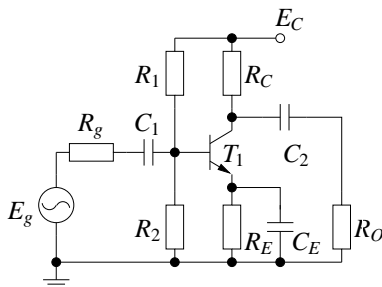


Niektóre z zadań dają się rozwiązać niemal w pamięci, pamiętaj jednak, że warunkiem uzyskania różnej od zera liczby punktów za każde zadanie, jest przedstawienie, oprócz samego wyniku, także rozwiązania, wyjaśniającego jak ten wynik otrzymano i zawierającego ewentualne wyniki pośrednie.

O ile nie podano inaczej, we wszystkich zadaniach należy przyjąć $U_{BEP} = 0,7V$, $\beta_{DC} \gg 1$, $\beta_{AC} \gg 1$. W żadnym zadaniu nie brakuje danych - w razie potrzeby proszę przyjąć niezbędne uproszczenia. Za każde zadanie można dostać maksymalnie 2 pkt.

Gr.A, Zad.1



We wzmacniaczu pokazanym na rysunku ($R_C = 1k\Omega$, $R_O = 2k\Omega$, $E_C = 10V$) tranzystor pracował w punkcie pracy $U_{CE} = 6V$, $I_C = 1mA$. Zmieniono **tylko** rezystor R_C , tak aby wzmacnienie napięciowe zwykłe układu wzrosło dwukrotnie. Jaki jest nowy punkt pracy tranzystora?

ROZWIĄZANIE

Żeby wzmacnienie napięciowe zwykłe wzrosło dwukrotnie, musi dwukrotnie wzrosnąć rezystancja

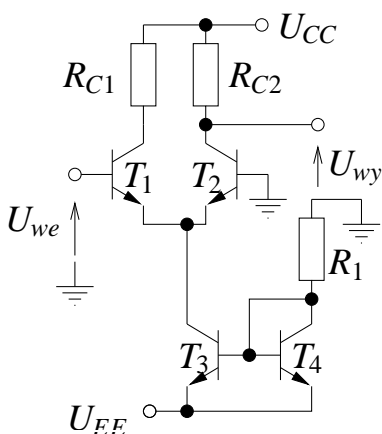
$$R_L = R_O \parallel R_C = 2/3k\Omega.$$

Nowa wartość R'_L będzie więc równa $4/3k\Omega$. Skorzystajmy z zależności: $1/R'_L = 1/R'_C + 1/R_O$. W takim razie $1/R'_C = 1/R'_L - 1/R_O = 3/4mS - 1/2mS = 1/4mS$, z czego wynika $R'_C = 4k\Omega$.

Prąd kolektora nie ulega zmianie (jeśli zaniedbamy efekt Early'ego, to nie zależy on od R_C , o ile tylko tranzystor jest aktywny). W takim razie zmieni się spadek napięcia na rezystancji R_C . Poprzednio był on równy $1mA \cdot 1k\Omega = 1V$, a teraz będzie równy $1mA \cdot 4k\Omega = 4V$. Spadek napięcia na R_C wzrośnie więc o 3V i o tyle samo spadnie napięcie U_{CE} . Nowa wartość U_{CE} będzie więc równa 3V.

Ostatecznie otrzymujemy nowy punkt pracy: $U_{CE} = 3V$, $I_C = 1mA$.

Gr.A, Zad.2



We wzmacniaczu różnicowym pokazanym na rysunku ($R_{C1} = R_{C2} = 2k\Omega$, $U_{CC} = 5V$, $U_{EE} = -5V$, $R_1 = 4,3k\Omega$) zmniejszono dwukrotnie rezystancję R_1 . Jak zmieni się wzmacnienie układu (U_{wy}/U_{we} - dla składowych zmiennych)?

Co stałoby się, gdyby R_1 zmniejszono dziesięciokrotnie?

