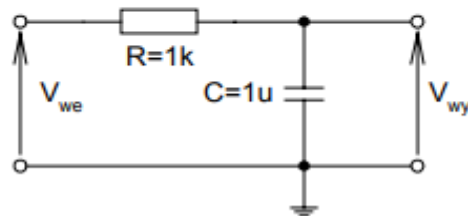


LABORATORIUM 1

SYMULACJA UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH

Ćwiczenie 1 - układy prostych filtrów pasywnych RC



Rysunek 1

Na rysunku 1 przedstawiony jest układ jednobiegunowego pasywnego filtra dolnoprzepustowego.

Przed przystąpieniem do wykonywania analiz w programie Spice oblicz wartość częstotliwości trzydecybelowej f_{3dB} tego układu.

Następnie zapisz topologię układu w programie Spice i przeprowadź analizę .AC. Ustaw przemiatanie częstotliwości dekadami i zakres obejmujący co najmniej trzy dekady poniżej i powyżej obliczonej częstotliwości f_{3dB}

Wykreśl na jednym wykresie charakterystyki – amplitudową oraz fazową.

```
0  początkowe zadanie samodzielne
1
2  vin we 0 ac 1
3  r1 we wy 1k
4  c1 wy 0 100n
5  .ac dec 10 0.1 1meg
6  .probe
7  .end
8  .plot ac vdb([wy]) vp([wy])
```

Z charakterystyki amplitudowej znajdź wartość dB f_3 (podpowiedź – użyj kursora w Probe) i porównaj z poprzednim obliczeniem. Wyznacz nachylenie tej charakterystyki w obszarze, gdzie to nachylenie ma stałą niezerową wartość, dla wyższych częstotliwości (w dB/dek - należy odczytać wartości wzmacnienia na początku i końcu dowolnej dekady w rozpatrywanym zakresie). Wskazówka: można uaktywnić dwa kursory na wykresie.

Odczytaj wartość przesunięcia fazowego dla częstotliwości f_{3dB} .

Odczytaj wartości amplitudy oraz fazy dla częstotliwości $f_1 = 0,1 \cdot f_{3dB}$ i $f_2 = 10 \cdot f_{3dB}$.

Powyższy układ jest nazywany układem całkującym. Określ dla jakich częstotliwości układ ten całkuje sygnał wejściowy. Wskazówka: $\int \sin x \rightarrow \cos x$ i zastanów się, jakie jest przesunięcie fazowe pomiędzy $\sin x$ i $\cos x$.

UWAGA: amplitudę sygnału AC najwygodniej przyjąć za 1; wówczas wzmocnienie/tłumienie sygnału przez układ można wyznaczyć na podstawie obserwacji samego sygnału wyjściowego (nie trzeba dzielić U_{wy} U_{we} /).

Podobnie można postępować dla układów nieliniowych (np. wzmacniaczy tranzystorowych – ale wtedy absolutnie nie można utożsamiać wartości wyrażanej przez Probe w Voltach jako amplitudy napięcia wyjściowego tylko jako wartość małosygnałowego wzmocnienia układu. Przed obliczeniem odpowiedzi AC SPICE zawsze wcześniej linearyzuje układ – i zastępuje np. tranzystory ich małosygnałowymi schematami zastępczymi.

Za pomocą analizy .TRAN wyznacz odpowiedzi układu z rysunku 1 na sygnały sinusoidalne o częstotliwościach kolejno f_1 , f_{3dB} , f_2 (należy przy tym pamiętać o modyfikowaniu parametrów analizy .TRAN). Czy wartości tłumienia i przesunięcia fazowego odczytane bądź oszacowane z tych przebiegów pokrywają się z otrzymanymi w poprzednim punkcie? Obserwuj sygnał wyjściowy na tle sygnału wejściowego!

```
00 początkowe zadanie samodzielne
01
02 vin we 0 ac 1 sin 0 1 160
03 r1 we wy 1k
04 c1 wy 0 1u
05 .ac dec 10 0.1 1meg
06 .tran 10u 500000u 450000u 10u
07 .probe
08 .end
09
```

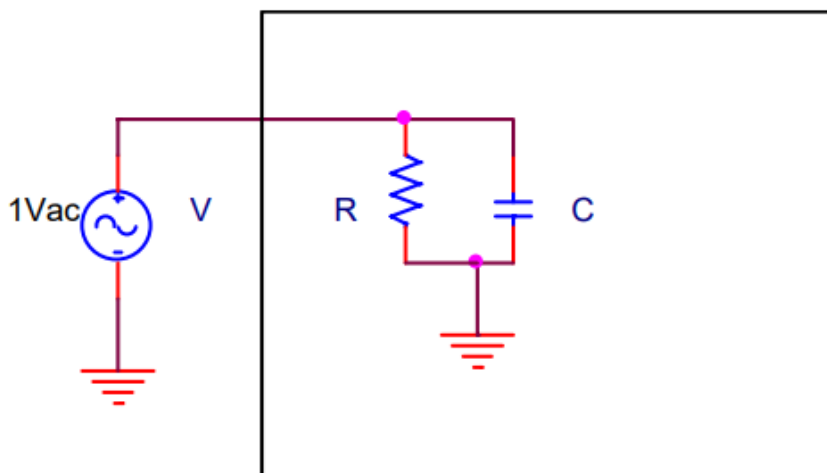
Wyznacz odpowiedzi układu na sygnały prostokątne o częstotliwościach kolejno f_1 , f_{3dB} , f_2 . Dla której częstotliwości obserwujemy całkowanie? Co dzieje się ze składową stałą sygnału wejściowego (przeprowadź kilka analiz z różnymi współczynnikami wypełnienia fali prostokątnej i różnymi składowymi stałymi)

```
00 początkowe zadanie samodzielne
01
02 vin we 0 ac 1 pulse -1 1 0 1n 1n 3.1m 6.2m
03 r1 we wy 1k
04 c1 wy 0 1u
05 .ac dec 10 0.1 1meg
06 .tran 10u 500000u 450000u 10u
07 .probe
08 .end
09
```

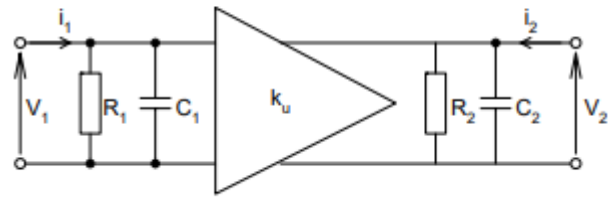
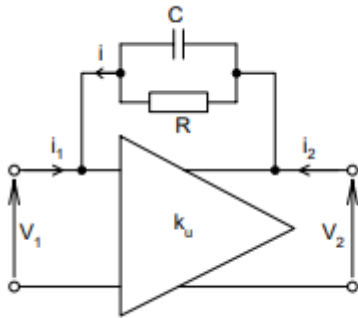
LABORATORIUM 2

Wyobraź sobie, że masz takie jeszcze lepsze źródło napięcia – ma ono charakter przestrajanego generatora przebiegu sinusoidalnego o bardzo stałej amplitudzie (tzn. w ogóle nieczułej na zmiany częstotliwości). Co więcej to przestrajane źródło tak jak zasilacz laboratoryjny może mierzyć wydawany przez siebie prąd – i dodatkowo jest na tyle „smart” że automatycznie potrafi rozkładać mierzony prąd na składowe (amplitudę i fazę – a na tej podstawie może reprezentować składową rzeczywistą i urojoną).

Zakładając, że SPICE jest wirtualną realizacją takiego fantastycznego źródła a wejście układu może być reprezentowane równoległym połączeniem rezystancji i pojemności spróbuj określić te parametry liczbowo na podstawie wyników symulacji. Pamiętaj – do określenia R i C możesz **używać wyłącznie składowych napięcia wejściowego i prądu płynącego przez to źródło**. Na wszelki wypadek struktura wewnętrzna pierwszego badanego układu została ukryta w „czarnej skrzynce” którą w SPICE jest zaszyfrowany podobwód - jest tam więcej elementów (co widać w probie po zaznaczeniu „subcircuit nodes” – ale przecież nie wiesz jak połączone są c1,2 r1,2). Zakładając że można zaprezentować układ jak na schemacie, utwórz „procedurę wyznaczania” R i C, którą następnie wykorzystasz w badaniu rezystancji i pojemności „widzianej ze strony wejścia” dla układu wzmacniacza z pojemnością i rezystancją „millerowską”.



```
00  zadanie_4
01
02  vin 0 we ac 1
03  r1 we 0 1k
04  c1 we 0 10n
05
06  .ac dec 10 0.01 100Meg
07
08  .probe
09
10  .end
```



Na rysunkach powyżej dany jest układ z idealnym wzmacniaczem napięciowym i sprzężeniem Millera. Na gruncie obliczeń symbolicznych wyprowadź zależności pomiędzy C_1 i R_1 oraz C_2 i R_2 a C , R i k_u , dla których układ z rysunku po prawej jest równoważny układowi z z lewej. Równoważność należy rozpatrywać z perspektywy portów wejściowego i wyjściowego (wyznacz C_1 , R_1 , C_2 , R_2 jako funkcje C , R i k_u).

