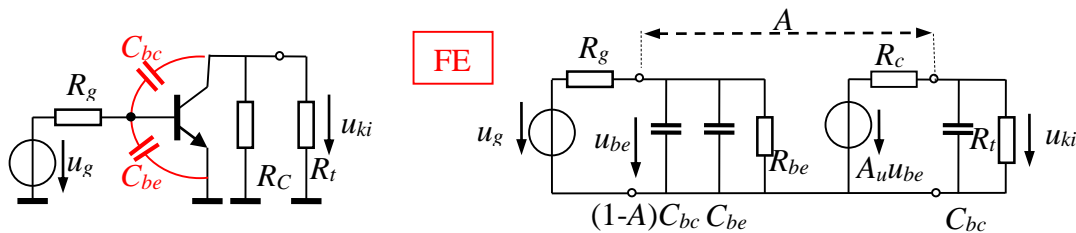


Parazita kapacitások az alapkapsolásokban

A tranzisztorokban a bázis és az emitter (gate és a source), illetve a bázis és a kollektor (gate és a drain) között különböző fizikai okok miatt munkapont függő parazita kapacitások mérhetők. Ezek a kapacitások frekvenciafüggő viselkedést eredményeznek, ahogy ezt az eddigiekben már láttuk is.

A továbbiakban röviden összefoglaljuk az **áthidaló kapacitás és az alapkapsolások** viszonyát.

Az áthidaló kapacitás a **földelt emitteres** alapkapsolásban a C_{bc} kapacitás, hiszen ez összeköti a be- és kimenetet:



Itt az ábra szerinti közelítést alkalmazzuk a felső 3 dB-es határfrekvencia keresésére.

Kiszámítjuk az $(1-A)C_{bc}$ **Miller kapacitás**, valamint a C_{be} párhuzamos kapacitás valamint az $R_g \times R_{be}$ ellenállás által meghatározott törésponti frekvenciát:

$$\omega_{p1} = \frac{1}{(R_g \times R_{be})(1-A)C_{bc} + C_{be}},$$

valamint a C_{bc} és az $R_{ki} \times R_t$ által meghatározott törésponti frekvenciát:

$$\omega_{p2} = \frac{1}{(R_{ki} \times R_t)C_{bc}},$$

és ezek közül a kisebbet kiválasztjuk, az lesz az áramkör felső határfrekvenciája. Abban az esetben, ha a két törésponti frekvencia közel esik egymáshoz, vagy másképpen *az egyik nem sokkal kisebb, mint a másik*, akkor a közelítő hálózat nem ad helyes becslést a felső határfrekvenciára. Ilyenkor a *pontos* felső határfrekvenciát kell kiszámítanunk:

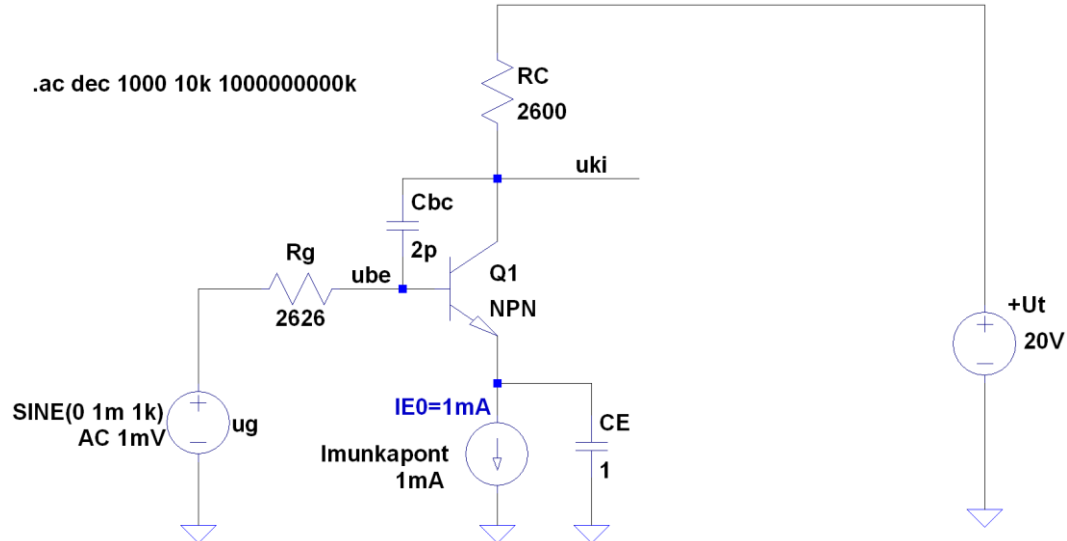
$$\omega_p = \frac{1}{[(R_g \times R_{be})(1-A) + (R_{ki} \times R_t)]C_{bc}}.$$

A közelítő hálózat nem írja le a zérus frekvenciát sem: $\omega_z = \frac{-A}{(R_{ki} \times R_t)C_{bc}}$

Számpéldákon:

Nagy erősítés jelentős generátor ellenállás

A kapcsolási rajz az LTspice szimulátorban készült. Az NPN jelölésű tranzisztor ideális, parazita kapacitások nélküli tranzisztor.



A tranzisztor 100-as bétájú, a fokozat A erősítése (u_{ki}/u_{be}):

$$A = -\alpha \frac{R_C}{r_d} = -0.99 \frac{2600}{26} = -99 \quad R_{be} = \frac{r_d}{1-\alpha} = (1+\beta)r_d = 101 \cdot 26 = 2626\Omega$$

A közelítő hálózat első pólus frekvenciája a **Miller kapacitással**:

