jel

a terhelésen fellépő feszültséggel arányos:
 a terhelésen átfolyó árammal arányos:

feszültség visszacsatolás (**FV**)
 áram visszacsatolás (**ÁV**)

Konkrét kapcsolás esetén néha az utóbbit a nehezebb megállapítani. Általánosan követhető módszer: Módosítsuk a kimenetre kapcsolt terhelő ellenállás értékét extrém értékek irányába (zérus vagy végtelen) és nézzük meg, hogy a visszacsatolás ezen terhelések mellett megszűnik-e?

Pld. Ha $R_t \rightarrow 0$ akkor $U_{ki} \rightarrow 0$ és a visszacsatolt jel is $U_v \rightarrow 0$ akkor **FV**.

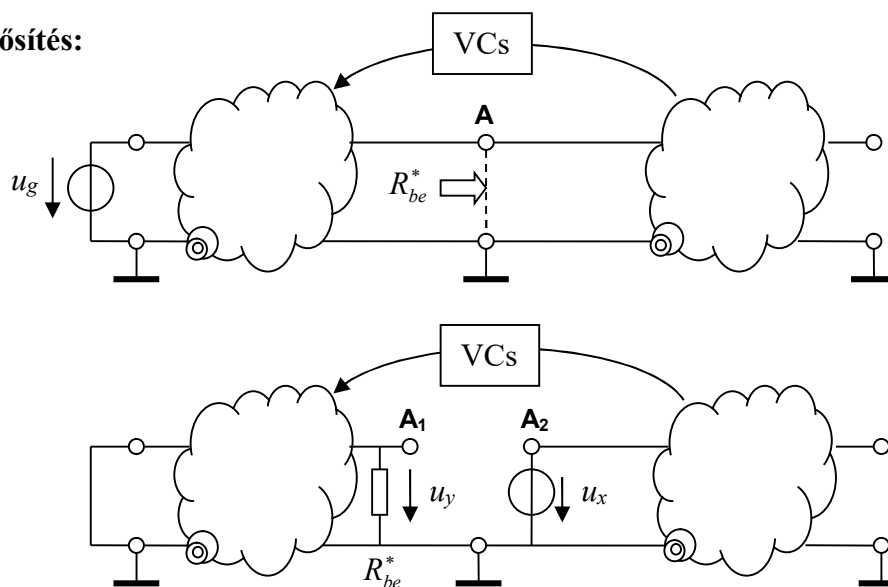
Ha $R_t \rightarrow 0$ akkor $U_{ki} \rightarrow 0$ de a visszacsatolt jel $U_v \neq 0$ akkor **ÁV**.

Ha $R_t \rightarrow \infty$ akkor $I_{ki} \rightarrow 0$ és a visszacsatolt jel $U_v = 0$ akkor **ÁV**.

A visszacsatolás hatása az áramkör paramétereire:

	R_{be}	R_{ki}
SFV	nő	csökken
SÁV	nő	nő
PFV	csökken	csökken
PÁV	csökken	nő

A hurokerősítés:

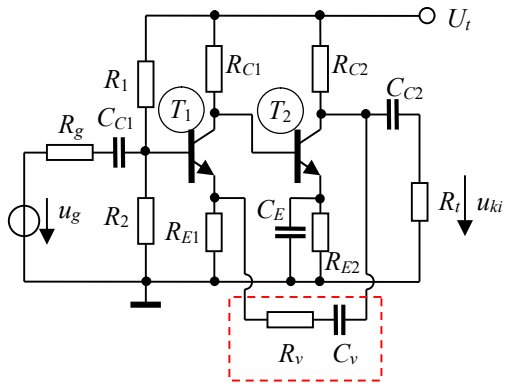


Felvágjuk a hurkot egy tetszőleges **A** csomópontban. A felvágott hurkot lezárjuk a megfelelő impedanciával, azért, hogy a viszonyok ne változzanak.

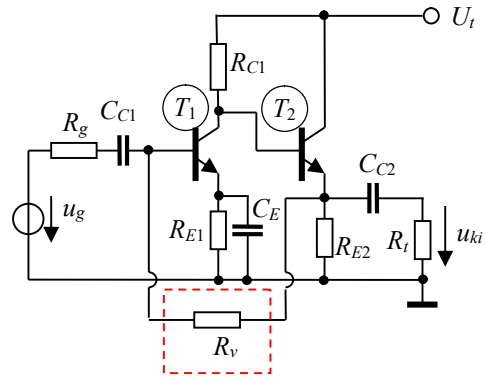
A hurokerősítés: $(A\beta) = -\frac{u_y}{u_x}$

Áramköri példák a visszacsatolások megvalósítására:

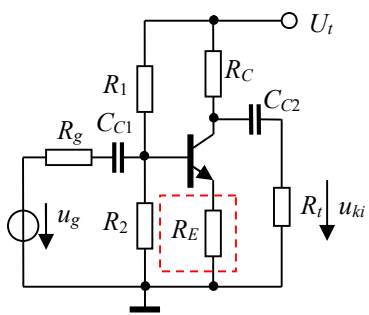
Soros feszültség visszacsatolás



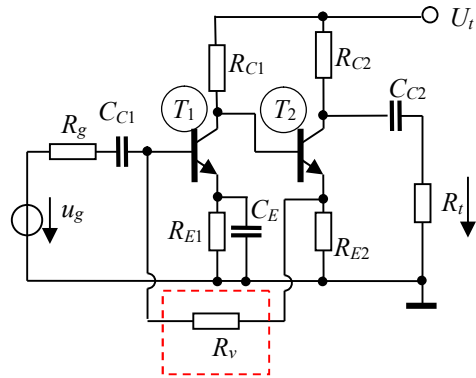
Párhuzamos feszültség visszacsatolás



Soros áram visszacsatolás

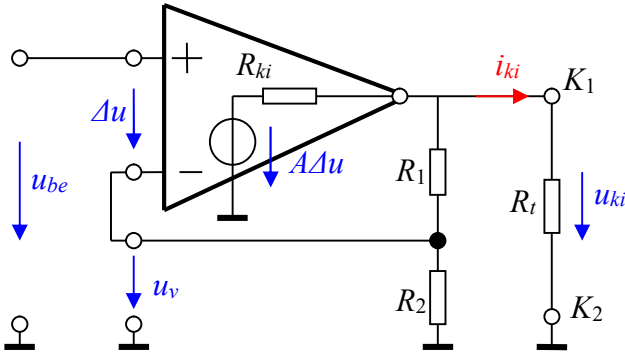


Párhuzamos áram visszacsatolás

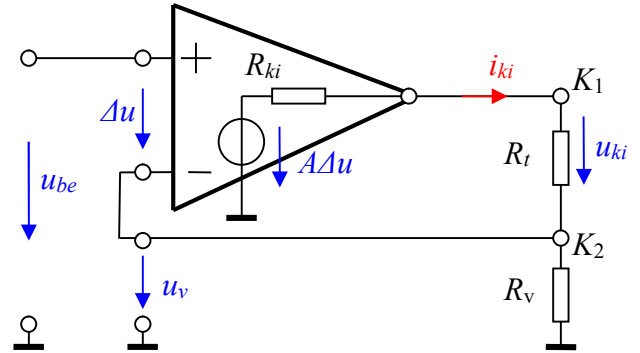


A feszültség és az áram visszacsatolás hatása a kimenő ellenállás értékére

Soros **feszültség** visszacsatolás



Soros **áram** visszacsatolás



A két kapcsolás nagymértékben hasonlít egymásra. A kimeneten lévő R_1 - R_2 ill. R_t - R_v ellenállásokból kialakított feszültségosztó jelét vezetjük vissza a műveleti erősítő negatív bemenetére. A visszacsatolás típusa **mindkét esetben soros**, mert teljesül az: $u_{be} = \Delta u + u_v$ egyenlet.

A visszacsatolás típusa szempontjából a lényeges eltérés abban mutatkozik, hogy a kimenet (a K_1 - K_2 kapocspárra kapcsolódó R_t terhelés) hol helyezkedik el.

A visszacsatolás típusát úgy tudjuk eldönteni, hogy a terhelést extrém értékűnek ($R_t \rightarrow 0$ vagy $R_t \rightarrow \infty$) választjuk, majd megvizsgáljuk, hogy *mikor szűnik meg a visszacsatolás*. Feszültség visszacsatolásnál az $R_t \rightarrow 0$ esetben, áram visszacsatolásnál az $R_t \rightarrow \infty$ esetben lesz az $u_v = 0$.

A kimenő ellenállás értékét mindkét esetben az $R_{kiv} = \frac{u_{kiü}}{i_{kir}}$ képlettel számoljuk, ahol:

$u_{kiü}$: az $R_t \rightarrow \infty$ értékhez tartozó üresjárási kimenő feszültség,
 i_{kir} : az $R_t \rightarrow 0$ értékhez tartozó rövidzárási áram.

Feszültség visszacsatolás:

Üresjáráásban: $R_t \rightarrow \infty$ $u_{be} = \Delta u + u_v = \Delta u + A\beta\Delta u = \Delta u(1 + A\beta)$

Ahol: $\beta = \frac{u_v}{A\Delta u} = \frac{R_2}{R_{ki} + R_1 + R_2} \cong \frac{R_2}{R_1 + R_2}$
 (Feltesszük, hogy $R_1, R_2 \gg R_{ki}$)

Valamint: $u_{kiü} = A\Delta u \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_{ki}} \cong A\Delta u = \frac{A}{1 + A\beta} u_{be}$

Rövidzáráásban: $R_t \rightarrow 0$ $u_{ki} = u_v = 0$ és $\Delta u = u_{be}$

$i_{kir} = \frac{A\Delta u}{R_{ki}} = \frac{A}{R_{ki}} u_{be}$

Ezzel: $R_{kiv} = \frac{u_{kiü}}{i_{kir}} = \frac{R_{ki}}{1 + A\beta}$

Tehát a kimenő ellenállás **jelentősen csökkenthető** feszültség visszacsatolással.