Za pomocą analizy małosygnałowej .AC sprawdź wartości „mierzone” (w eksperymencie komputerowym) i porównaj je z obliczeniami wynikającymi z zasady Millera dla wartości $R=10k$, $C=15p$. Rozważ dwa przypadki $k_u=-100$ i $k_u=+100$. Wzmacniacz zamodeluj jako E - źródło napięciowe sterowane napięciem. Dla takiego modelu możemy pominąć równoważne elementy R_2 i C_2 (zastanów się dlaczego!). A zatem Twoje zadanie polega na podpięciu układu z lewego rysunku do uprzednio „skonstruowanego” układu testowego (źródło V , analiza AC i wyrażenia probe) Jaki jest sens znaków C_1 , R_1 dla $k_u=+100$ (wzmacniacz nieodwracający)?

```

00 sym2
01
02 V1 we 0 ac 1
03 E wy 0 we 0 -100
04 C we wy 15p
05 R we wy 10k
06
07 .ac dec 10 0.1 lg
08 .probe
09 .end

```

```

00 symulacja1
01
02
03 V1 1 0 ac 1
04 X1 1 skrzynka
05 .ac dec 10 0.1 1k
06 .probe
07
08 **$ENCRYPTED_LIB
09 **$INTERFACE
10 .subckt skrzynka 1 |
11 .ends
12 .end

```

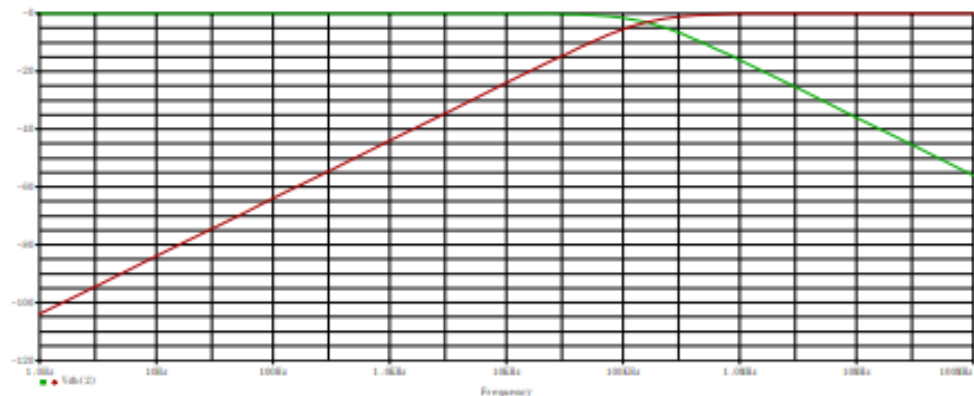
Przy idealnym sterowaniu napięciowym admitancja wejściowa i tak nie ma istotnego znaczenia układowego (jedyne widoczne efekty to zwiększony pobór mocy ze źródła w porównaniu z układem wzmacniacza bez R,C łączącego wejście z wyjściem). Ale urealnienie modelu polegające na wprowadzeniu nawet niewielkiej szeregowej rezystancji generatora (np. 100 ohm) powoduje że powstaje filtr dolnoprzepustowy odpowiadający za spadek amplitudy sygnału wyjściowego. Zauważ jednak, że ten efekt zaczyna się na wejściu wzmacniacza! – ten jest dla większych częstotliwości wysterowany sygnałem o coraz mniejszej amplitudzie.

b) jak kwestia znaku wzmocnienia wpływa na zjawiska obserwowane w układzie?

c) zastanów się czym się różni ujemna pojemność od dodatniej

Wskazówka: Porównanie dwu układów najwygodniej jest zrobić w jednym pliku zawierającym dwa zadania symulacyjne oddzielone dyrektywą .end. Wtedy w probie otrzymujemy dwie sekcje danych i możemy jednocześnie wyświetlać przebiegi dla dwu układów. Zapamiętaj tę technikę, bo jeszcze wielokrotnie nam się przyda na zajęciach. Alternatywną techniką może być parametryzacja wzmocnienia źródła E i przeprowadzenie analizy parametrycznej .STEP o odpowiednich parametrach.

```
uklad 1
vin 1 0 ac 1
r 1 2 1k
c 2 0 1n
.ac dec 10 1
100meg
.probe
.end
uklad 1
vin 1 0 ac 1
c 1 2 1n
r 2 0 1k
.ac dec 10 1
100meg
.probe
.end
```

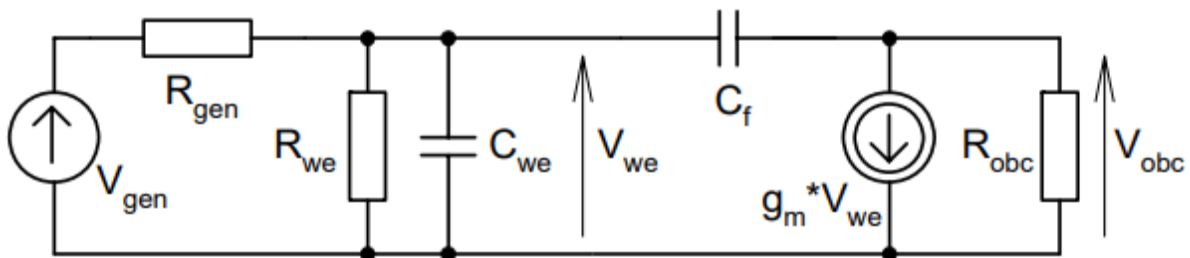


Wykres zielony dla pierwszego układu, czerwony dla drugiego w kolejności

```
00 układ_1
01 vin 0 3 ac 1
02 r12 3 1 200
03 r11 1 2 1e4
04 c1 1 2 15e-12
05 s1 2 0 1 0 -100
06 .ac dec 10 1e-2 1e8
07 .probe
08 .end
09 układ 2
10 vin 0 3 ac 1
11 r12 3 1 200
12 r11 1 2 1e4
13 c1 1 2 15e-12
14 s1 2 0 1 0 100
15 .ac dec 10 1e-2 1e8
16 .probe
17 .end
```

Efekt Millera w układach transkonduktancyjnych

W przypadku gdy wzmacnienie napięciowe powstaje w wyniku obciążenia wzmacniacza transkonduktancyjnego (a tak działają tranzystory BJT i MOS) rezystancją która odpowiada za zamianę prądu wyjściowego na napięcie wyjściowe sytuacja się nieco komplikuje. Zauważ że w twierdzeniu Millera dla równoważności powinniśmy dołączyć elementy R_2 i C_2 do portu wyjściowego. Problem w tym, że dodatkowe obciążenie wyjścia prądowego modyfikuje wzmacnienie napięciowe, a tej wartości potrzebujemy do obliczenia „przeniesionych na wyjście” R_2 i C_2 . Dla czystej rezystancji można to „uzgodnić” wartość $k_u = g_m * R_{wy}/R$, ale dla pojemności jest to już zadanie karkołomne – bo przenoszenie pojemności na wyjście różnie zmienia wzmacnienie dla różnych częstotliwości – a pojemność która jest zależna od częstotliwości nie jest pojemnością! Jedyne co możemy zrobić szybko w obliczeniach „ręcznych” to przenieść na wejście i wyjście pojemności C_1 i C_2 obliczone na podstawie wzmacnienia wyliczonego dla małych częstotliwości. Układ z rysunku odpowiada małosygnalowemu schematowi zastępczemu wzmacniacza tranzystorowego dla średnich i wysokich częstotliwości



Założmy wartości:

$R_{gen}=2k$, $R_{we}=2k$, $C_{we}=10p$, $C_f=1p$, $R_{obc}=10k$, $g_m=10m$

Zauważ, że podstawowym problemem w analizie „ręcznej” jest obecność pojemności C_f (odpowiada ona pojemności zaporowo spolaryzowanego złącza baza-kolektor dla układu WE) - chętnie byśmy układ uprościli zgodnie z zasadą Millera (SPICE nie potrzebuje takich uproszczeń, radzi sobie z analizą większych układów ☺).

Znaną już techniką porównywania charakterystyk dwu układów porównaj częstotliwościowe charakterystyki (amplitudowe i fazowe!) układu oryginalnego z rysunku powyżej i układu zunilatoryzowanego (w tym celu usuń C_f i wstaw w jego miejsce dwie pojemności: równoległą do C_{we} pojemność $C_f'=(1-k_u)C_f$ oraz do równoległą do R_{obc} pojemność $C_f''\approx C_f$. Wartość k_u określ jako stosunek V_{obc}/V_{we} bez uwzględniania jakichkolwiek pojemności).

```
00  Wzmacniacz tranzystorowy
01
02  vgen 1 0 ac 1
03  rgen 1 2 2k
04  rwe 2 0 2k
05  cwe 2 0 10p
06  cf 2 3 1p
07  gm 3 0 2 0 10M
08  robc 3 0 10k
09  .end
```

Poniżej przedstawiony jest wynik obliczeń transmitancji układu oryginalnego przeprowadzony w programie Maple z nakładką o nazwie Syrup. Oblicz wartości częstotliwości zera i biegunów oraz porównaj je z odczytanymi w poprzednim punkcie. Czy układ oryginalny i przekształcony mają takie same transmitancje? Czym się różnią, a jaką ważną cechę mają podobną?

```

Maple V Release 4 - [miller.mws]
File Edit View Insert Format Options Window Help
[Icons]
> read 'd:/wiapluk/maplev4/syrup/syrup4.mtx';
> miller:=
`Wzmacniacz tranzystorowy - model małosygnałowy
VGEN 1 0 AC
RGEN 1 2 2K
RWE 2 0 2K
CWE 2 0 10P
CF 2 3 1P
GM 3 0 2 0 10M
ROBC 3 0 10K
.END`;
>
miller = Wzmacniacz tranzystorowy - m
VGEN 1 0 AC
RGEN 1 2 2K
RWE 2 0 2K
CWE 2 0 10P
CF 2 3 1P
GM 3 0 2 0 10M
ROBC 3 0 10K
.END

Maple V Release 4 - [miller.mws]
File Edit View Insert Format Options Window Help
[Icons]
> syrup(miller,ac,symbolic);
syrup: Symbolic analysis, numeric values will be ignored
syrup/parse: Analyzing Spice Deck: Wzmacniacz tranzystorowy - model małosygnałowy
(v1 = AC, v2 = RWE AC ROBC (s CF - GM) / (RWE + ROEN + s CWE RWE ROEN + s CF ROBC RWE
+ s CF RWE RGEN + s CF ROBC RGEN + s2 CF ROBC CWE RWE ROEN + s CF ROBC GM RWE RGEN), v2 =
AC RWE (1 + s CF ROBC) / (RWE + ROEN + s CWE RWE ROEN + s CF ROBC RWE + s CF RWE ROEN
+ s CF ROBC RGEN + s2 CF ROBC CWE RWE ROEN + s CF ROBC GM RWE RGEN))
> syrup(miller,ac);
syrup/parse: Analyzing Spice Deck: Wzmacniacz tranzystorowy - model małosygnałowy
(v1 = AC, v2 = 50000000
AC (100000000 + s)
1210000000 s + 10000000000000000 + s2
v3 = 50000000
AC (-10000000000 + s)
1210000000 s + 10000000000000000 + s2)
[> ]
Time: 2.2s Bytes: 102K Free: 23594K