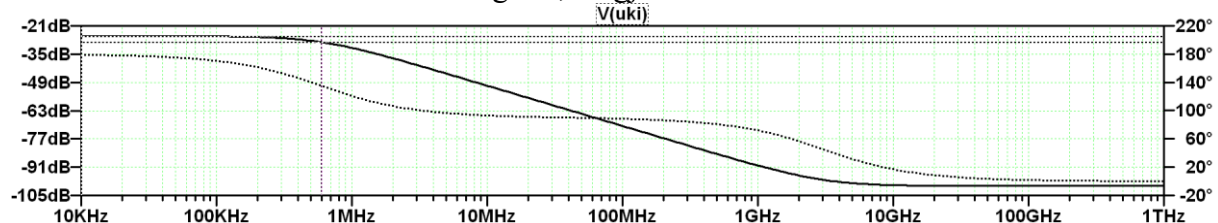
$$\omega_{p1} = \frac{1}{(R_g \times R_{be})(1-A)C_{bc}} = \frac{1}{1313 \cdot 100 \cdot 2 \cdot 10^{-12} \cdot 6.28} = 606,3 \text{kHz} \text{ (a körfrekvencia } 2\pi \text{-vel elosztva)}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{(R_{ki} \times R_t)C_{bc}} = \frac{1}{2626 \cdot 2 \cdot 10^{-12} \cdot 6.28} = 30.3 \text{MHz}$$

Itt mivel a két frekvencia lényegesen eltér, a **Miller kapacitással**, az $(1-A)C_{bc}$ -vel számított frekvencia (606.3kHz) jól közelíti a felső határfrekvenciát. (A pontos felső határfrekvencia:

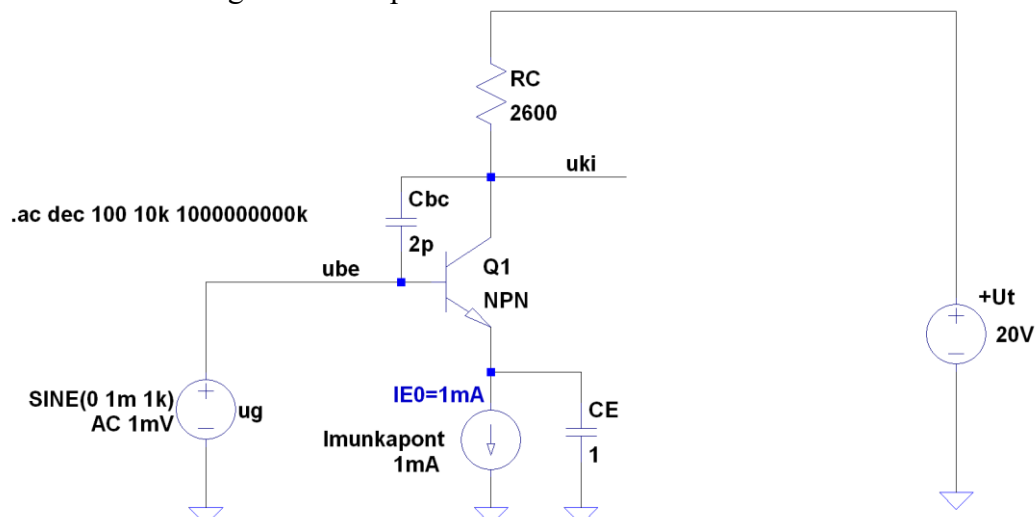
$$\omega_p = \frac{1}{[(R_g \times R_{be})(1-A) + (R_{ki} \times R_t)]C_{bc}} = \frac{1}{[1313(100) + (2626)]2 \cdot 10^{-12} \cdot 6.28} = 594,5 \text{kHz})$$

A szimuláció által számított Bode diagram, megjelölve a -3dB-es frekvenciát



10. gyakorlat

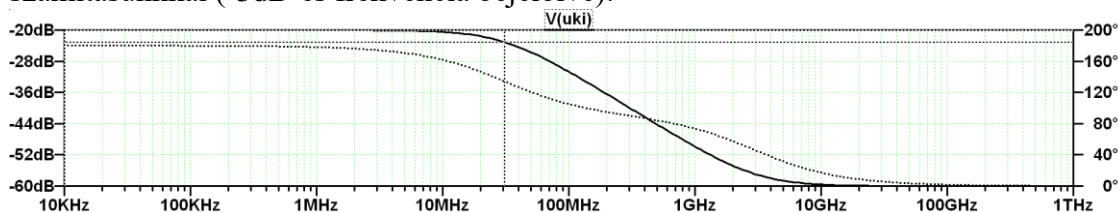
Az előző áramkör nulla generátor impedanciával:



Itt csak a második pólus frekvencia okoz felső határ frekvenciát:

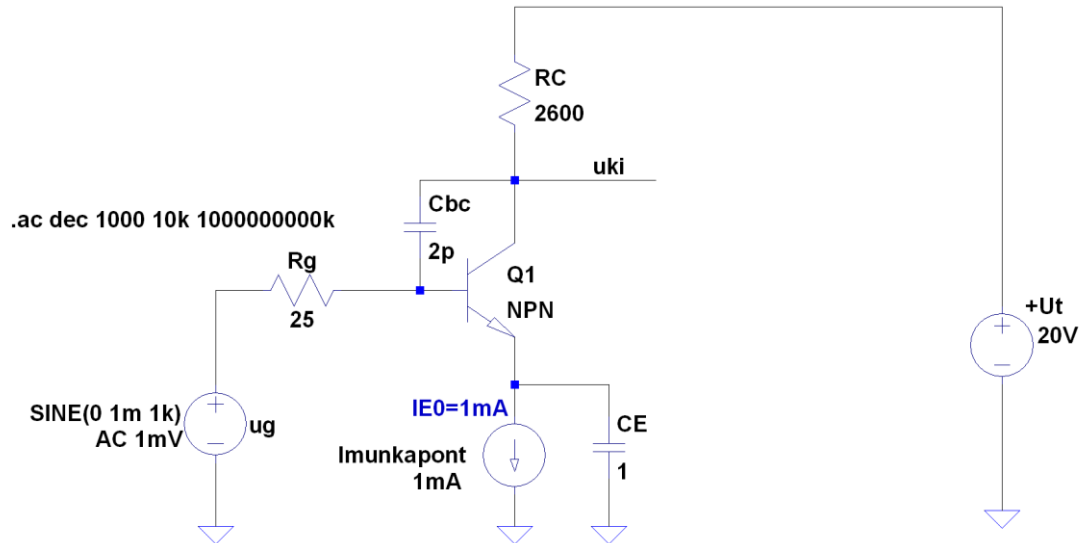
$$\omega_{p2} = \frac{1}{(R_{ki} \parallel R_t) C_{bc}} = \frac{1}{2600 * 2 * 10^{-12} * 6.28} = 30.6 \text{ MHz}$$