Áram visszacsatolás:

Üresjárásban: $R_t \rightarrow \infty$

$$i_{ki} = 0, \rightarrow u_v = 0 \rightarrow \Delta u = u_{be}$$

$$u_{kiü} = Au_{be}$$

Rövidzársban: $R_t \rightarrow 0$

$$u_{be} = \Delta u + u_v = \Delta u + A\beta\Delta u = \Delta u(1 + A\beta)$$

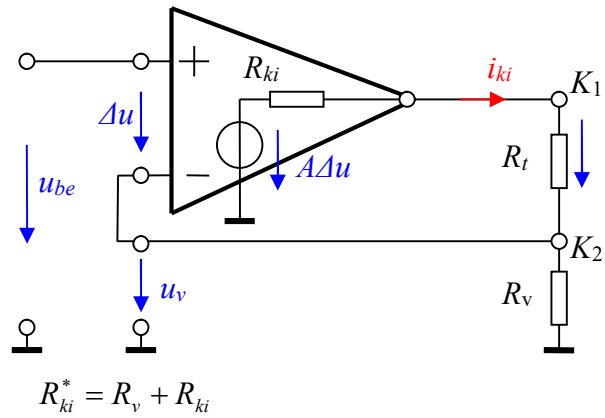
$$\text{Ahol: } \beta = \frac{u_v}{A\Delta u} = \frac{R_v}{R_v + R_{ki}} = \frac{R_v}{R_{ki}^*}$$

($R_{ki}^* = R_v + R_{ki}$ a visszacsatolás nélküli kimenő ellenállás.)

$$\text{Továbbá: } i_{kir} = \frac{A\Delta u}{R_{ki}^*} = \frac{Au_{be}}{(1 + A\beta)R_{ki}^*}$$

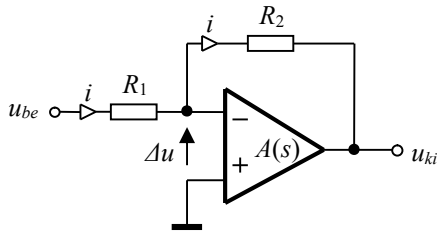
$$\text{Ezzel: } R_{kiv} = \frac{u_{kiü}}{i_{kir}} = (1 + A\beta)R_{ki}^*$$

Áram visszacsatolással a kimenő impedancia **jelentősen növelhető**.



Visszacsatolt erősítők frekvenciafüggése

Az erősítő nem ideális: $A(s) \neq \infty$ (de $R_{be} = \infty$ és $R_{ki} = 0$)



Tekintsük pld az invertáló kapcsolást:

A csomópointi potenciálok módszerével felírható egyenlet:

$$i = \frac{u_{be} - (-\Delta u)}{R_1} = \frac{(-\Delta u) - u_{ki}}{R_2} \quad \text{ahol: } \Delta u = \frac{u_{ki}}{A(s)}$$

Ezekből:

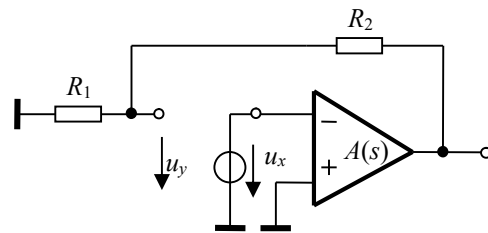
$$A_v(s) = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = -\frac{R_2 A(s)}{R_1 + R_2 + R_1 A(s)} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{\beta A(s)}{1 + \beta A(s)} = A_{id} \frac{\beta A(s)}{1 + \beta A(s)}$$

Ahol esetünkben most: $A_{id} = -\frac{R_2}{R_1}$ és $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

A bekeretezett összefüggés általánosan igaz.