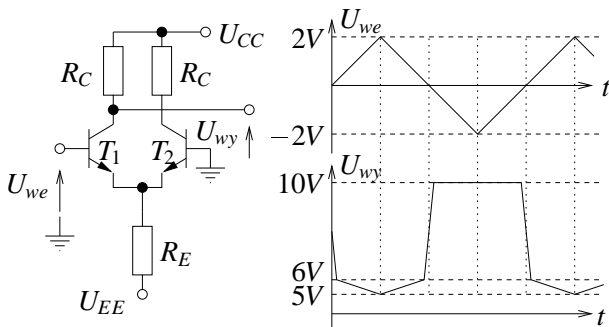
ROZWIĄZANIE

Zmiana rezystancji R_1 powoduje zmianę prądu sterującego lustrem prądowym. Dwukrotne zmniejszenie tej rezystancji spowoduje dwukrotny wzrost tego prądu, a co za tym idzie dwukrotny wzrost transkonduktancji tranzystorów i wzmacnienia. Istnieje tu jednak pewne niebezpieczeństwo: Gdy rośnie prąd emiterów, rosną także prądy kolektorów obu tranzystorów, w związku z czym maleją napięcia na kolektorach - grozi to nasyceniem tranzystorów pary różnicowej. Musimy zbadać, czy dwukrotne zmniejszenie R_1 spowoduje nasycenie T_1 i T_2 (interesuje nas "środkowy punkt" charakterystyki: $U_{B1} = U_{B2} = 0V$). Początkowy prąd emiterów jest równy:

$I_{EE} = \frac{5V - 0.7V}{4.3k\Omega} = 1mA$. Po dwukrotnym zmniejszeniu R_1 prąd wzrośnie do 2 mA. W “środkowym punkcie” prąd ten dzieli się równomiernie między oba tranzystory: $I_{C1} = I_{C2} = 1mA$. W takim razie napięcie na kolektorach będzie równe: $U_{C1} = U_{C2} = U_{CC} - I_C \cdot R_C = 5V - 1mA \cdot 2k\Omega = 3V$. Tranzystory nie są nasycone, więc wzmacniacz pracuje prawidłowo i wzmocnienie wzrośnie dwukrotnie.

Gdyby R_1 zmniejszyć dziesięciokrotnie, I_{EE} wzrósłby do 10 mA. Wówczas uzyskalibyśmy w “środkowym punkcie” $U_{C1} = U_{C2} = 5V - 5mA \cdot 2k\Omega = -5V$, co jest oczywiście niemożliwe przy zerowych napięciach na bazach - tranzystory nasycą się i wzmacniacz przestanie działać.

Gr.A, Zad.3



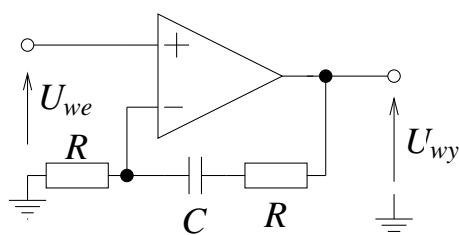
Wzmacniacz różnicowy o schemacie pokazanym na rysunku wzmacnia sygnał trójkątny o postaci pokazanej na górnym wykresie. Na wyjściu uzyskano przebieg pokazany na dolnym wykresie. Wiedząc, że R_C ma wartość 1 k Ω , wyznacz U_{CC} , U_{EE} i R_E .

ROZWIĄZANIE

Dla ujemnych napięć na wejściu tranzystor T_1 jest zatkany i napięcie na wyjściu jest równe U_{CC} . Wynika z tego, że U_{CC} jest równe 10V. Dla dodatnich napięć na wejściu, na granicy “strefy przełączania”, obserwujemy $U_{wy} = 6V$. Pozwala to wyznaczyć I_{EE} . Ponieważ w tym punkcie cały prąd I_{EE} płynie przez tranzystor T_1 i rezystor R_C , otrzymujemy: $I_{EE} = \frac{10V - 6V}{1k\Omega} = 4mA$. (Uwaga! Przyjmujemy tu, że możemy zaniedbać zmianę prądu I_{EE} spowodowaną faktem, że $U_{WE} = U_{B1} \neq 0V$).