A szimulátor által kiszámított Bode diagram felső határfrekvenciája jó egyezést mutat a mi számításunkkal (-3dB-es frekvencia bejelölve):



10. gyakorlat

Van azonban olyan ritka eset, amikor a pontos összefüggéssel kell számolnunk:



$$\omega_{p1} = \frac{1}{(R_g \times R_{be})(1-A)C_{bc}} = \frac{1}{25 \times 100 \times 2 \times 10^{-12} \times 6.28} = 31.8 \text{ MHz}$$

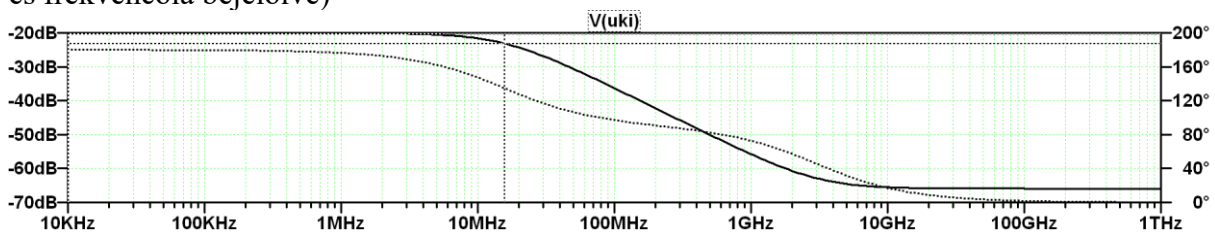
$$\omega_{p2} = \frac{1}{(R_{ki} \times R_t)C_{bc}} = \frac{1}{2600 \times 2 \times 10^{-12} \times 6.28} = 30.6 \text{ MHz}$$

Míg a helyes, pontos felső határfrekvencia:

$$\omega_p = \frac{1}{[(R_g \times R_{be})(1-A) + (R_{ki} \times R_t)]C_{bc}} = \frac{1}{[25(100) + 2600]2 \times 10^{-12} \times 6.28} = 15.6 \text{ MHz}$$

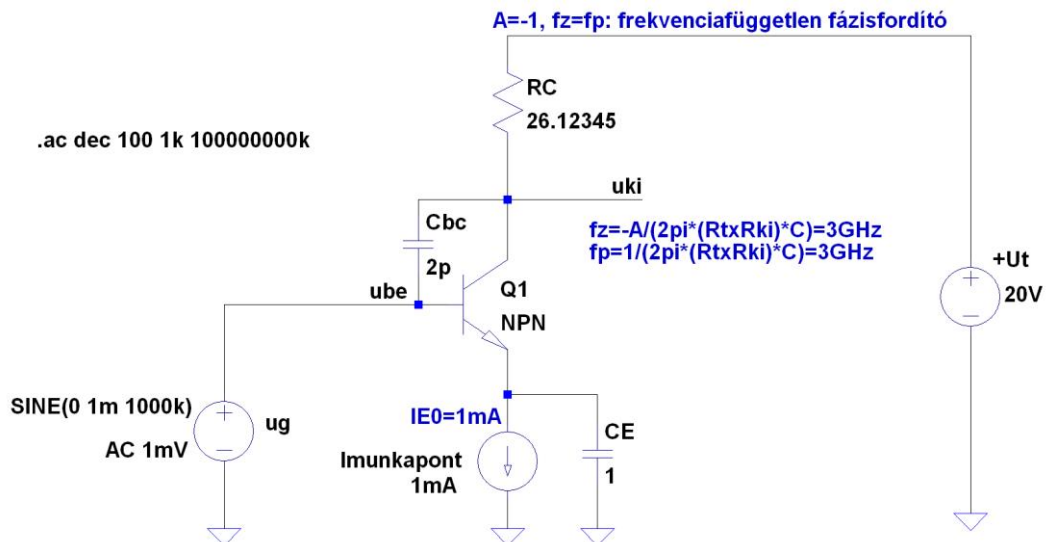
Tehát abban az esetben, amikor a két pólus frekvencia közül az egyik nem sokkal kisebb, mint a másik, akkor a pontos összefüggéssel számolunk.

A szimulátor által kiszámított Bode diagram jól egybevág a mi pontos számításunkkal (-3dB-es frekvencia bejelölve)



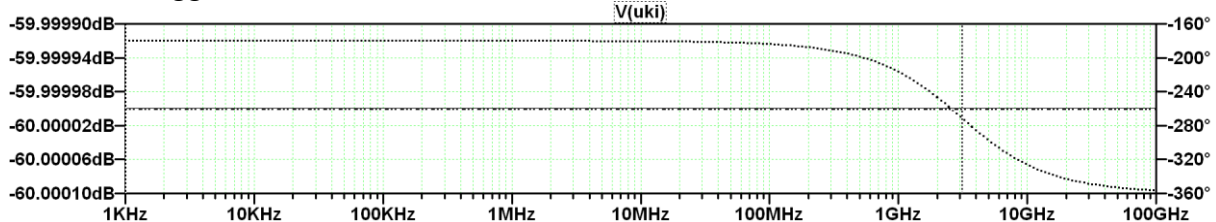
10. gyakorlat

Végül egy érdekes eset, amikor a generátor ellenállás nulla, az erősítés pontosan mínusz 1-re bejátszva, a pólus és a zérus frekvencia megegyezik:



Itt $\omega_{p2} = \frac{1}{(R_{ki} \times R_t) C_{bc}}$ és $\omega_z = \frac{-A}{(R_{ki} \times R_t) C_{bc}}$ ugyanarra a frekvenciára esik, így egy mindent

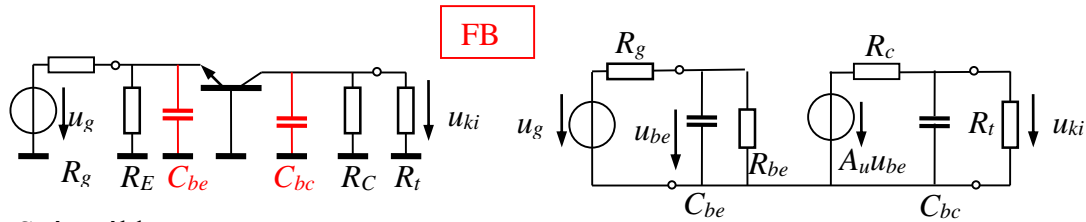
áteresztő, mínusz egyes erősítésű fokozatot kapunk, amelynek amplitúdó menete frekvenciafüggetlen, de a fázistolása -180fokról indulva -360 fokhoz tart:



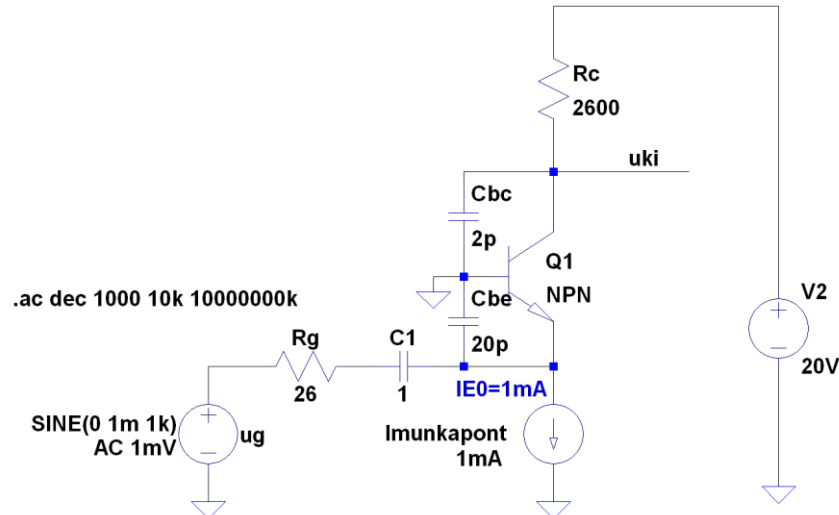
(Tudni kell azonban, hogy a tranzistor belsejében a fizikai bázis kivezetés és a bázis réteg között van egy ellenállás, amit R_{bb} -nek szokás hívni, így valóságos tranzistor esetében mindig lesz egy véges generátor ellenállás, ami a sávzélességet korlátozza. Az NPN és PNP modellek az LTspice-ban ideális tranzistorok, nulla R_{bb} -vel, parazita kapacitások nélkül.)

10. gyakorlat

A **földelt bázisú** alapkapcsolásban **nincs** a bemenet illetve a kimenet között áthidaló kapacitás, nincs Miller hatás, azaz az áthidaló kapacitás megsokszorozódott megjelenése párhuzamos kapacitásként a bemeneten:



Számpélda:

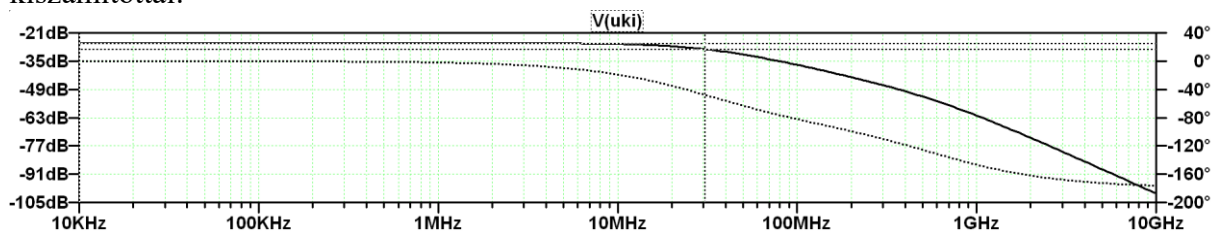


Itt áthidaló kapacitás nincs, csak két párhuzamos kapacitás, ami két pólust határoz meg:

$$\omega_{p1} = \frac{1}{(R_{be} \times R_g) C_{be}} = \frac{1}{(26 \times 26) * 20 * 10^{-12} * 6.28} = 612 \text{ MHz}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{(R_{ki} \times R_t) C_{bc}} = \frac{1}{2600 * 2 * 10^{-12} * 6.28} = 30.6 \text{ MHz}$$

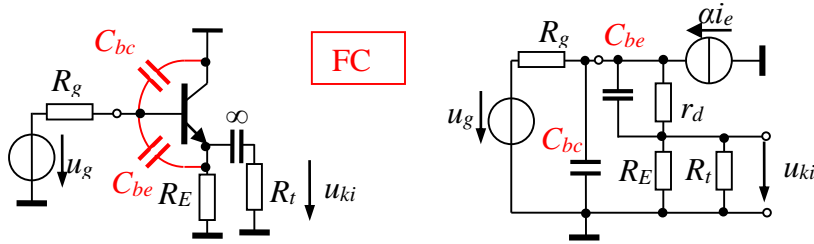
A felső határfrekvencia a kisebbik frekvencia, ami jól egybevágh a szimulátor által kiszámítottal:



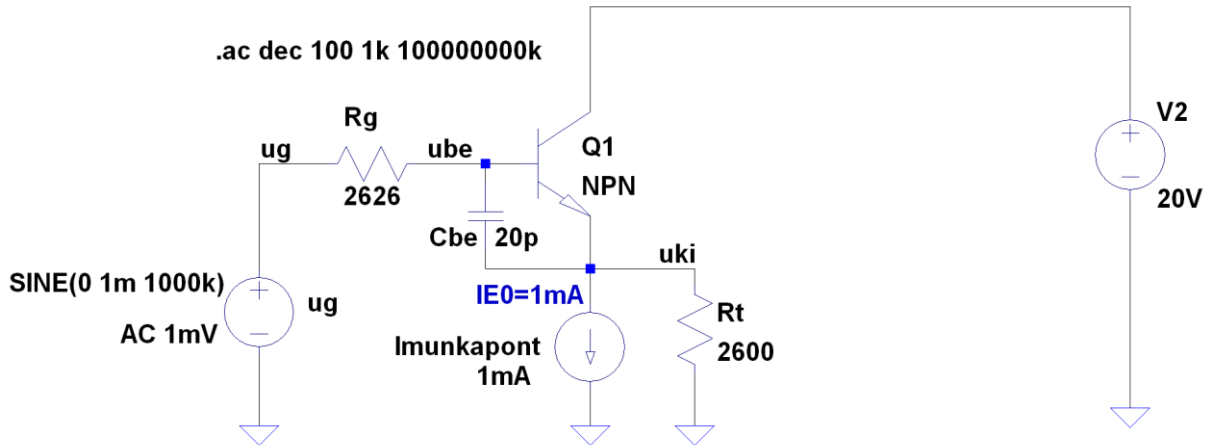
Láthatjuk, hogy hasonló erősítést sokkal nagyobb sávszélesség (~30MHz) mellett tudunk realizálni a földelt bázisú kapcsolással, mint a földelt emitterrel (~600kHz), ahol a C_{bc} kapacitást nem is vettük figyelembe, ami tovább csökkenti a sávszélességet.