A $\beta A(s)$ hurokerősítés definíciószerűen:

$$(\beta A)(s) = -\frac{u_y}{u_x}$$



Példánkban: (ott vágtuk fel a hurkot ahol nem folyik áram)

$$(\beta A)(s) = -\frac{u_y}{u_x} = -[-A(s)] \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

A műveleti erősítők **aluláteresztő** jellegű frekvencia függést mutatnak (mivel DC csatolt differenciál erősítő fokozatokból épülnek fel)

1.1.) Az egy pólust tartalmazó modell: $A(s) = \frac{A_0}{1 + s/\omega_0}$ $A_0 \approx 10^5 - 10^6$

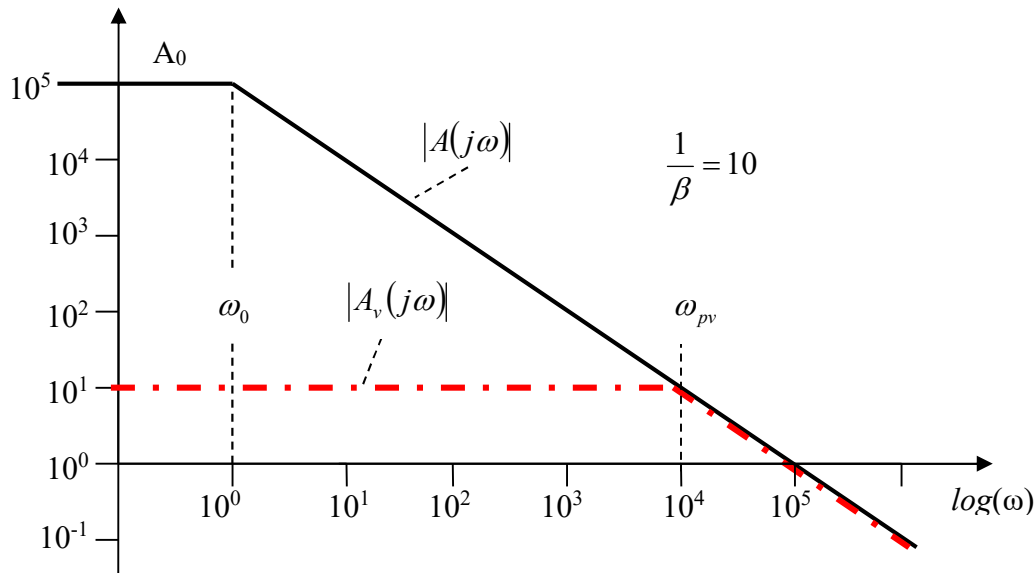
A visszacsatolt rendszer mindig stabil.

A visszacsatolt erősítő átvitele:

$$A_v(s) = A_{id} \frac{\beta A(s)}{1 + \beta A(s)} = A_{id} \frac{\beta A_0}{1 + s/\omega_0 + \beta A_0} = A_{id} \frac{\beta A_0}{1 + \beta A_0} \frac{1}{1 + s/\omega_{pv}}$$

A megváltozott pólus frekvencia: $\omega_{pv} = (1 + \beta A_0)\omega_0$

Általában $\frac{\beta A_0}{1 + \beta A_0} \cong 1$ mivel $\beta A_0 \gg 1$



1.2.) A két pólust tartalmazó modell: $A(s) = \frac{A_0}{(1 + s/\omega_1)(1 + s/\omega_2)}$
 $A_0 \approx 10^5 - 10^6$ és $\omega_1 \ll \omega_2$ (ω_1 : az u.n. domináns pólus)

A visszacsatolt rendszer mindig stabil.

A visszacsatolt erősítő átvitele:

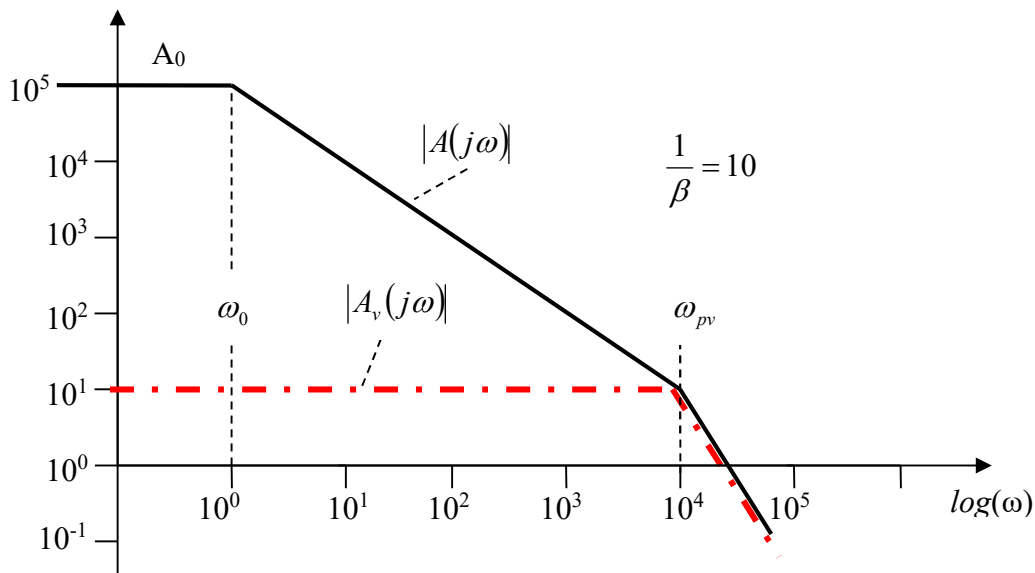
$$A_v(s) = A_{id} \frac{\beta A(s)}{1 + \beta A(s)} = A_{id} \frac{\beta A_0}{(1 + s/\omega_1)(1 + s/\omega_2) + \beta A_0} = A_{id} \frac{\beta A_0}{1 + \beta A_0} \frac{1}{1 + 2\zeta(s/\omega_{pv}) + (s/\omega_{pv})^2}$$