```



LABORATORIUM 3

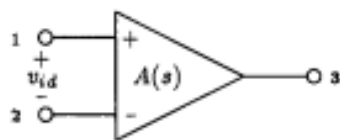
Układy ze sprzężeniem zwrotnym. Stabilność.

Dla leniwych - netlista podobowdu

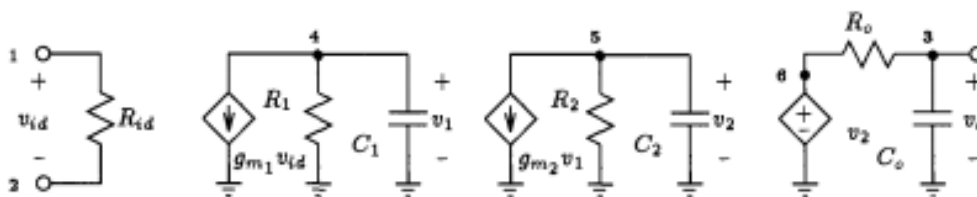
```
.subckt opamp 1 2 3
* open-loop amplifier configuration
* connections: 1 2 3
*      |||
*      in+ ||
*      in- |
*      out
* first stage
Rid 1 2 1MegOhm
Gm1 4 0 1 2 5m
R1 4 0 16k
C1 4 0 100pF
* second stage
Gm2 5 0 4 0 40m
R2 5 0 32k
C2 5 0 5pF
* output buffer stage
E3 6 0 5 0 1
Ro 6 3 100
Co 3 0 160pF
.ends opamp
```

SYMULACJA UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH

Układy ze sprzężeniem zwrotnym i ich stabilność



(a)



Na rysunku powyżej przedstawiono liniowy schemat zastępczy typowego trójstopniowego wzmacniacza operacyjnego. Składa się on z dwu stopni transkonduktancyjnych i wyjściowego bufora (wtórnik). Załóżmy, że poszczególne wartości wynoszą:

$R_{wer}=1\text{M}\Omega$, $g_{m1}=5\text{mS}$, $R_1=15\text{k}\Omega$, $C_1=100\text{pF}$

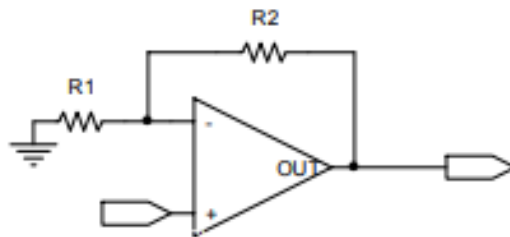
$g_{m2}=40\text{mS}$, $R_2=32\text{k}\Omega$, $C_2=5\text{pF}$

$R_{wy}=100\Omega$, $C_{wy}=160\text{pF}$

schematu zastępczego (najwygodniejsza dla późniejszego wykorzystania będzie postać podobwołu) a następnie przesymluj charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza. (opcjonalnie jak czas pozwala: spróbuj wyznaczyć w sposób przybliżony położenie biegunów charakterystyki.)

```
00 Zadanie pierwsze
01
02 .subckt opamp 1 2 3
03 *open-loop amplifier configuration
04 *connections: 1 2 3
05 * |||
06 * in+ ||
07 * in- |
08 * out
09 * first stage
10 Rid 1 2 1Meg
11 Gm1 4 0 1 2 5m
12 R1 4 0 16k
13 C1 4 0 100p
14 * second stage
15 Gm2 5 0 4 0 40m
16 R2 5 0 32k
17 C2 5 0 5pF
18 * out buffer stage
19 E3 6 0 5 0 1
20 Ro 6 3 100
21 Co 3 0 160pF
22
23 .ends opamp
24
25 V1 1 0 ac 1 pulse 1p 10m 0 10p 10p 1n 1
26 X1 1 0 3 opamp
27
28 .ac dec 100 1 100G
29 .probe
30
31 .end
```

Przeznaczeniem wzmacniacza operacyjnego jest praca z układem zewnętrznego sprzężenia zwrotnego. Zakładając, że wzmacniacz będzie pracował w układzie nieodwracającym (rys. 2) określ związek pomiędzy transmitancją sprzężenia β a rezystancjami R1 oraz R2.



Ponieważ w tym wypadku tor sprzężenia zwrotnego nie wnosi do charakterystyki stosunku zwrotnego ($k\beta$) nic poza skalowaniem - badanie stabilności układu z zamkniętą pętlą można przeprowadzić na podstawie analizy odpowiednio przeskalowanych charakterystyk samego wzmacniacza.

Narysuj wykres Nyquista napięcia wyjściowego, oraz napięcia wyjściowego pomnożonego przez różne liczby mniejsze od jedności. Jakie jest położenie wykresu w stosunku do punktu krytycznego $(-1, j0)$ dla różnych mnożników?

Zakładając $R2=100k\Omega$ wybierz R1 tak aby uzyskać symetryczne marginesy fazy/wzmocnienia (np. $-4dB$ $+4dB$ lub -35° $+35^\circ$) (Wskazówka. Wykonaj analizę AC wraz z analizą parametryczną .STEP zmieniającą w szerokim zakresie R1)

Następnie zasymuluj charakterystykę dla takich (dwu) R1. Czy charakterystyka częstotliwościowa (po zamknięciu pętli) układu stabilnego i niestabilnego różnią się jakościowo? Zastanów się czy dla układu niestabilnego dałoby się fizycznie zmierzyć taką charakterystykę (np. za pomocą wobuloskopu?) Zbadaj odpowiedź w dziedzinie czasu np. na niewielki skok jednostkowy dla układów z zamkniętą pętlą s.z. Pamiętaj, że musisz odpowiednio dobrać krok analizy TRAN. Wybranie zbyt dużego kroku całkowania może spowodować, że SPICE „zgubi” efekt wzbudzenia (jak można na podstawie ch-k częstotliwościowych przewidywać częstotliwość zanikających albo - dla układu niestabilnego - rosnących oscylacji). Wykonaj również eksperyment polegający na podaniu na układ ewidentnie niestabilny (np. wtórnik!) niskoczęstotliwościowego pobudzenia sinusoidalnego i poeksperymentuj z krokiem całkowania.

```

00  Zadanie pierwsze
01
02  .subckt opamp 1 2 3
03  *open-loop amplifier configuration
04  *connections: 1 2 3
05  * |||
06  * in+ ||
07  * in- |
08  * out
09  * first stage
10  Rid 1 2 1Meg
11  Gm1 4 0 1 2 5m
12  R1 4 0 16k
13  C1 4 0 100p
14  * second stage
15  Gm2 5 0 4 0 40m
16  R2 5 0 32k
17  C2 5 0 5pF
18  * out buffer stage
19  E3 6 0 5 0 1
20  Ro 6 3 100
21  Co 3 0 160pF
22
23  .ends opamp
24
25  .PARAM opor=100
26  R1 0 2 {opor}
27  R2 2 3 100k
28  .TRAN 10p 1000n
29
30  V1 0 1 ac 1 pulse 1p 10m 0 10p 10p 1n 1
31  X1 1 2 3 opamp
32  .STEP PARAM opor LIST 1k 10k 100k
33  .ac dec 100 1 100G
34  .probe
35
36  .end
37
38

```

2. Skompensujmy teraz nasz wzmacniacz. Można to zrobić na wiele sposobów, rozważmy dwa: wprowadzamy dodatkową pojemność w pierwszym stopniu o wartości $1\mu\text{F}$ (równolegle do C_1 lub wprost zwiększając wartość C_1)

łączymy pierwszy i drugi stopień transkonduktancyjny pojemnością (Millerowska) 80pF