10. gyakorlat

A **földelt kollektoros** alkapcsolásban van a bemenet illetve a kimenet között áthidaló kapacitás (C_{be}), de hatása elhanyagolható, mivel a fokozat erősítése 1 körüli:



Számpéldán, C_{be} -t egyelőre figyelmen kívül hagyva, csak az áthidaló kapacitással számolva:



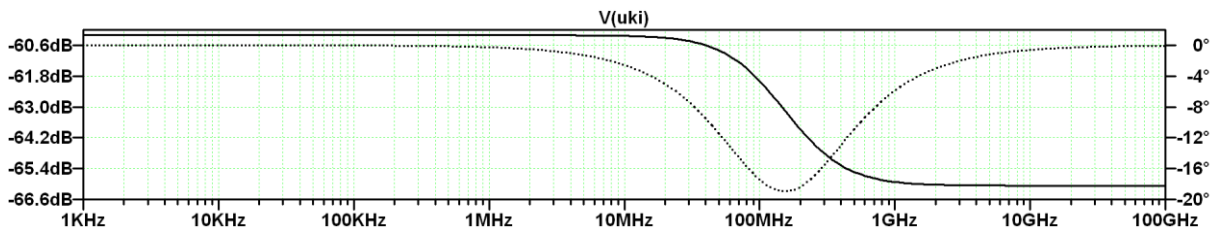
A tranzisztor 100-as bétájú, a fokozat A erősítése (u_{ki}/u_{be}), és bemenő ellenállása:

$$A = \frac{R_t}{R_t + r_d} = \frac{2600}{26 + 2600} = 0.99 \quad R_{be} = \frac{r_d}{1 - \alpha} = (1 + \beta)(R_t + r_d) = 101 * 2626 = 265.2k\Omega$$

A pontos pólusfrekvencia:

$$\omega_p = \frac{1}{[(R_g \times R_{be})(1 - A) + (R_{ki} \times R_t)]C_{be}} = \frac{1}{[2626(0.01) + (26 + 26)]20 * 10^{-12} * 6.28} = 102MHz$$

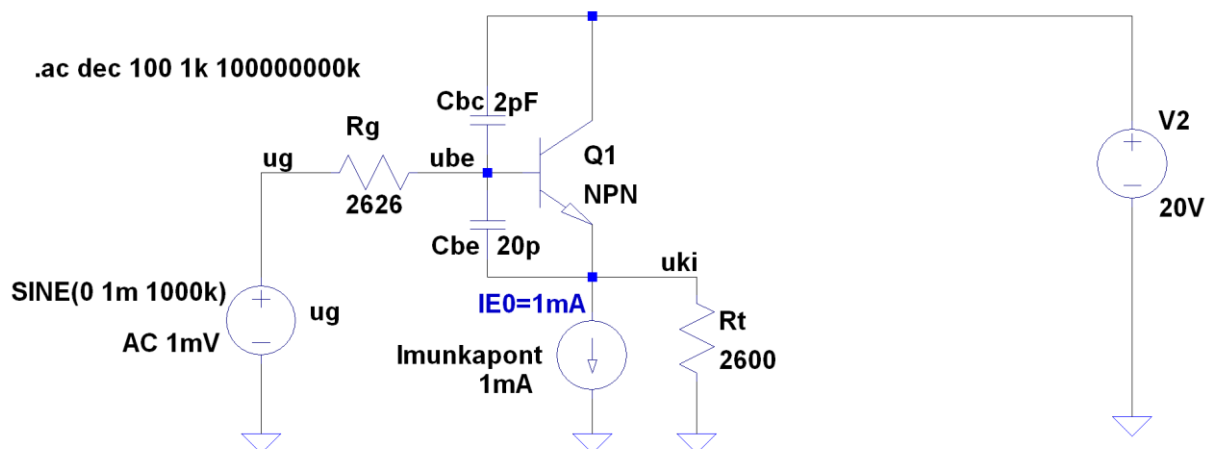
A zérus frekvencia: $\omega_z = \frac{A}{(R_{ki} \times R_t)C_{be}} = \frac{0.99}{52 * 20 * 10^{-12}} = 151.6MHz$ nagyon közel van a pólus frekvenciához:



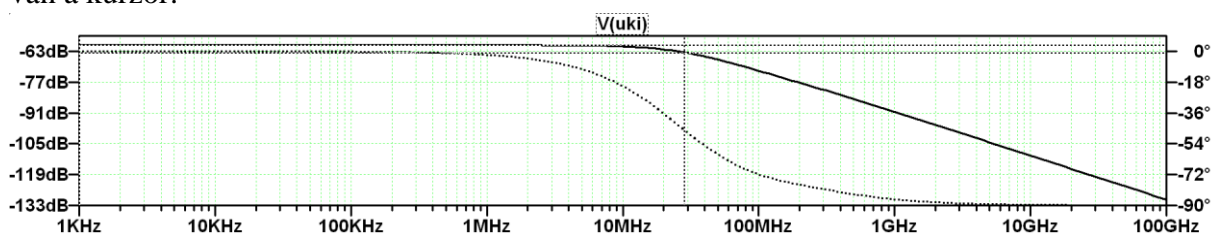
Ezt a frekvenciafüggést a kézi számolásoknál el szoktuk hanyagolni ($A \approx 1$), és csak a C_{be} hatását vesszük figyelembe:

10. gyakorlat

Legyen $C_{bc} = 2pF$ $\omega_p = \frac{1}{(R_{be} \times R_g) C_{bc}} = \frac{1}{2626 * 2 * 10^{-12}} = 30.3MHz$