Ostatni fragment przebiegów - dla napięć znacznie większych od zera pozwala nam wyznaczyć R_E . W tym zakresie nachylenie charakterystyki przejściowej wzmacniacza jest równe $-R_C/R_E$. Z naszych wykresów wynika, że w tym zakresie zmianie U_{we} o 2V (znów przyjmujemy, że strefa przełączania jest bardzo wąska) odpowiada zmiana U_{wy} o 1 V. W takim razie $-R_C/R_E = 1/2$, co przy $R_C = 1k\Omega$ oznacza $R_E = 2k\Omega$. Mając I_{EE} i R_E wyznaczamy $U_{EE} = -U_{BEP} - R_E \cdot I_{EE} = -0,7V - 2k\Omega \cdot 4mA = -8,7V$.

Gr.A, Zad.4



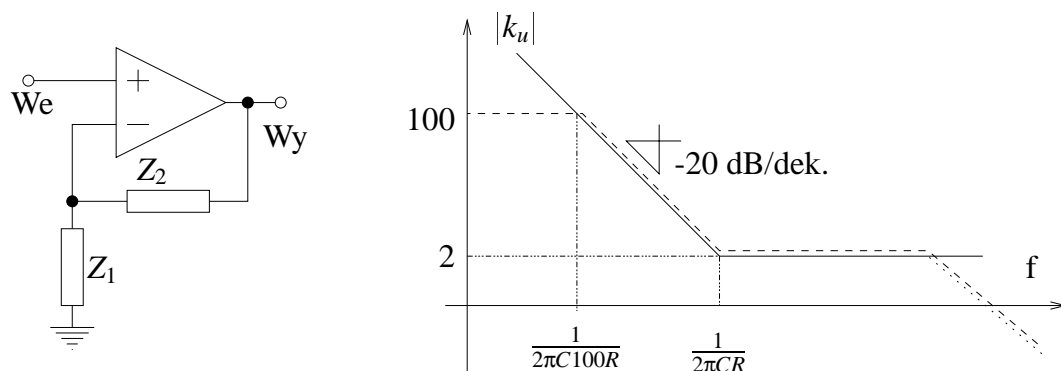
Jaką charakterystykę częstotliwościową będzie miał układ pokazany na rysunku? Czy będzie on działał prawidłowo? Jeśli nie to dlaczego? Proszę poprawić układ i naszkicować asymptotyczne charakterystyki częstotliwościowe przed i po poprawce.

ROZWIĄZANIE

Zbadajmy jaką transmitancję miałby badany układ, gdyby działał poprawnie. Jeśli dwójniki tworzące obwód sprzężenia zwrotnego oznaczmy Z_1 i Z_2 , tak jak na poniższym rysunku, to wzmocnienie układu będzie równe: $k_{uf} = 1 + Z_1/Z_2$.

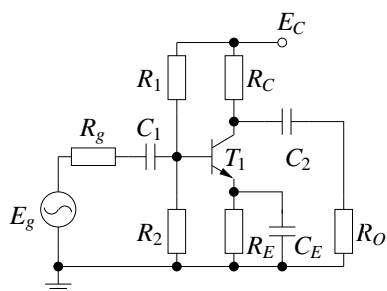
Zbadajmy zależność impedancji Z_2 od częstotliwości. Dla małych częstotliwości dominuje impedancja pojemności: $Z_1 \approx \frac{1}{j\omega C}$. Dla dużych częstotliwości ($f > \frac{1}{2\pi CR}$) dominuje impedancja rezystora: $Z_2 \approx R$. W całym zakresie częstotliwości impedancja Z_1 będzie równa R . Podstawiając te wartości do wzoru na wzmocnienie otrzymamy dla $f < \frac{1}{2\pi CR}$: $k_{uf} = 1 + \frac{1}{2\pi j\omega RC}$, a dla $f > \frac{1}{2\pi CR}$: $k_{uf} = 1 + \frac{R}{R} = 2$. Ostatecznie otrzymujemy przebieg $k_{uf}(f)$ pokazany linią ciągłą na wykresie: (Jeśli uwzględnimy skończone pasmo wzmacniacza operacyjnego, to możemy

spodziewać się dodatkowego załamania charakterystyki - linia kropkowana)