Przesymuluj charakterystyki częstotliwościowe tak skompensowanego wzmacniacza i porównaj je ze sobą (pamiętaj, że oprócz amplitudy jest też faza!). Opisz zaobserwowane efekty w kategoriach rozmieszczenia biegunów. Jak wygląda teraz sprawa stabilności układu w zależności od β . Czy dla $\beta=1$ (wtórnik) układ będzie stabilny? Zasymluj odpowiedź układu wtórnik dla tak skompensowanych wzmacniaczy. Który typ kompensacji daje lepszy rezultat jeżeli chodzi o odpowiedź wtórnikową?

```

06 C1 4 0 1u
07
08 Gm2 5 0 4 0 40m
09 R2 5 0 32k
10 C2 5 0 5pF
11
12 E3 6 0 5 0 1
13 Ro 6 3 100
14 Co 3 0 160pF
15
16 .ends opamp
17
18 V1 1 0 ac 1 pulse 10m 0 10p 10p 1n 1
19 X1 1 2 3 opamp
20 R2 2 3 10k
21 .param opor = 100
22 R1 0 2 {opor}
23
24 .step param opor LIST 1k 10k 100k
25 .tran 10p 1000n
26
27 ac dec 100 1 100G
28 probe
29
30 .end
31
32
33 .subckt opamp 1 2 3
34
35 Rid 1 2 1MegOhm
36 Gm1 4 0 1 2 5m
37 R1 4 0 16k
38 C1 4 0 100p
39 Cf 4 5 80p
40 Gm2 5 0 4 0 40m
41 R2 5 0 32k
42 C2 5 0 5pF
43
44 E3 6 0 5 0 1
45 Ro 6 3 100
46 Co 3 0 160pF
47
48 .ends opamp
49
50 V1 1 0 ac 1 pulse 10m 0 10p 10p 1n 1
51 X1 1 2 3 opamp
52 R2 2 3 10k
53 .param opor = 100
54 R1 0 2 {opor}
55
56 .step param opor LIST 1k 10k 100k
57 .tran 10p 1000n
58
59 ac dec 100 1 100G
60 probe
61
62 .end

```

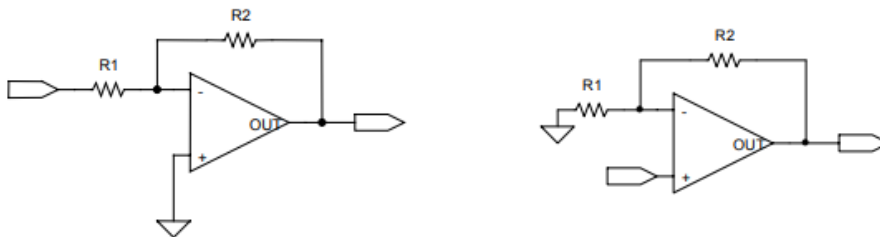
I

LABORATORIUM 4

SYMULACJA UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH

ćwiczenie 6 - układy ze wzmacniaczami operacyjnymi

1. W pierwszym przybliżeniu wzmacniacz operacyjny można traktować jako źródło napięcia (mała rezystancja wyjściowa) sterowane napięciowo (bardzo duża rezystancja wejściowa) o bardzo dużym wzmocnieniu napięciowym (przyjmijmy początkowo 10^6). Przeanalizować wzmocnienie w układzie wzmacniacza odwracającego (rys.1a) i nieodwracającego (rys.1b)



Przyjąć $R1=1k\Omega$ $R2=10k\Omega, 100k\Omega, 1M\Omega$.

- czy spełnione są (z jaką dokładnością) zależności opisujące wzmocnienie układu?
 - zbadać zależność wzmocnienia układu od wzmocnienia samego wzmacniacza operacyjnego.
 - zbadać wpływ skończonej rezystancji wejściowej i niezerowej wyjściowej na podstawowe parametry układu.
2. Większość współczesnych wzmacniaczy uniwersalnych ma ukształtowaną charakterystykę wzmocnienia różnicowego tak, że można ją opisać za pomocą funkcji jednobiegunowej. Modelując ten fakt przy wykorzystaniu źródła typu LAPLACE i zakładając, że $k_{uo}=106dB$ a $f_0=5Hz$ przeprowadzić analizę charakterystyk częstotliwościowych układów wzmacniacza odwracającego i nieodwracającego. Zaobserwować zjawisko wymiany wzmocnienia i pasma.

```
00 zad
01
02 .subckt opamp 1 2 3
03 Rwe 1 2 1meg
04 E1 4 0 LAPLACE {V(1,2)} = {200000/(1+s/31.4)}
05 Rwy 4 3 100
06 .ends opamp
07
08 V1 1 0 ac 1 sin 0 100 1k
09 *Rg mid 1 100k
10 .param opor=10k
11 .param wzm=1meg
12 R1 0 2 1k
13 R2 2 3 {opor}
14 X1 1 2 3 opamp
15
16 R3 1 4 1k
17 R4 4 5 {opor}
18 X2 0 4 5 opamp
19
20
21 .ac dec 100 1 1g
22 .step param opor LIST 10k 100k 1meg
23 .tran 1u 10m
24 .probe
25 .end
```

```
00 zad
01
02 .subckt opamp 1 2 3
03 Rwe 1 2 1meg
04 E1 4 0 1 2 {wzm}
05 Rwy 4 3 100
06 .ends opamp
07
08 V1 mid 0 ac 1
09 Rg mid 1 100k
10 .param opor=10k
11 .param wzm=1meg
12 R1 0 2 1k
13 R2 2 3 {opor}
14 X1 1 2 3 opamp
15
16 R3 1 4 1k
17 R4 4 5 {opor}
18 X2 0 4 5 opamp
19
20
21 .ac dec 100 1 1g
22 .step param opor LIST 10k 100k 1meg
23 .probe
24 .end
```

```
00 zad
01
02 .subckt opamp 1 2 3
03 E1 3 0 1 2 {wzm}
04 .ends opamp
05
06 V1 1 0 ac 1
07 .param opor=10k
08 .param wzm=1meg
09 R1 0 2 1k
10 R2 2 3 {opor}
11 X1 1 2 3 opamp
12
13 R3 1 4 1k
14 R4 4 5 {opor}
15 X2 0 4 5 opamp
16
17 .ac dec 100 1 1g
18 .step param opor LIST 10k 100k 1meg
19 .probe
20 .end
```

3. Gdy w układzie z rys. 1a czy 2a zamienimy rolami wejście nieodwracające i odwracające wzmacniacz zamieni się w przerzutnik Schmitta. Prawidłowe zamodelowanie pracy takiego układu wymaga użycia **nieliniowego** modelu wzmacniacza (w modelu ze źródłem liniowym napięcie wyjściowe może rosnać nieograniczenie) Biorąc pod uwagę, że typowy wzmacniacz operacyjny ma wzmocnienie rzędu 200000 a napięcie wyjściowe może zmieniać się w granicach $\pm(V_{cc}-1)$ i używając źródła typu TABLE zasymuluj pracę takiego układu.

UWAGA: Zastosowanie samego źródła TABLE w połączeniu z dodatnim sprzężeniem zwrotnym może prowadzić do kłopotów ze zbieżnością obliczeń, zwłaszcza gdyby chcieć wykonać analizę DC. Zamiast analizy .DC wykonaj analizę .TRAN pobudzając wejście układu wolnozmiennym przebiegiem piłokształtnym. Może okazać się konieczne uzupełnienie modelu o człon opóźniający – co zresztą jest uzasadnione fizycznie. W przyrodzie żaden skutek nie występuje współbieżnie ze swoją przyczyną. D zamodelowania opóźnienia można użyć linii długiej albo odpowiedniego wyrażenia Laplace'owskiego. Zasymuluj pracę przerzutnika i obejrzyj charakterystykę przejściową. Zbadaj histerezę.

```
00 zad
01
02 .subckt opamp 1 2 3
03 Rwe 1 2 1meg
04 E1 4 0 table {V(1,2)} (-50u -10) (50u 10)
05 Rwy 4 3 100
06 .ends opamp
07
08 V1 1 0 ac 1 dc 1 sin 0 1 1k
09 R1 0 2 1k
10 R2 2 3 {opor}
11 X1 1 2 3 opamp
12 .param opor=10k
13 .param wzm=1meg
14
15 *V1 1 0 ac 1 sin 0 100 1k
16 *Rg mid 1 100k
17 *.param opor=10k
18 *.param wzm=1meg
19 *R1 0 2 1k
20 *R2 2 3 {opor}
21 *X1 1 2 3 opamp
22
23 *R3 1 4 1k
24 *R4 4 5 {opor}
25 *X2 0 4 5 opamp
26
27
28 .ac dec 100 1 1g
29 .dc V1 -10 10 .01
30 .step param opor LIST 10k 100k 1meg
31 .tran 1u 10m
32 .probe
33 .end
```

```

00 zad
01
02 *.subckt opamp 1 2 3
03 *Rwe 1 2 1meg
04 *E1 4 0 table {V(1,2)} (-50u -10) (50u 10)
05 *Rwy 4 3 100
06 *.ends opamp
07
08 V1 2 0 ac 1 dc 1 pulse (-1 1 0 5m 5m 0 10m)
09 R1 0 1 1k
10 R2 1 3 {opor}
11 X1 1 2 3 opamp
12 .param opor=10k
13 .param wzm=1meg
14
15
16
17 *V1 1 0 ac 1 sin 0 100 1k
18 *Rg mid 1 100k
19 *.param opor=10k
20 *.param wzm=1meg
21 *R1 0 2 1k
22 *R2 2 3 {opor}
23 *X1 1 2 3 opamp
24
25 *R3 1 4 1k
26 *R4 4 5 {opor}
27 *X2 0 4 5 opamp
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60
61
62
63
64
65
66
67
68
69
70
71
72
73
74
75
76
77
78
79
80
81
82
83
84
85
86
87
88
89
90
91
92
93
94
95
96
97
98
99
100