A kurzor a -3dB-es frekvenciát jelöli, ami a közelítésünk kis hibáját mutatja (nem vettük figyelembe a 100MHz körüli pólust, ami itt is érezteti hatását), hiszen kicsit 30 MHz alatt van a kurzor:



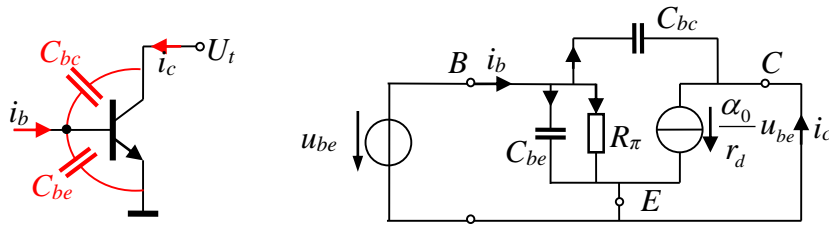
A bipoláris tranzisztorok szórt kapacitásai és a tranzit frekvencia (Transition frequency)

A tranzisztorok parazita kapacitásait általában a *tranzit frekvencián* keresztül adják meg. Ha a tranzisztor kapacitásait az eszköz belsejébe képzeljük, akkor az áramerősítési tényezők frekvenciafüggők lesznek. Tranzit frekvenciának nevezzük azt a frekvenciát, ahol a közös emitteres, rövidzárási áramerősítési tényező $h_{fe} = \beta$ egy értékűvé válik.

A beta frekvenciafüggő definíciója, és mérése:

$\beta(s) = \frac{i_c}{i_b}(s)$, a BE elektródák közé kapcsoljuk az u_{be} váltó feszültség generátort, aminek

hatására fog folyni az i_b váltó bázis áram, amit mérünk. A CE kört váltóáramú rövidzárral zárjuk le, amiben mérjük a kollektor áramát. Ezen az ábrán megismerhetjük a tranzisztor kisjelű lineáris PI modelljét is, amivel most igen egyszerűen eredményre jutunk:



$$R_\pi = \frac{r_d}{1 - \alpha_0} \quad \beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}$$

$$i_b = \frac{u_{be}}{R_\pi} + sC_{be}u_{be} + sC_{bc}u_{be} \quad i_c = \frac{\alpha_0}{r_d}u_{be} - sC_{bc}u_{be}$$

$$\beta(s) = \frac{i_c}{i_b}(s) = \frac{\frac{\alpha_0}{r_d}u_{be} - sC_{bc}u_{be}}{\frac{u_{be}}{R_\pi} + s(C_{be} + C_{bc})} = \frac{\alpha_0}{r_d} \frac{r_d}{1 - \alpha_0} \frac{1 - sC_{bc}r_d/\alpha_0}{1 + s(C_{be} + C_{bc})R_\pi}$$

Ebből a közös emitteres áramerősítési tényező Bode alakban:

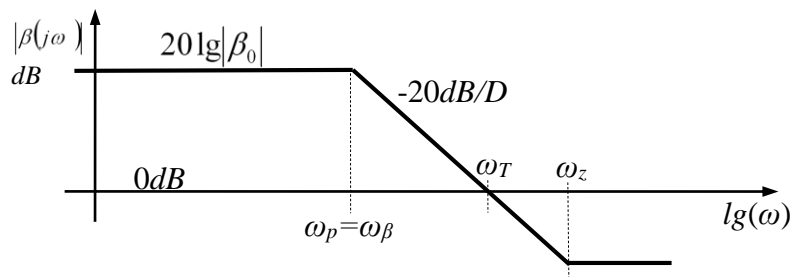
$$\beta(s) = \frac{i_c}{i_b}(s) = \beta_0 \frac{1 - s/\omega_z}{1 + s/\omega_p}$$

$$\text{Ahol: } \beta_0 = \lim_{\omega \rightarrow 0} \beta(j\omega) = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} \quad \omega_z = \frac{\alpha_0}{r_d C_{bc}} \quad \omega_p = \frac{1 - \alpha_0}{r_d (C_{be} + C_{bc})} = \frac{1}{(1 + \beta_0) r_d (C_{be} + C_{bc})}$$

Az ω_p frekvenciát ω_β frekvenciának is szokás nevezni. Ez a β áramerősítési tényező -3 dB-es határfrekvenciája. A *tranzit frekvencia* pedig az a frekvencia, ahol az áramerősítési tényező egy lesz:

$$\omega_T: |\beta(j\omega_T)| = 1 \quad (0\text{dB})$$

$$\beta_0 = \frac{\omega_T}{\omega_p} \rightarrow \omega_p = \frac{\omega_T}{\beta_0}$$



10. gyakorlat

$$\omega_T = \omega_p \beta_0 = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0} \frac{1}{r_d(C_{be} + C_{bc})} = \alpha_0 \frac{1}{r_d(C_{be} + C_{bc})}$$

A katalógusokban megadják a munkapont függő tranzit frekvenciát (grafikon), aminek segítségével tehát meghatározhatjuk az adott munkapontban érvényes $C_{be} + C_{bc}$ összeget.

A C_{bc} az adatlapokból közvetlenül meghatározható, általában grafikon segítségével.

Tehát adatlap: Tranzit (transition) frekvencia f_T (munkaponti áram függő, grafikonos megadása):

$$\omega_T = f_T 2\pi$$

$$C_{be} + C_{bc} = \alpha_0 \frac{1}{r_d \omega_T}$$

C_{bc} adatlapból grafikon segítségével kiolvasható,

$$C_{be}: C_{be} = \alpha_0 \frac{1}{r_d \omega_T} - C_{bc}$$

Az alábbi ábrán a 2N2222 típusú tranzisztor adatlap részletei láthatók (lásd moodle adatlapok, vagy google ONSem). A diagram C_{eb} kapacitása az Bázis-Emitter dióda *záró* irányú előfeszítés esetén fennálló kapacitása (ez nem a normál aktív tartomány jellemzője), ahogy a C_{bc} is záró irányú előfeszítés mellett értendő (tértöltés kapacitás), ami viszont a minket érdeklő normál aktív tartományban áll fenn. Látható, hogy ugyanolyan záró feszültség mellett a C_{eb} sokkal nagyobb, mint a C_{bc} , hiszen az emitter szennyezési koncentrációja sokkal nagyobb a kollektor koncentrációjánál, így a kiürített réteg az emitternél vékonyabb, ami nagyobb kapacitást eredményez. A záró irányú feszültséget növelve a kiürített rétegek növekednek, kisebb kapacitást hozva létre. Feltűnő, hogy a C_{eb} diagramja csak 5V-ig van megadva, mivel az EB dióda záróirányban e fölött tipikusan letörik.