Niestety układ taki nie będzie działał ponieważ nie ma w nim ujemnego sprzężenia zwrotnego dla składowej stałej. Możemy to osiągnąć, dołączając rezystor równolegle do pojemności C (oznaczymy go R_2). Spowoduje to oczywiście, ograniczenie wzrostu impedancji Z_2 dla małych częstotliwości i załamanie charakterystyki poniżej częstotliwości $\frac{1}{2\pi R_2 \parallel RC}$. Zakładamy, że nachylony odcinek charakterystyki powinien mieć pewną rozsądną długość (na przykład dwie dekady), oznacza to, że: $\frac{1}{2\pi R_2 \parallel RC} = 100 \frac{1}{2\pi CR}$, skąd wynika: $R_2 \parallel R = 1/100R$, czyli $R_2 = 99R$. Ostatecznie układ po poprawkach będzie miał asymptotyczną charakterystykę częstotliwościową zaznaczoną na powyższym wykresie linią przerywaną

Gr.B, Zad.1



We wzmacniaczu tranzystorowym WE, pokazanym na rysunku ($R_C = 1k\Omega$, $R_O = 2k\Omega$, $C_1 = C_E = \infty$) o dolnej częstotliwości granicznej decydowała pojemność C_2 . Zmieniono **tylko** rezystor R_C , tak aby wzmocnienie wzrosło 1,5-krotnie. Jak trzeba zmienić C_2 , aby dolna częstotliwość graniczna pozostała taka sama.?

ROZWIĄZANIE

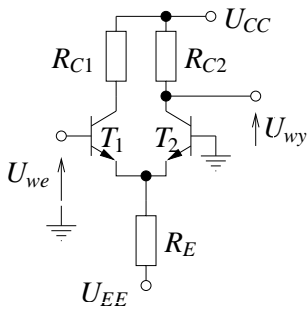
Żeby wzmocnienie napięciowe zwykle wzrosło 1,5-krotnie, tyle samo razy musi wzrosnąć rezystancja $R_L = R_O \parallel R_C = 2/3k\Omega$.

Nowa wartość R'_L będzie więc równa $1k\Omega$. Skorzystajmy z zależności: $1/R'_L = 1/R'_C + 1/R_O$. W takim razie $1/R'_C = 1/R'_L - 1/R_O = 1mS - 1/2mS = 1/2mS$, z czego wynika $R'_C = 2k\Omega$.

Nie mamy danych pozwalających sprawdzić, czy po takiej zmianie tranzystor nie nasyci się, zakładamy więc, że nie.

O dolnej częstotliwości granicznej decyduje stała czasowa pojemności C_2 $\tau_{C2} = C_2 (R_C + R_O)$. Pierwotna wartość tej stałej była równa $\tau_{C2} = C_2 \cdot 3k\Omega$. Nowa wartość tej stałej jest równa: $\tau_{C2} = C'_2 \cdot 4k\Omega$. Ponieważ stałe te mają być równe, otrzymujemy: $C'_2 \cdot 4k\Omega = C_2 \cdot 3k\Omega$, co jest równoważne równości: $C'_2/C_2 = 3/4$. Nowa wartość C_2 powinna być więc równa trzem czwartym starej wartości.

Gr.B, Zad.2



We wzmacniaczu różnicowym, pokazanym na rysunku ($U_{CC} = 5V$, $R_{C1} = R_{C2} = 1k\Omega$, $R_E = 2k\Omega$, $U_{EE} = -5V$) zmieniono napięcie zasilające U_{EE} na $-10V$. Jak zmieni się wzmacnienie układu (U_{wy}/U_{we} - dla składowych zmiennych)? Co stałoby się, gdyby U_{EE} obniżyć do $-30V$?

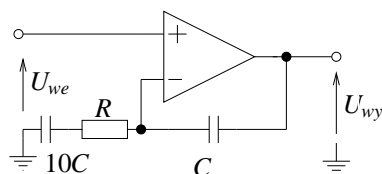
ROZWIĄZANIE

Zmiana napięcia U_{EE} powoduje zmianę prądu emiterów, a przez to proporcjonalną zmianę wzmacnienia. Pierwotna wartość prądu emiterów jest równa: $I_{EE} = \frac{-U_{EE} - U_{BEP}}{2k\Omega} = \frac{4,3V}{2k\Omega} = 2,15mA$. Po zmianie napięcia U_{EE} na $-10V$, nowa wartość I_{EE} będzie równa: $I'_{EE} = \frac{-U_{EE} - U_{BEP}}{2k\Omega} = \frac{9,3V}{2k\Omega} = 4,65mA$.