```



```
00 zadl
01
02 .subckt opamp 1 2 3
03 Rwe 1 2 1meg
04 E1 4 0 TABLE {V(1,2)} (-50u -10) (50u 10)
05 Rwy 4 3 100
06 .ends
07
08 V1 2 0 ac 1 sin 0 1 1k
09 .param opor = 10k
10 .param wzm = 1meg
11 R1 0 1 1k
12 R2 1 3 10k
13 X1 1 2 3 opamp
14
15
16
17 .dc V1 -10 10 .01
18 .ac dec 100 1 1g
19 *.STEP PARAM opor LIST 10k
20 .TRAN 1u 10m
21 .probe
22 .end
23 zadl
24
25 .subckt opamp 1 2 3
26 Rwe 1 2 1meg
27 E1 4 0 TABLE {V(1,2)} (-50u -10) (50u 10)
28 Rwy 4 3 100
29 .ends
30
31 V1 2 0 ac 1 sin 0 1 1k
32 .param opor = 10k
33 .param wzm = 1meg
34 R1 0 1 1k
35 R2 1 3 10k
36 X1 1 2 3 opamp
37
38
39
40
41 .dc V1 10 -10 .01
42 .ac dec 100 1 1g
43 *.STEP PARAM opor LIST 10k
44 .TRAN 1u 10m
45 .probe
46 .end
```

I

LABORATORIUM 5

ćwiczenie 4 – Wzmacniacz różnicowy

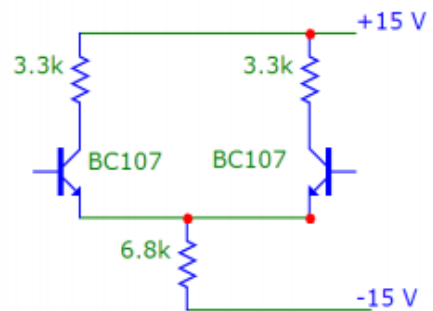
1. Dla układu wzmacniacza różnicowego z rysunku obliczyć teoretyczne wartości:

- wzmocnienia sumacyjnego, wyrażonego

$$\text{wzorem } |k_{us \text{ teor}}| = \frac{R_C}{2R_I},$$

- różnicowego: $|k_{ur \text{ teor}}| = \frac{R_C \cdot I}{2U_T}$

- CMRR
- prądu I oraz prądów I_{E1} i I_{E2}



Rys.1.

Badania wzmacniacza należy przeprowadzić dla dwóch przypadków:

- sygnał wejściowy E_r różnicowy jest podawany tylko na wejście V_{in1} , natomiast wejście V_{in2} zwarte jest do masy.
- sygnał wejściowy różnicowy podany jest na oba wejścia ($V_{in1}=E_r/2$, $V_{in2}=-E_r/2$).

Proszę zwrócić uwagę na prawidłowe zadeklarowanie źródeł *ac* oraz *dc* przy wyznaczaniu charakterystyki przejściowej !

```
Plik Edycja Format Widok Pomoc
wzmacniacz roznicowy
.model BC107 npn BF={beta}
.model BC107a npn BF={beta} VAF=200 IS=9.049f
.param opor=3.3k
.param beta=350
Q1 c1 b1 e BC107
Q2 c2 0 e BC107
vzp p 0 15
vzm n 0 -15
rc1 p c1 {opor}
rc2 p c2 3.3k
re n e 6.8k
VI1 b1 0 sin (1 1m 1k 0 0)
VI2 b2 0 sin (1 1m 1k 0.5m 0)
*.step lin param opor 5k 15k 1k
.tran 10n 10m 0 10n
.ac dec 100 1 1G
.probe
.END
```

```

00 abc
01 .model BC107 NPN(Is=40.72f Bf=407 Vaf=21.03 Ikf=1 Ise=40.72f Ne=1.305 Ikr=3.726
02 + Isc=594.8p Nc=2.033 Rc=1.393 Cje=12.5p Vje=.5391 Mje=.4869 Tf=441.1p Cjc=6p
03 + Mjc=.3821 Tr=114n Xtb=1.5 )
04 Vcc vcc 0 15
05 Vee vee 0 -15
06 v1 b1 0 ac 0 dc 0
07 r1 vcc c1 3300
08 r2 vcc c2 3300
09 I e vee dc 100m;r3 e vee 6800
10 Q1 c1 b1 e bc107 ;q2n2222
11 Q2 c2 0 e bc107 ;q2n2222
12 .lib
13 .op
14 .dc v1 -10 10 1m
15 .ac dec 10 1 10Meg
16 .tf V([c1],[c2]) v1
17 .probe
18 .end

```

```

00 abc
01 .model BC107 NPN(Is=40.72f Bf=407 Vaf=21.03 Ikf=1 Ise=40.72f Ne=1.305 Ikr=3.726
02 + Isc=594.8p Nc=2.033 Rc=1.393 Cje=12.5p Vje=.5391 Mje=.4869 Tf=441.1p Cjc=6p
03 + Mjc=.3821 Tr=114n Xtb=1.5 )
04 Vcc vcc 0 15
05 Vee vee 0 -15
06 v1 b1 0 ac 0 dc 0
07 r1 vcc c1 3300
08 r2 vcc c2 3300
09 r3 e vee 6800
10 Q1 c1 b1 e bc107 ;q2n2222
11 Q2 c2 0 e bc107 ;q2n2222
12 .lib
13 .op
14 .dc v1 -10 10 1m
15 .ac dec 10 1 10Meg
16 .tf V([c1],[c2]) v1
17 .probe
18 .end

```

1.1. Wyznaczyć wartości napięć w węzłach układu oraz wartości prądów. Jaki jest potencjał emiterów (dlaczego?) gdy: **a)** jedno z wejść dołączone jest do masy; **b)** oraz w przypadku podłączeniu do obu wejść źródła *ac*.

1.2. Zastąp rezystor 6.8k źródłem prądu o odpowiednio dobranej wartości i rezystancji wyjściowej (na początek może być idealne źródło prądowe). Przesymuluj charakterystyki stałoprądowe obu układów i porównaj je

1.3. Korzystając z analizy .DC wyznacz wartości k_{ks} , k_{kr} oraz CMMR. Należy przeanalizować krzywe $U_{rwy} = f(U_{rwe})$ oraz $U_{s wy} = f(U_{s we})$.

1.4. Jak zmieniają się wyznaczone parametry przy zmianie temperatury pracy układu z 25°C na 90°C.

1.5. Wyznacz k_{us} , k_{ur} , CMMR na podstawie analizy .AC.

2. W celu przybliżenia symulowanego układu do rzeczywistości wprowadzimy rozrzut technologiczny parametrów tranzystora. Q1 – pozostaje bez zmian natomiast dla Q2 : BF=350 , VFE = 200, IS = 9.049f.

2.1. Przeprowadź analizy 1.1 do 1.4 w zmodyfikowanym układzie. Na podstawie wyników analiz wyznacz wartość napięcia niezrównoważenia i prądów polaryzujących wejścia wzmacniacza.

2.2. Oceń wpływ zmiany wartości R_{C1} w zakresie (5-15 k Ω) na wielkość k_{ks} , k_{kr} , CMMR

2.3. Oceń wpływ zmiany wartości BF(Q1) w granicach 100-400 na wartość k_{ks} , k_{kr} CMMR.

2.4. Oceń wpływ zmiany R_i na wzmocnienie sumacyjne. Wyznacz największą wartość CMMR zmieniając R_i . Zwróć uwagę że po przekroczeniu tzw. wartości R_{i_kryt} (R_{E_kryt}) dalsze zwiększanie rezystancji nie poprawia współczynnika CMMR.

2.5. Wprowadź na wejście V_{in1} sygnał sinusoidalny ze składową stałą, natomiast na wejście V_{in2} również taki sam sygnał, ale przeciwnej fazy. Jak wygląda sygnał $U_{wy,r}$? Zwróć uwagę na wielkość tych sygnałów, aby sygnał wyjściowy był niezniekształcony.

- Wprowadź teraz na wejścia V_{in1} i V_{in2} sygnały sinusoidalne różniące się składową stałą. Co można powiedzieć o otrzymanym przebiegu $U_{wy,r}$? Można przeprowadzić także eksperymenty z sygnałami o innych kształtach i składowych stałych.

```
00 abc
01 .model BC107 NPN(Is=40.72f Bf=407
02 Vaf=21.03 Ikf=1 Ise=40.72f Ne=1.305
03 Ikr=3.726 + Isc=594.8p Nc=2.033
04 Rc=1.393 Cje=12.5p Vje=.5391
05 Mje=.4869 Tf=441.1p Cjc=6p
06 + Mjc=.3821 Tr=114n Xtb=1.5)
07 Vcc vcc 0 15
08 Vee vee 0 -15
09 v1 b1 0 ac 1
10 r1 vcc c1 3300
11 r2 vcc c2 3300
12 r3 e vee 6800
13 Q1 c1 b1 e bc107 ;q2n2222
14 Q2 c2 0 e bc107; q2n2222
15 .lib
16 .op
17 .dc v1 -10 10 1m
18 .ac dec 10 1 10Meg
19 .tf V([c1],[c2]) v1
20 .probe
21 .end
```

```

Wzm. roz
.MODEL BC107 npn BF=350;
.MODEL BC107a npn BF=350 IS=9f VAF=200;
.PARAM opor=3.3k
V11 b1 0 ac 1m
V2p p 0 15
V2m n 0 -15
*I e 1 2m
Re n e 6.8k
Q1 c1 b1 e BC107
Q2 c2 0 e BC107a
R2 p c1 {opor}
R3 p c2 3.3k
*.dc lin V11 -100m -10m 0.1m
.ac dec 100 1 1G
.step lin param opor 5k 50k 0.1k
.probe
*.op
*.TEMP 25 90
.END

*.MODEL BC107 npn BF=350;
*.MODEL BC107a npn BF=350 IS=9f VAF=200;
*V11 b1 0 ac 1m
*V2p p 0 15
*V2m n 0 -15
*Ie e n dc 2m
**Re n e 6.8k
*Q1 c1 b1 e BC107
*Q2 c2 0 e BC107a
*R2 p c1 {opor}
*R3 p c2 3.3k
***.dc lin V11 -100m -10m 0.1m
*.ac dec 100 1 1G
*.probe
***.op
***.TEMP 25 90
*.END