A megváltozott pólus frekvencia: $\omega_{pv} = \sqrt{(1 + \beta A_0)\omega_1\omega_2}$

$$\zeta = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\omega_2/\omega_1} + \sqrt{\omega_1/\omega_2}}{\sqrt{1 + \beta A_0}} \cong \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_2}{\beta A_0 \omega_1}}$$

(Ha $\zeta \geq 1$, akkor valós gyökök vannak!!)

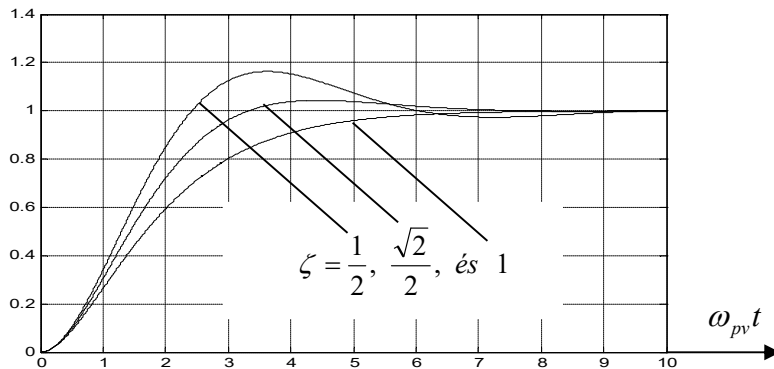
Most is : $\frac{\beta A_0}{1 + \beta A_0} \cong 1$ mivel $\beta A_0 \gg 1$



Az egységugrás gerjesztésre adott válasz időfüggvénye

$$\zeta = \frac{1}{2}, \frac{\sqrt{2}}{2}, \text{ és } 1$$

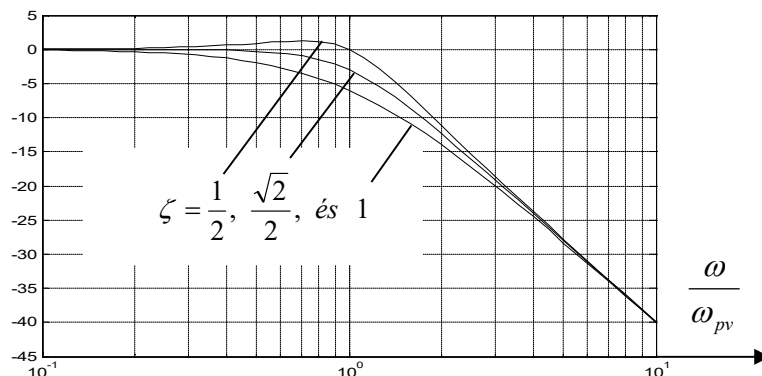
értékek esetére



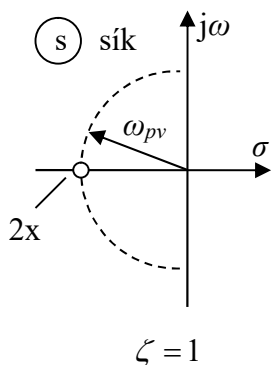
Az átviteli függvény frekvencia függése

$$\zeta = \frac{1}{2}, \frac{\sqrt{2}}{2}, \text{ és } 1$$

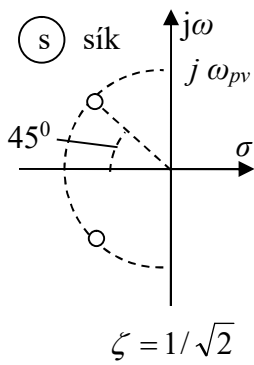
értékek esetére



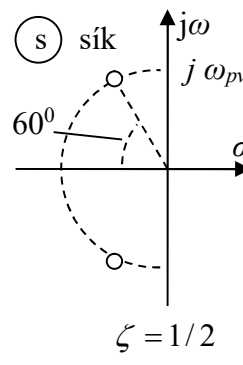
A visszacsatolt rendszer pólusainak elhelyezkedése az „s” síkon:



Kritikus csillapítású
(két valós gyök)



Maximális lapos
(Butterworth)



45°-os fázistartalék
(közelítőleg)

1.3.) A több pólust tartalmazó modell:
$$A(s) = \frac{A_0}{(1 + s/\omega_1)(1 + s/\omega_2)(1 + s/\omega_3) \dots}$$

Instabilitás lehetősége fenn áll: Lásd Stabilitásvizsgálat

(A valóságban minden ME több pólussal bír, de ezek a további pólusok már olyan nagy frekvencián vannak, ahol a hurokerősítés már jóval kisebb mint az egység.)