Wzmacnienie wzrośnie więc $I'_{EE}/I_{EE} \approx 2,16$ razy, o ile tranzystory się nie nasycą. Zbadajmy, jakie będą napięcia U_C dla $U_{we} = 0V$. Prądy kolektorów są wówczas równe: $I_{C1} = I_{C2} = 4,65mA/2 = 2,325mA$, więc napięcia na kolektorach będą równe: $U_{C1} = U_{C2} = U_{CC} - I_C \cdot R_C = 5V - 2,325mA \cdot 1k\Omega = 2,675V$,

Gdyby U_{EE} obniżono do $-30V$, prąd emitera wzrósłby do wartości $I''_{EE} = \frac{-U_{EE} - U_{BEP}}{2k\Omega} = \frac{29,3V}{2k\Omega} = 14,65mA$. Prądy kolektorów dla $U_{we} = 0V$ będą wówczas równe $7,325mA$, a napięcia na kolektorach (przy założeniu aktywności tranzystorów) byłyby równe: $U_{C1} = U_{C2} = U_{CC} - I_C \cdot R_C = 5V - 7,325mA \cdot 1k\Omega = -2,325V$, co oczywiście jest niemożliwe - tranzystory nasycą się i wzmacniacz nie będzie działał prawidłowo.

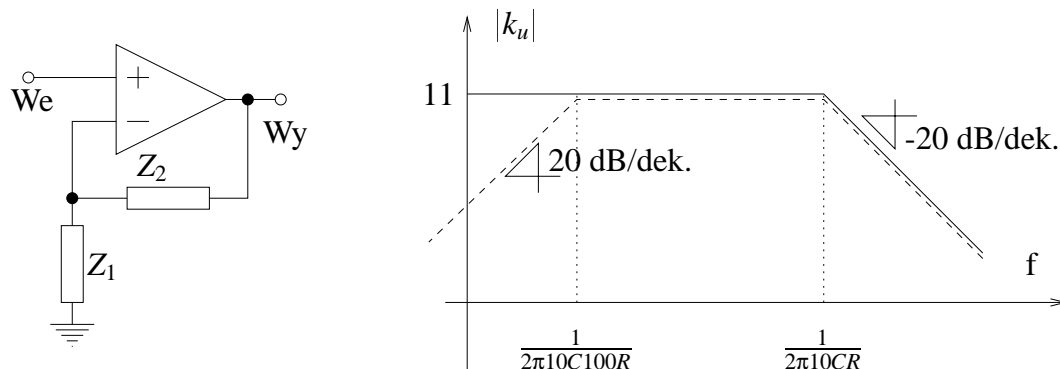
Gr.B, Zad.3



Jaką charakterystykę częstotliwościową będzie miał układ pokazany na rysunku? Czy będzie on działał prawidłowo? Jeśli nie to dlaczego? Proszę poprawić układ i naszkicować asymptotyczne charakterystyki częstotliwościowe przed i po poprawce.