Az is látható, hogy a tranzit frekvencia munkaponti áram függő, (a C_{be} és az r_d is munkapont függő):

P2N2222A

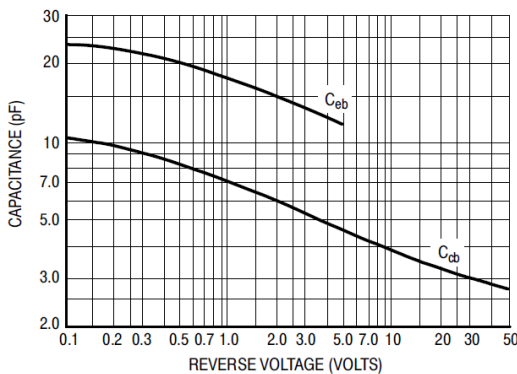


Figure 9. Capacitances

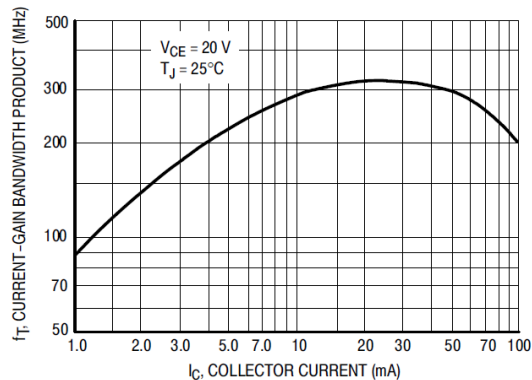
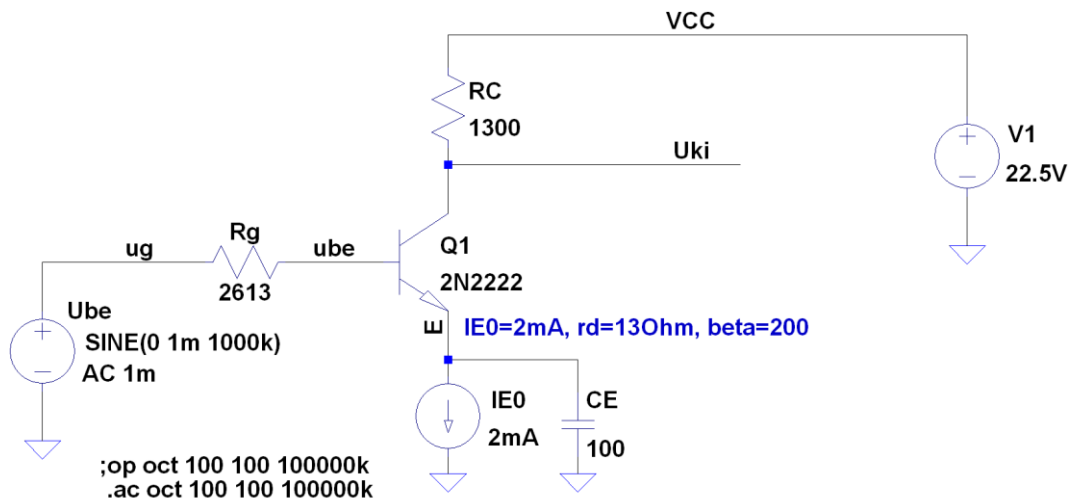


Figure 10. Current-Gain Bandwidth Product

10. gyakorlat

Számpélda:



Adatlapból ($U_{CE0} \approx 20V$):

$C_{bc} \approx 3.1pF$, $f_T \approx 145MHz$, $\beta = 200$ (a szimulátor ezzel számol)

$$C_{be} + C_{bc} = \alpha_0 \frac{1}{r_d \omega_T} = 0.995 \frac{1}{13 * 6.28 * 145 * 10^6} = 84pF$$

$$C_{be} = 80.9pF$$

A becsült felső határfrekvencia:

$$A = -\alpha \frac{R_C}{r_d} = -0.995 \frac{1300}{13} = -99.5 \quad R_{be} = (1 + \beta)r_d = 201 * 13 = 2613\Omega$$

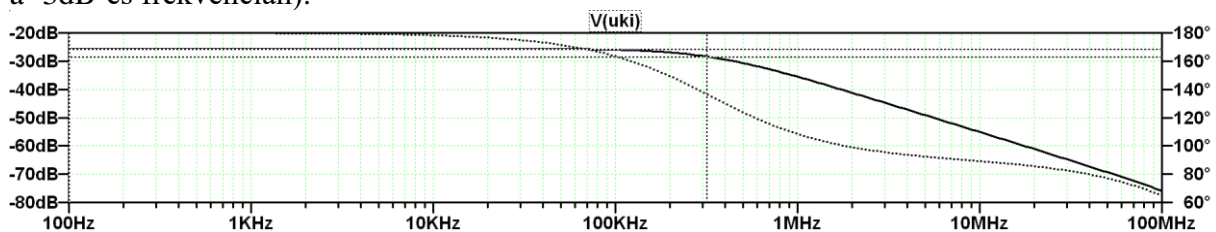
A bemeneti pólus frekvencia:

$$\omega_{p1} = \frac{1}{(R_g \parallel R_{be})((1 - A)C_{bc} + C_{be})} = \frac{1}{1306.5 * (100.5 * 3.1 * 10^{-12} + 80.9 * 10^{-12}) * 6.28} = 311kHz$$

A kimeneti pólus frekvencia:

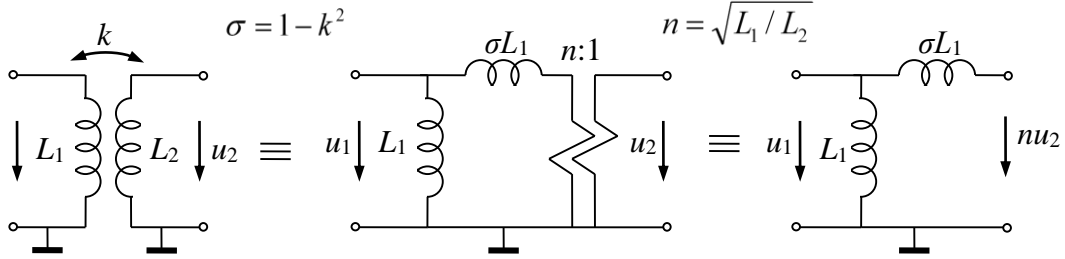
$$\omega_{p2} = \frac{1}{(R_{kt} \parallel R_t)C_{bc}} = \frac{1}{1300 * 3.5 * 10^{-12} * 6.28} = 35MHz$$

A kiszámított felső határfrekvencia (311kHz) a szimulátor eredményével jól egybevágh (kurzor a -3dB-es frekvencián):

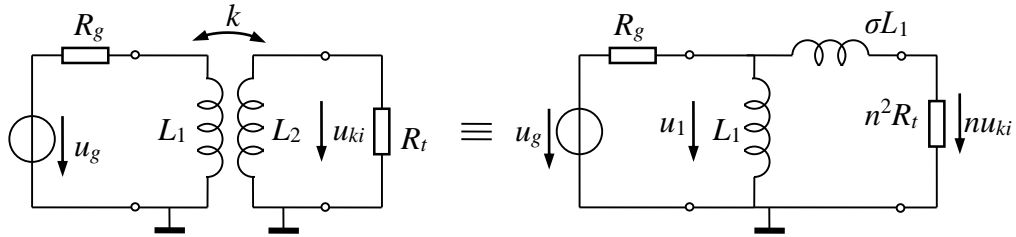


Transzformátoros csatolás

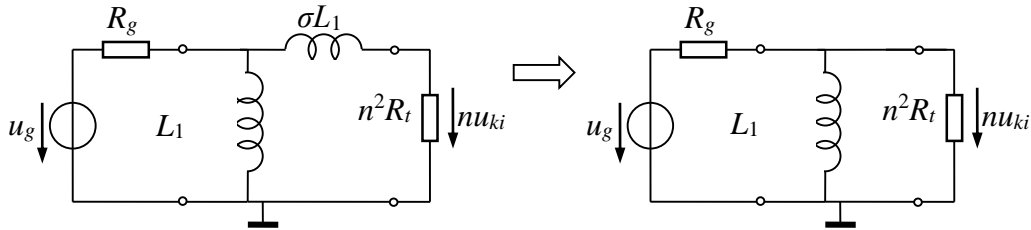
Az induktív, veszteség mentes transzformátor helyettesítő képe:



Transzformátoros csatolás:



Kisfrekvenciás helyettesítő kép:



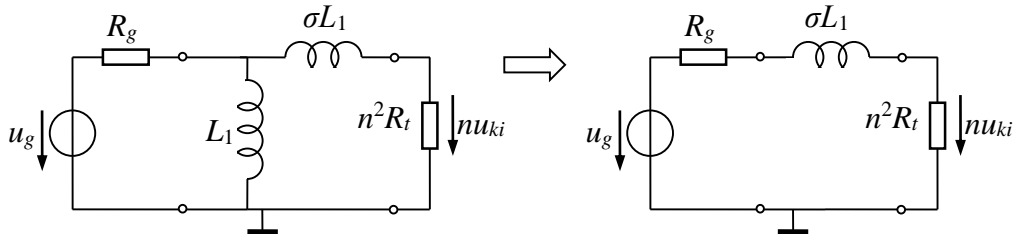
$$\frac{nu_{ki}(s)}{u_g} = \frac{sL_1 \times R_t^*}{R_g + sL_1 \times R_t^*} = \frac{sL_1 R_t^*}{R_g(sL_1 + R_t^*) + sL_1 R_t^*} = \frac{sL_1 R_t^*}{R_g R_t^* + sL_1(R_g + R_t^*)}$$

$$\frac{u_{ki}(s)}{u_g} = \frac{1}{n} \frac{R_g + R_t^*}{R_g + R_t^*} \frac{sL_1 R_t^*}{R_g R_t^* + sL_1(R_g + R_t^*)} = \frac{1}{n} \frac{R_t^*}{R_g + R_t^*} \frac{sL_1(R_g + R_t^*)}{R_g R_t^* + sL_1(R_g + R_t^*)}$$

$$\frac{u_{ki}(s)}{u_g} = \frac{1}{n} \frac{R_t^*}{R_g + R_t^*} \frac{sL_1(R_g + R_t^*)/(R_g R_t^*)}{1 + sL_1(R_g + R_t^*)/(R_g R_t^*)} = A_0 \frac{s/\omega_a}{1 + s/\omega_a}$$

Ahol: $R_t^* = n^2 R_t$ $A_0 = \frac{1}{n} \frac{n^2 R_t}{R_g + n^2 R_t}$ $\omega_a = \frac{R_g \times R_t^*}{L_1}$

Nagyfrekvenciás helyettesítő kép:



$$\frac{nu_{ki}(s)}{u_g} = \frac{R_t^*}{R_g + s\sigma L_1 + R_t^*} \quad \frac{u_{ki}(s)}{u_g} = \frac{1}{n} \frac{R_t^*}{R_g + R_t^*} \frac{1}{1 + s\sigma L_1/(R_g + R_t^*)} = A_0 \frac{1}{1 + s/\omega_f}$$

10. gyakorlat

Ahol: $\omega_f = \frac{R_g + R_t^*}{\sigma L_1} \quad (\sigma \approx 10^{-2} - 10^{-3})$

Egyesítve a két eredményt: $(\omega_a \ll \omega_f)$

$$\frac{u_{ki}}{u_g}(s) = A_0 \frac{\frac{s}{\omega_a}}{1 + \frac{s}{\omega_a}} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_f}} \quad A_0 = \frac{1}{n} \frac{n^2 R_t}{R_g + n^2 R_t}, \quad \omega_a = \frac{R_g \times R_t^*}{L_1}, \quad \omega_f = \frac{R_g + R_t^*}{\sigma L_1}$$