Stabilitás vizsgálat Bode-diagram segítségével

Visszacatolt rendszerek kimenet/bemenet típusú átviteli függvénye:

$$\frac{u_{ki}}{u_{be}}(s) = A_{id} \frac{(\beta A)(s)}{1 + (\beta A)(s)} \quad \text{Ahol } (\beta A)(s) \text{ a hurokerősítés}$$

A rendszer a stabilitás határhelyzetében van, ha: $(\beta A)(j\omega) = -1 = 1 * e^{-j\pi}$

Bode-diagram: $a(\omega) = 20 \lg|\beta A(j\omega)|$ amplitúdó karakterisztika
 $b(\omega) = \text{Arc}\{\beta A(j\omega)\}$ fázis karakterisztika

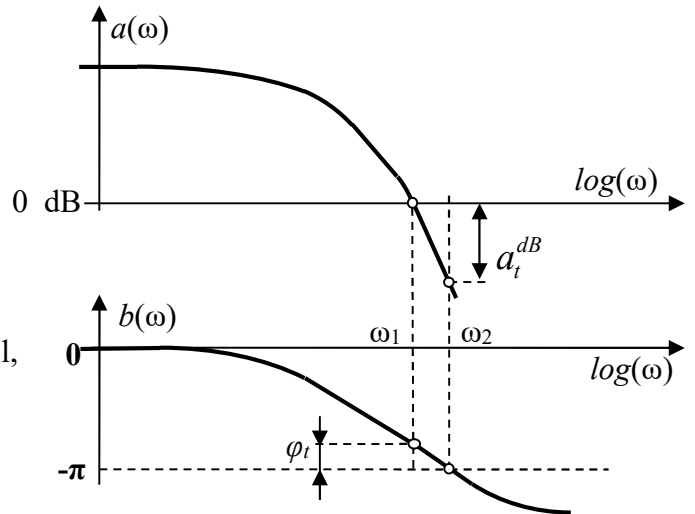
A hurokerősítés Bode-diagramja alapján eldönthető a stabilitás:

1. A rendszer $\varphi_t > 0$ fázistartalékkal stabil, ha:

$$a(\omega_1) = 0 \text{ dB} \quad \text{és} \\ b(\omega_1) = -\pi + \varphi_t$$

2. A rendszer $a_t^{dB} < 0$ amplitúdó tartalékkal stabil, ha:

$$b(\omega_2) = -\pi \quad \text{és} \\ a(\omega_2) = a_t^{dB} < 0 \text{ dB}$$



Minimálfázisú rendszerekben (nincs zérus a jobb félsíkon) elég az amplitúdó karakterisztika ismerete, ugyanis Bode-tétele szerint:

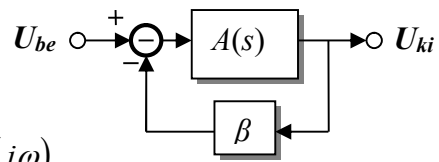
$$b(\omega_1) \cong \frac{\pi}{2} \frac{d\{\lg|\beta A(j\omega)|\}}{d\{\lg(\omega/\omega_1)\}} \Big|_{\omega=\omega_1} = \frac{\pi}{2} \frac{1}{20} \frac{d\{a(\omega)\}}{d\{\lg(\omega/\omega_1)\}} \Big|_{\omega=\omega_1} = \frac{\pi}{2} \frac{M(\omega_1)}{20}$$

Ahol $M(\omega)$ az amplitúdó karakterisztika meredeksége dB/Dekád -ban

Pld: ha $M(\omega_1) = -30 \text{ dB/D} \rightarrow b_1(\omega_1) = -\frac{3\pi}{4} > -\pi$

A Nyquist stabilitás vizsgálat

A Nyquist stabilitás vizsgálattal a nyitott rendszer hurokerősítésének ismeretében vizsgálni tudjuk a visszacsatolt (zárt) rendszer stabilitását.