```

LABORATORIUM 6

0. (Rozgrzewka ☺) Na wynik analizy MC bardzo mocno rzutuje rozkład statystyczny parametrów elektrycznych elementów – co jest intuicyjnie jasne. W związku z tym upewnienie się że populacja elementów ma taki a nie inny rozkład wartości wskazane jest sprawdzić funkcjonowanie dyrektyw na prostych “etiudach”. Spróbuj na bardzo prostym układzie (np. zawierającym pojedynczy rezystor!) sprawdzić jaki rozkład jest generowany w zależności od atrybutów składniowych (DEV/UNIFORM DEV/GAUSS i spróbuj też zadeklarowania własnego mniej typowego rozkładu za pomocą dyrektywy .DISTRIBUTION). Sprawdź funkcjonowanie opcje programu PSPICE (.OPTIONS DISTRIBUTION=)
1. Dany jest prosty filtr dolnoprzepustowy RC o nominalnych wartościach $R=1k\Omega$ i $C=1nF$. Niech obie te parametry mają tolerancję $\pm 10\%$ o rozkładach jednorodnych i nieskorelowanych. Na podstawie analizy Monte Carlo wyznacz najważniejsze parametry statystyki 3-decybelowej częstotliwości granicznej filtru (minimum, maksimum, wartość oczekiwana, mediana, wariancja). Oszacuj uzysk produkcyjny układu przy założeniu, że dopuszczalne zmiany pasma filtru mogą zawierać się w granicach 153-163 kHz

```
00 analiza mc (statystyka)
01 .model RAF RES R=1 DEV/UNIFORM=10%
02 V1 1 0 dc 1 ac 1
03 R1 1 0 RAF 1k
04
05 .DC V1 1 1 .01
06 .MC 600 DC I(V1) YMAX LIST OUTPUT ALL
07 .PROBE
08 .end
09
10
```

```
00 analiza mc (statystyka)
01 .model RAF RES R=1 DEV/GAUSS=10%
02 V1 1 0 dc 1 ac 1
03 R1 1 0 RAF 1k
04
05 .DC V1 1 1 .01
06 .MC 600 DC I(V1) YMAX LIST OUTPUT ALL
07 .PROBE
08 .end
09
10
```

```

00 analiza mc (statystyka)
01 .model RAF RES R=1 DEV/GAUSS=10%
02 .model CAF CAP C=1 DEV/GAUSS=10%
03 V1 1 0 ac 1
04 R1 1 2 RAF 1k
05 C1 2 0 CAF 1n
06 .AC DEC 100 1 10meg
07 *.DISTRIBUTION HOJ (-1,4) (-5,1)
08 *.DC V1 1 1 .01
09 .MC 600 AC I(V1) YMAX LIST OUTPUT ALL
10 .PROBE
11 .end
12

```

2. Powtórz wyniki z poprzedniego punktu przy założeniu że
 - rozkłady parametrów są normalne
 - rozkłady parametrów są normalne i zmiany R i C są w 100% skorelowane
 - rozkłady parametrów są normalne a zmiany R i C są antyskorelowane (tzn. wzrostowi jednej wartości równy co do wielkości spadek drugiej).

3. Korzystając z zapisanych wcześniej zbiorów .DAT (po co komputer ma wykonywać jeszcze raz czasochłonne obliczenia ??!) powtórz poprzednie czynności w odniesieniu do jakiegoś innego parametru: np. modułu impedancji wejściowej filtru dla wybranej częstotliwości. Zauważ, że rozkłady i korelacje różnie odbijają się na różnych parametrach.

4. Wykonaj analizę Monte Carlo dla układu wzmacniacza odwracającego zbudowanego w oparciu o wzmacniacz operacyjny, którego parametry nominalne wynoszą
 - stałoprądowe wzmocnienie różnicowe z otwartą pętlą $k_{uo} = 100\ 000$ a jego tolerancja $\pm 15\%$ (rozkład normalny – zastanów się jak to zamodelować)
 - charakterystyka wzmocnienia k_{ur} daje się opisać funkcją jednobiegunową o częstotliwości bieguna dominującego $5\text{Hz} \pm 10\%$ (rozkład jednorodny – zastanów się jak to zamodelować)
 - rezystory zewnętrzne mają wartości $R1=10\text{k}\Omega$; $R2=220\text{k}\Omega$ 5% - rozkłady nieskorelowane quasi-normalne z zauważalnym brakiem wartości bardzo bliskich nominalnej (użyj własnego rozkładu!)

Zamodeluj całość układu i wykonaj analizę Monte Carlo dla AC. Na tej podstawie spróbuj określić spodziewany uzysk produkcyjny jeżeli kryterium poprawnej pracy układu jest:

 - wzmocnienie układu $22 \pm 0.5\ \text{V/V}$
 - częstotliwość 3dB nie mniejsza niż 21.5 kHz

O ile określenie uzysków dla każdego z tych kryteriów z osobna nie jest sprawą złożoną, bo wymaga jedynie dobrej znajomości PROBE, o tyle określenie wypadkowego uzysku wielokryterialnego nie jest sprawą banalną (użycie tego układu i tych wskaźników nie jest tu przypadkowe, przecież niedawno na zajęciach zajmowaliśmy się efektem wymiany wzmocnienia i pasma w tym układzie). Zastanów się co należy zrobić, żeby oszacować uzysk wielokryterialny za pomocą PSPICE.

UWAGA!: We wszystkich wypadkach szacowania liczbowe wykonywać w oparciu o (pseudo!)statystykę co najmniej 300 elementową. Przed analizą wyników ostatecznych należy sprawdzić, czy zaprogramowane pseudostatystyki poszczególnych parametrów odpowiadają założeniom.

```
00 wzm operacyjny
01
02 .subckt WO 1 2 3
03 R1 1 4 .5meg
04 R2 2 1 RAF .5meg
05 R3 5 3 1
06 C1 3 0 CAF 0.032
07 E1 5 0 4 2 200k
08 .ends
09 .model RAF RES R=1 DEV/GAUSS=15%
10 .MODEL CAF CAP C=1 DEV/UNIFORM=10%
11 V1 1 0 dc 1 ac 1
12 X1 1 2 3 WO
13 R1 0 2 10k
14 R2 2 3 220k
15 .dc V1 -1u 1u .1u
16 .ac dec 100 .1 100
17 .mc 600 ac V(3) YMAX LIST OUTPUT ALL
18 .PROBE
19 .END
```



```
00 wzm operacyjny
01
02 .subckt WO 1 2 3
03 R1 1 4 .5meg
04 R2 2 1 RAF .5meg
05 R3 5 3 1
06 C1 3 0 CAF 0.032
07 E1 5 0 4 2 200k
08 .MODEL RAF RES R=1 DEV/GAUSS=15%
09 .MODEL CAF CAP C=1 DEV/UNIFORM=10%
10 .ends
11 V1 1 0 dc 1 ac 1
12 X1 1 2 3 WO
13 R1 0 2 10k
14 *R2 2 3 220k
15 .dc V1 -1u 1u .1u
16 .ac dec 100 .1 100
17 .mc 600 ac V(3) YMAX LIST OUTPUT ALL
18 .PROBE
19 .END
```

6. Przypomnij sobie układ wzmacniacza tranzystorowego RC, który miałeś samodzielnie przeanalizować (temat do samodzielnego wykonania). Zapisz topologię tego układu ale zmień nominalną wartość R_c na $6.8 \text{ k}\Omega \pm 10\%$. Następnie za pomocą analizy .WCASE określ jakiego minimalnego wzmocnienia małosygnałowego dla średnich częstotliwości można oczekiwać w takim układzie. Obejrzyj tekstowy plik wynikowy. Program poinformował Cię, że znaleziony przypadek polega na przyjęciu przez R_c skrajnej minimalnej wartości. Następnie „ręcznie” nadaj oporowi R_c przeciwną skrajną wielkość (110 wartości nominalnej%). Jakie jest teraz wzmocnienie układu?

Na koniec powróć do analizy .WCASE ale zmień za pomocą dyrektywy .OPTIONS parametr RELTOL=0.05. Zobacz wynik. Wyciągnij wnioski i spróbuj opisać zaobserwowane zachowanie symulatora. UWAGA! Użyta w tym miejscu wielkość parametru RELTOL jest **pięćdziesięciokrotnie** większa od defaultowej i może powodować zdecydowanie zbyt małą dokładność obliczeń. W nowszych wersjach PSPICE nie ma możliwości bezpośredniego ustawienia (np. VARY BY 0.05) względnej zmiany parametrów do obliczania wrażliwości cząstkowych dla celów analizy .WCASE i jest ona związana „na sztywno” z parametrem .RELTOL.

```
00 program
01 .model raf res r=1 dev/gauss=10%
02 .model caf cap c=1 dev/uniform=5%
03 .model laf ind l=1 dev/gauss=20%
04 **
05 we+ we- wy
06 .subckt wo 1 2 3
07 r1 1 4 .5meg
08 rw 4 2 RAF .5meg
09 E1 5 0 4 2 200k
10 r3 5 3 1
11 c1 3 0 caf 0.032
12 .ends
13 v1 1 0 ac 1 pulse(0 1 0 1p 1p 100u 1m)
14 r1 1 2 raf 5
15 l1 2 3 laf 6m
16 c1 3 0 caf 50u
17 .ac DEC 100 10 10k
18 .tran 10u 1m 0 10u
19 .wcase tran v(3) ymax list output all
20 .probe
21 .end
22 **cutoff_lowpass_3db(V(2)) w performance analysis
23 **SQRT(PWR(R(V(1)/I(r1)),2) + PWR(IMG(V(1)/I(r1)),2))
```

WSTEP

* pierwsza linia zbioru wejsciowego jest tytułem można ją zostawić pustą, ale nie można od razu

* zacząć zapisywać topologię układu, gdyż element w niej występujący zostałby pominięty

* dozwolone jest także użycie pustych linii dla większej przejrzystości

vinput 1 0 dc 10 ; po średniku można wpisać komentarz w tej samej linii; deklaruje źródło SEM o wartości stałoprądowej 10 V.