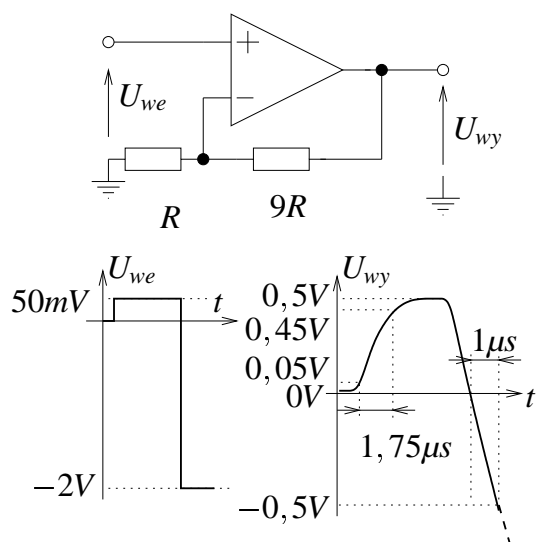
ROZWIĄZANIE

Zbadajmy jaką transmitancję miałby badany układ, gdyby działał poprawnie. Jeśli dwójniki tworzące obwód sprzężenia zwrotnego oznaczmy Z_1 i Z_2 , tak jak na poniższym rysunku, to wzmacnienie układu będzie równe: $k_{uf} = 1 + Z_1/Z_2$. Zbadajmy zależność impedancji Z_1 od częstotliwości. Dla małych częstotliwości dominuje impedancja pojemności: $Z_1 \approx \frac{1}{j\omega 10C}$. Dla dużych częstotliwości ($f > \frac{1}{2\pi 10CR}$) dominuje impedancja rezystora: $Z_1 \approx R$. W całym zakresie częstotliwości impedancja Z_2 będzie równa $\frac{1}{j\omega C}$. Podstawiając te wartości do wzoru na wzmacnienie otrzymamy dla $f < \frac{1}{2\pi 10CR}$: $k_{uf} = 1 + \frac{10C}{C} = 11$, a dla $f > \frac{1}{2\pi 10CR}$: $k_{uf} = 1 + \frac{1}{j\omega RC}$. Ostatecznie otrzymujemy przebieg $k_{uf}(f)$ pokazany linią ciągłą na wykresie:



Niestety układ taki nie będzie działał ponieważ do wejścia odwracającego wzmacniacza operacyjnego nie będzie dopływał prąd stały. Konieczne jest także zapewnienie sprzężenia zwrotnego dla składowej stałej. Możemy to osiągnąć, dołączając rezystor równolegle do pojemności C (oznaczymy go R_1). Spowoduje to oczywiście, ograniczenie wzrostu impedancji Z_1 dla małych częstotliwości i załamanie charakterystyki poniżej częstotliwości $\frac{1}{2\pi R_1 C}$. Zakładamy, że poziomy odcinek charakterystyki powinien mieć pewną rozsądną długość (na przykład dwie dekady), oznacza to, że: $\frac{1}{2\pi R_1 C} = 1/100 \frac{1}{2\pi 10CR}$, skąd wynika: $R_1 = 1000R$. Ostatecznie układ po poprawkach będzie miał asymptotyczną charakterystykę częstotliwościową zaznaczoną na powyższym wykresie linią przerywaną

Gr.B, Zad. 4



Wzmacniacz o schemacie pokazanym na rysunku wzmacniał sygnał pokazany na lewym wykresie. Przebieg wyjściowy pokazany jest na prawym wykresie. Wiedząc że wzmacnienie wzmacniacza operacyjnego pracującego z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego jest równe 200000 V/V , wyznacz pasmo wzmacniacza operacyjnego (nie układu wzmacniacza, ale **samego wzmacniacza operacyjnego bez sprzężenia zwrotnego**) i wartość SR.

Uwaga! Przebiegi zostały wykreślone bez zachowania skali, posłuż się wartościami liczbowymi podanymi na wykresach

ROZWIĄZANIE

Bezpośrednio z wykresów daje się odczytać czas narastania odpowiedzi na mały skok napięcia: $\tau_n = 1,75\mu\text{s}$. Pozwala on wyznaczyć górną częstotliwość graniczną wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym: $f_{gf} = 0,35/\tau_n = 200\text{ kHz}$. Częstotliwość ta jest tyle razy większa od częstotliwości granicznej samego wzmacniacza operacyjnego, ile razy wzmacnienie układu ze sprzężeniem zwrotnym jest mniejsze od wzmacnienia samego wzmacniacza operacyjnego. Wzmacnienie naszego układu jest równe: $k_{uf} = 1 + \frac{9R}{R} = 10\text{ V/V}$. Ostatecznie otrzymamy więc: $f_g = f_{gf} \frac{k_{uf}}{k_u} = 200\text{kHz} \frac{10}{200000} = 10\text{Hz}$. Dla wyznaczenia SR wykorzystujemy odpowiedź układu na duży skok napięcia. Napięcie wyjściowe wzmacniacza zmienia się tu z maksymalną możliwą prędkością, odpowiadającą wartości SR. W związku z tym możemy wyznaczyć SR bezpośrednio z wykresu, jest ona równa $0,5\text{V}/\mu\text{s}$.