A nyitott rendszer átvitele (a hurokerősítés):

$$(A\beta)(j\omega)$$

A zárt rendszer átvitele:

$$\frac{U_{ki}}{U_{be}}(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + (A\beta)(j\omega)}$$

A zárt rendszer a stabilitás határhelyzetében

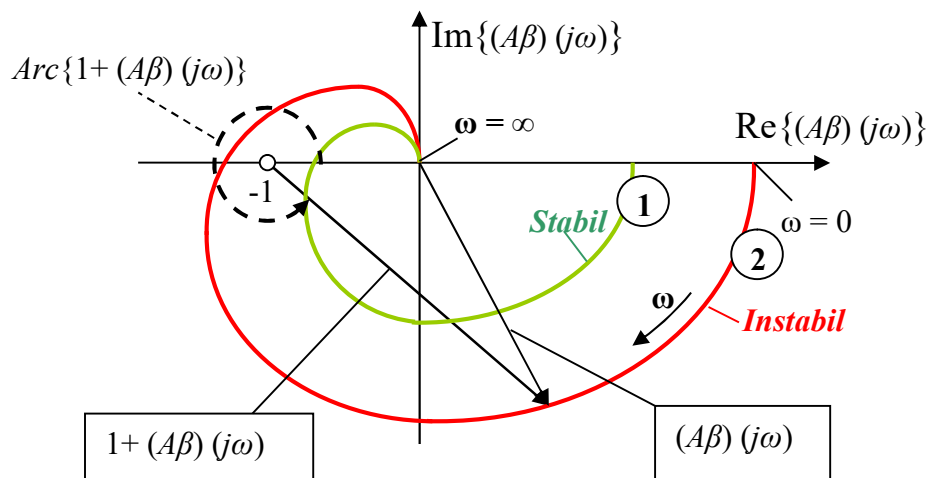
akkor van, ha van olyan ω_1 frekvencia, amikor: $1 + (A\beta)(j\omega_1) = 0$ vagy: $(A\beta)(j\omega_1) = -1$

A Nyquist stabilitás vizsgálat:

1.) Kiszámítjuk és ábrázoljuk a komplex síkon az $(A\beta)(j\omega)$ hurokerősítés komplex értékét a valós ω paraméter $0 \leq \omega < \infty$ tartományában. **(Ez a helygörbe)**

2.) Megállapítjuk az $1 + (A\beta)(j\omega_1)$ vektor fázisának változását a $0 \leq \omega < \infty$ tartományában: $\Delta\varphi = \Delta \text{Arc}\{1 + (A\beta)(j\omega)\}$

3.) A $\Delta\varphi = (k - n)\pi$ összefüggésből meghatározzuk n -et a zárt rendszer jobb félsíkra eső pólusainak számát. Ha $n = 0$, akkor a zárt rendszer stabil, ellenkező esetben instabil. (k : a nyílt rendszer jobb félsíkra eső pólusainak száma, ez általában ismert, tipikusan zérus)



Példa 1:

Legyen $k = 0$. Az 1-es helygörbén a teljes fázisváltozás eredője zérus:

$$\Delta\varphi = 0 = (0 - n)\pi \rightarrow n = 0 \rightarrow \text{stabil}$$

Példa 2:

Legyen $k = 0$. A 2-es helygörbén az összes fázisváltozás: teljes fordulat az óramutató járásával egyezően. $\Delta\varphi = -2\pi = (0 - n)\pi \rightarrow n = 2$

A zárt rendszerben így 2 db pólus van a jobb félsíkon, ezért a zárt rendszer **nem stabil**.

A negatív visszacsatolás hatása a nemlineáris torzításra

Tekintsünk egy, a kivezérelhetőség határhelyzetéig igénybe vett tranzisztoros erősítőt! A bemenő mérőjelünk legyen egy ω_1 frekvenciájú harmonikus jel:

$$u_{be}(t) = U_{be1} \cos \omega_1 t$$

Azt tapasztaljuk, hogy az erősítő kimenő jele az ω_1 (alapharmonikus) frekvenciájú jelen kívül számos más (felharmonikus) komponenset is tartalmaz. A felharmonikusok az alapharmonikusnak egész számú többszörösei ($2\omega_1, 3\omega_1, 4\omega_1, \text{stb}$) (Lásd Fourier sor):

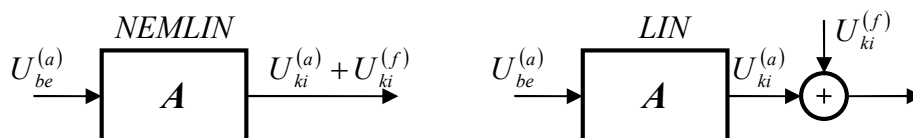
$$u_{ki}(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos 2\omega_1 t + U_3 \cos 3\omega_1 t + \dots = U_1 (\cos \omega_1 t + k_2 \cos 2\omega_1 t + k_3 \cos 3\omega_1 t + \dots)$$

A torzított kimenő jelre definiálhatunk egy u.n. torzítási tényezőt:

$$k_0 = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1} = \sqrt{k_2^2 + k_3^2 + \dots}$$

A felharmonikusok U_2, U_3, \dots amplitúdói erősen függenek attól, hogy az erősítő milyen mértékben van kivezérelve. Rögzítsük ezért a kimeneti alapharmonikus amplitúdóját (pld. a maximális értéken) és az ehhez a jelszinthez tartozó értéket jelentse a k_0 .