.op ; jest to dyrektywa analiz punktu pracy (.OP = Operating Point). Dyrektywy analiz, wprowadzania wyników, deklaracje podobwodów, funkcji, parametrów itp.

* zawsze zaczynają się od kropki. ".DC vin 1 10 1" to dyrektywa analizy stałoprądowej; opisana modelem o nazwie "10" i o tzw. współczynnika skalowania równym 1

* W wyniku wykonania analizy .OP w zbiorze wynikowym znajdują się podstawowe informacje o stanie układu - napięcia w węzłach, prądy pobierane ze źródeł napięcia itp. Gdyby w topologii analizowanego układu znajdowały się elementy nieliniowe lub elementy półprzewodnikowe raport zawierałby także informacje o podstawowych parametrach elementu w obliczonym punkcie pracy - jak prądy i napięcia końcowe, oraz parametry małosygnałowe

* ta dyrektywa powoduje zaniechanie powtarzania listingu wejściowego z zbiorze wynikowym

.options noecho

* Analiza stałoprądowa (.DC) to w zasadzie szereg wykonywanych sekwencyjnie analiz punktu pracy (.OP)

* Kondensatory (jeżeli istnieją w układzie) są rozwierane a cewki indukcyjne zwierane

* Początkowo zadana wartość źródła nie ma wpływu na te analizy

.dc vinput -5 5 .1

.print dc v(1) i(rload) i(vinput) ; ta instrukcja spowoduje wydrukowanie tabeli wartości napięć i prądów

.plot dc i(rload) i(vinput) ; a to utworzenie wykresu za pomocą znaków tekstowych

*U - jest przedrostkiem od MIKRO-

filtr dolnoprzepustowy

vin we 0 dc 10 ac 1 ; tym razem nasze źródło oprócz stałoprądowych 10V ma też składową małosygnałową AC o amplitudzie 1V

c1 wy 0 100n ; tak zgadles 100 NANO

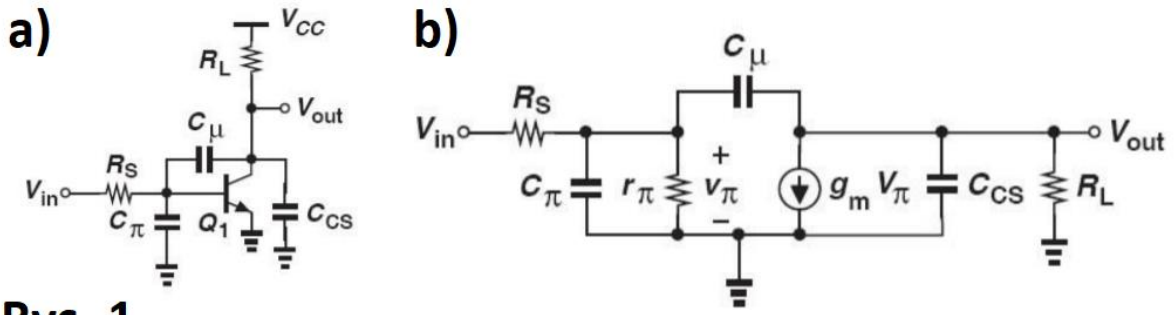
.ac dec 10 100 100k ; w celu "odkrycia" jak jeżeli używamy nazw a nie numerów węzłów czasami dla jasności konieczne jest użycie nawiasów

* W dziedzinie małosygnalowej każde napięcie i prąd jest wektorem - i może być reprezentowane za pomocą kartezjańskiego lub biegunowego układu współrzędnych. Służą do tego przyrostki $v_r(1)$ jest składowa rzeczywista a $v_i(1)$ urojona napięcia w węzle "1"

* Podobnie $v_m(1)$ i $v_p(1)$ to odpowiednio amplituda (ang. Magnitude) i faza. W domenie AC sygnał bez przyrostka to amplituda. Z kolei przyrostek DB wylicza logarytm dziesiętny z wartości i mnoży go przez 20 - czyli otrzymujemy miarę decybelowa napięcia lub prądu. DB (w odróżnieniu od R,I,P)

* może być zresztą używany w domenie stałoprądowej (DC) i procesów przejściowych (TRAN)

* AC i SIN to całkiem coś innego. Diametralna różnica występuje gdy układ jest nieliniowy (nasz nie jest).



Rys. 1

domowe 1

```

* źródło sygnału wejściowego małosygnalowego
vin in1 0 ac 1
* zmiana częstotliwości
.ac dec 10 1 10G
* generowanie danych do wykresu
.probe

* właściwy obwód wzmacniacza
Rs in1 in2 200 ; wartości i podłączenia chyba nie muszą tłumaczyć ;)
Cpi in2 0 50p
rpi in2 0 11700
Cmikro in2 out 4p
Gm out 0 in2 0 13m
Ccs out 0 2p
RL out 0 2k
.end

*****

* dołożone kondensatory
CX in2 0 108p
CY out 0 4.15p
.end

*****

```

Źródło behawioralne

```

*****
domowe 1 laplas

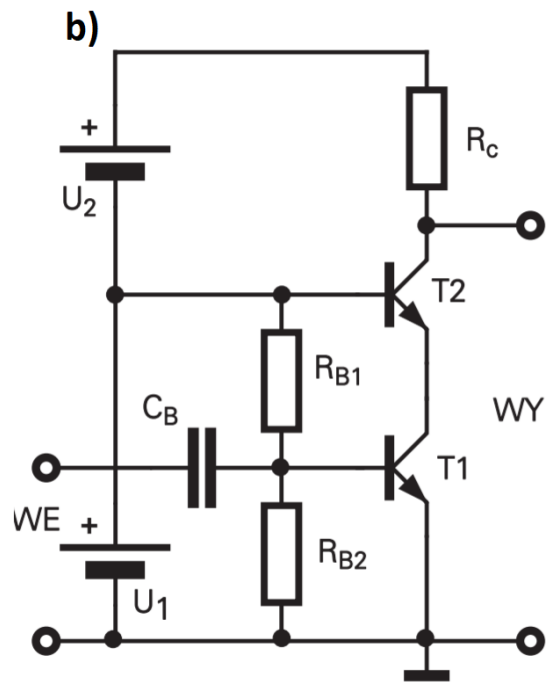
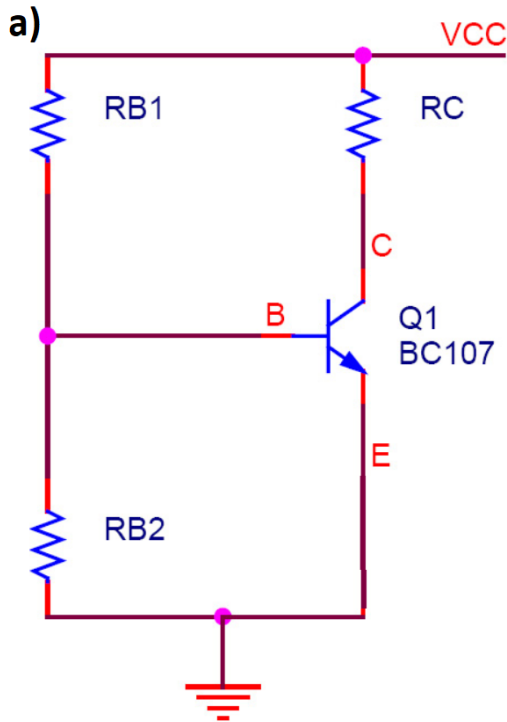
Vwe 1 0 ac 1

e2 2 0 laplace {v(1)} = {26 *(s-3.25g)/((s+25meg)*(s+330meg))}

```

```
.ac dec 10 1 10g
.probe
.end
```

+++++



OE vs kaskoda

* układ OE

```
.MODEL BC107 NPN IS =1.8E-14 ISE=5.0E-14 NF =.9955 NE =1.46 BF =400
+BR =35.5 IKF=.14 IKR=.03 ISC=1.72E-13 NC =1.27 NR =1.005 RB =.56 RE =.6
+RC =.25 VAF=80 VAR=12.5 CJE=13E-12 TF =.64E-9 CJC=4E-12 TR =50.72E-9
+VJC=.54 MJC=.33
```

```
VCC VCC 0 DC 15
RB1 VCC B 82k
RB2 B 0 27k
```

```
Q1 C B E BC107
RC VCC C 1.5k
RE E 0 750n ; niby jest tu ten rezystor ale jakby go nie było
```

```
C1 in1 B 1u
vin in1 0 ac 1
.ac dec 10 1 10G
.probe
```