A nemlineáris erősítőt helyettesítsük most egy olyan lineáris (torzítás mentes) erősítővel, melynek kimenő jeléhez hozzá adjuk a torzítási tartalmat!

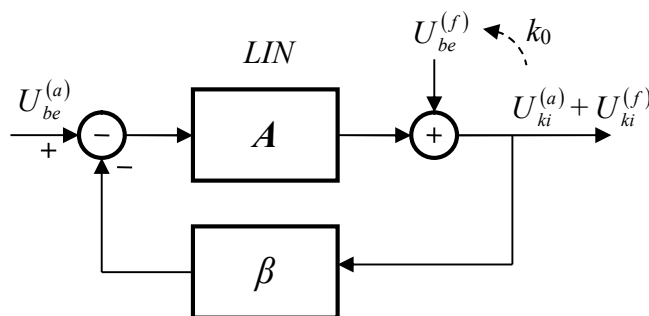


Ahol a torzítási tartalom kifejezhető a torzítási tényezővel: $U_{ki}^{(f)} = k_0 U_{ki}^{(a)}$

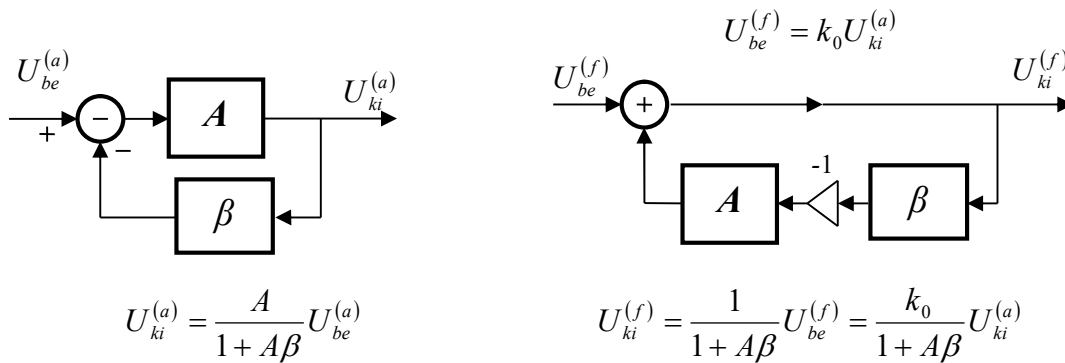
A fenti módszerrel linearizált erősítőnket most csatoljuk vissza! A teljes kimenő jel β -szorosát vonjuk ki a bemenő jelből és ezt a különbségi jelet vezessük rá az erősítőre!

Természetesen az erősítés-viszonyok megváltoznak. Változtassuk meg a bemenő jelet úgy, hogy a kimenő jel alapharmonikusa $U_{ki}^{(a)}$ legyen ugyanakkora, mint előzőleg.

A torzítási tartalmat tekintsük úgy, mint egy *második bemenetet*, melynek nagysága az előzőek szerint függ az alapharmonikus amplitúdójától: $U_{be}^{(f)} = k_0 U_{ki}^{(a)}$



Az így kapott lineáris hálózatra a szuperpozíciót használva két transfer függvényt írhatunk fel:



Az utóbbiból a visszacsatolt rendszer torzítási tényezője:

$$k_v = \frac{U_{ki}^{(f)}}{U_{ki}^{(a)}} = \frac{k_0}{1 + A\beta}$$

A negatív visszacsatolással a torzítás drasztikusan csökkenthető. Például egy hangfrekvenciás erősítő $k_0 = 10\%$ -os torzítása (a beszéd érthetőség határa) az $A\beta = 100$ hurokerősítés érték mellett kb. $k_v = 0.1\%$ -re csökkenthető (*HiFi* minőség).

Megjegyzendő, hogy számításainkban egy kis pontatlanság van, mert figyelmen kívül hagytuk, hogy az erősítő eredő kimeneti amplitúdója egy kicsit megváltozott a felharmonikus tartalom lecsökkenése következtében. Ez a nagyvonalúság azonban csak másodlagosan kicsi pontatlanságot okoz, ezért elhanyagoltuk.

Az eredmény kicsit meglepő: Hogyan lehetséges a kisebb torzítás, mikor a nemlineáris karakterisztikát ugyan olyan amplitúdó nagyságra vettük igénybe? A magyarázat az, hogy az erősítő bemenetére nem csak az alapharmonikus, hanem a felharmonikus jel negáltjának egy része is rákapcsolódik, ami mintegy „előtorzítja” a jelet. Az előtorzított jel annyira torzul vissza, hogy az eredmény a jóval kisebb torzítási tényező.

A végfokozatok tárgyalásánál tehát helyesen jártunk el, amikor a fogyasztó áramát (és ezzel az R_f ellenálláson fellépő kimeneti feszültséget) szinuszosnak tételeztük fel. A végerősítők a fenti okoknál fogva ugyanis általában erősen (negatívan) visszacsatoltak.