.end

* kaskoda

.MODEL BC107 NPN IS =1.8E-14 ISE=5.0E-14 NF =.9955 NE =1.46 BF =400
+BR =35.5 IKF=.14 IKR=.03 ISC=1.72E-13 NC =1.27 NR =1.005 RB =.56 RE =.6
+RC =.25 VAF=80 VAR=12.5 CJE=13E-12 TF =.64E-9 CJC=4E-12 TR =50.72E-9
+VJC=.54 MJC=.33

vcc2 vcc 1 5V
vcc1 1 0 5V

Q1 0 baza1 emiter1 BC107
Q2 out1 1 emiter1 BC107
Rc vcc out1 1.5K
RB1 1 baza1 80k
RB2 baza1 0 27k
C1 baza1 input 1u

vin input 0 ac 1
.ac dec 10 1 10G
.probe

.end

Domowe 2 laplas w ua741

.subckt ua741moj 4 5 1 14 24 ;podłączony wzmacniacz operacyjny ze źródłem laplacea
e1 1000 0 laplace {v(4,5)} = {100k/(1+s/15)/(1+s/(czestotliwosc))}
rin 4 5 1meg
rout 1000 24 10

.ends

vcc1 vccplus 0 15 ;zasilanie symetryczne
vcc2 0 vccminus 15

x1 in out1 vccplus vccminus out1 ua741moj ;podłączenie wzmacniacza pętla zamknięta
rout1 out1 0 10meg ; duża wartość rezystora obciążenia

x2 in2+ in2- vccplus vccminus out2 ua741moj ;podłączenie wzmacniacza pętla otwarta
R3 0 in2- 1k
R4 in in2+ 1k
rout2 out2 0 10meg

.param czestotliwosc = 15
.step param czestotliwosc list 15 100 1000 10k 100k 1meg 10meg ;dla różnych biegunów

vin in 0 ac 1

.ac dec 1000 1 100meg ;dużo punktów na dekadę, żeby było dokładniej

```
.probe
.end
```

```
domowe_2
```

```
.subckt ua741moj 4 5 1 14 24 ;podłączony wzmacniacz operacyjny ze źródłem laplacea
    e1 1000 0 laplace {v(4,5)} = {100k/(1+s/15)/(1+s/(czestotliwosc))}
    rin 4 5 0.1meg
    rout 1000 24 10
.ends
```

```
vcc1 vccplus 0 15 ;zasilanie symetryczne
vcc2 0 vccminus 15
```

```
x1 in out1 vccplus vccminus out1 ua741moj ;podłączenie wzmacniacza pętla zamknięta
```

```
.param czestotliwosc = 15
.step param czestotliwosc list 15 100 1000 10k 100k 8meg 10meg ;dla różnych biegunów
```

```
vin in 0 sin (0 1 100meg) ;
.tran 100p 100n ;
.probe
.end
```

```
*****
```

polaryzacja

```
*****
```

```
*SIN ( VO VA FREQ TD THETA)
*Gdzie VO – wartość składowej stałej (w Voltach lub Amperach)
*VA - amplituda (w Voltach lub Amperach)
*FREQ - częstotliwość - (w Hz, wartość wbudowana f=1/TSTOP)
*TD - czas opóźnienia (w sekundach, wartość wbudowana 0.0)
*THETA – współczynnik w sekundach, wartość wbudowana 0.0)
```

```
VIN 0 B sin (0 10mV 2000000 0 0)
.model BC107 NPN(Is=40.72f Bf=407 Vaf=21.03 Ikf=1 Ise=40.72f Ne=1.305 Ikr=3.726
+ Isc=594.8p Nc=2.033 Rc=1.393 Cje=12.5p Vje=.5391 Mje=.4869 Tf=441.1p Cjc=6p
+ Mjc=.3821 Tr=114n Xtb=1.5 )
```

```
VCC VCC 0 DC 15
RB1 VCC B 82k
RB2 B 0 27k
```

```
Q1 C B E BC107
RC VCC C 1.5k
RE E 0 750
*Ce E 0 100U
Ro C 0 50k ;rezystor obciążenia
```



```
*.AC DEC 20 10 100MEG
.PROBE
```

```
*.ac dec 50 1 10G
.tran 10p 1000n ; zeby to zrobic zrodlo musi miec parametry czasowe
.end
```

Kolos 1

NETLISTA

- *Podobwód o nazwie delay (zaszyfrowany - zaznacz i wklej opis podobwoadu do swojej netlisty) po dołączeniu do końcówki o nazwie "control" działa w ten
- *sposób, że opóźnia o pewien czas prostokątny impuls wejściowy (przyjmij amplitudę 1 Volt).
- *Sprawdź za pomocą symulatora działanie tego układu i określ na podstawie analizy parametrycznej zależność wprowadzanej przez układ opóźnienia od
- *pojemności dołączonego kondensatora w zakresie jego zmian od 1nF do 100nF

```
vin in 0 pulse (0 1 0 0 0 1 10)
```

```
Xu in out control delay
```

```
c control 0 {cmod}
```

```
.param cmod=1nF
```

```
.subckt delay in out control
```

```
§CDNENCSTART
```

```
eee8c5c7a2bc4b01f045f303678664e7916da0bae22e8cb0bba041dd67c69ce448ea70148a9ac1670c8
926c1ac5057c8ccfcd77bf87ca9dc4408a63a456fd790
```

```
44bad43689914743d0ef89528d5c38aeeeb4d6de4069a42c3040dd50c2ff5316f4a17d63e11a44838af
99a9b87010134c01808e534d64b6053121572ffdbe7ee
```

```
fd83aab2ccb10f8e5d5c6a1b5a1b63a91e34fd2006658ed3520d87834cac9826423946d04cd3c2a5fa
bb3f8b2dcff696c85054c77646b10e9e09b9895f5874c
```

```
3f6fa5503f59db4609befa27ad11fd280024d804c4775bfdbc1a07234c7484c1141988e834b9eb55605
```

```
44bb69a947b32529a97d14ea6c1b15a6ca1654ed6c200
```

```
c0be64e05c4fe39a9ded5fcaa14f80ed8a0f6aaeb4d6181a9d8995937031f14c1c19f73a21262b29b03d
```

```
c7a5268871f22e77f33425ca436072e57f9a5659c3f4
```

```
§CDNENCFINISH
```

```
.ends
```

```
.tran 1n 10m ; pierwsze to ktok, drugie to czas badania
```

```
.probe
```

```
.step param Cmod 1nF 100nF 2nF
```

KOLOS 2

miller2

Vin we 0 dc 1 ac 1

C1 wy we 15pF

R1 wy we 10k

E1 wy 0 we 0 100

.ac dec 10 1 10Meg

.op

.probe

.end

milleer

**\$ENCRYPTED_LIB

**\$INTERFACE

.subckt co_to_jest 1

\$CDNENCSTART

eee8c5c7a2bc4b01f045f303678664e7916da0bae22e8cb0bba041dd67c69ce448ea70148a9ac1670c8
926c1ac5057c8ccfcd77bf87ca9dc66752f721189b7b9

be6fbf9de05b55f68c3e69d9573d0f62d604b0f4af386c2a9a314c02028eb154185491546c10d252ecd
ac006f1e0b003be9072cd2e1d0fc798372886b6b32b75

9b462e1a9b04d4bb4d67679adc8714bef5e9572a9b83b09d52cafa9b58cea98aa113615ce639746f26
bf6ac9b92683b2a881131da145ed1ca0c878acfc66e326

6e0d1f12a1bbb420e5d5c6a1b5a1b63a702d41d57be653e7c1ca36588be5ccb7ecbd01c56429614ba4
f7b28f7c485d09155a7783de844a3e33e2a2c826324603

b2512a3a160b3bd5e5d5c6a1b5a1b63a702d41d57be653e7c1ca36588be5ccb7ecbd01c56429614ba
4f7b28f7c485d09155a7783de844a3e33e2a2c826324603

\$CDNENCFINISH

.ends

X1 we co_to_jest

Vin we 0 dc 20 ac 10

.ac dec 10 1 20Meg

.probe

.end

Instrukcja 1

*R we wy 1k

*C wy 0 1uF

*Vin we 0 ac 1

*.ac dec 10 1 10Meg

*.probe

*.end

R we wy 1k

C wy 0 1uF

*VSIg we 0 SIN(0 1 158Hz)

VSIg1 we 0 PULSE(0 1 0 0 0.05mS 0.15mS)

.TRAN 1ns 5ms

.probe

.end

amp OE

.model BC107 NPN(Is=40.72f Bf=407 Vaf=21.03 Ikf=1 Ise=40.72f Ne=1.305 Ikr=3.726

+ Isc=594.8p Nc=2.033 Rc=1.393 Cje=12.5p Vje=.5391 Mje=.4869 Tf=441.1p Cjc=6p

+ Mjc=.3821 Tr=114n Xtb=1.5)

VCC VCC 0 DC 15

RB1 VCC B 82k

RB2 B 0 27k

Q1 C B E BC107

RC VCC C {RezC}

RE E 0 750

CE E 0 100uF

VIN IN 0 AC 1 SIN 0 10M 10K

CIN IN B 1U

.ac dec 10 1 200Meg

.param RezC = 500

.step param RezC 500 5k 500

.probe

.op

.end

amp OE inaczej

.model BC107 NPN(Is=40.72f Bf=407 Vaf=21.03 Ikf=1 Ise=40.72f Ne=1.305 Ikr=3.726

+ Isc=594.8p Nc=2.033 Rc=1.393 Cje=12.5p Vje=.5391 Mje=.4869 Tf=441.1p Cjc=6p
+ Mjc=.3821 Tr=114n Xtb=1.5)

VCC VCC 0 DC 15
RB1 VCC B 82k
RB2 B 0 27k
Q1 C B E BC107
RC VCC C {RezC}
RE E 0 750

CE E 0 100uF

VIN IN 0 AC 1 SIN 0 10M 10K
CIN IN B 1U
.ac dec 10 1 200Meg
.param RezC = 500
.step param RezC 500 5k 500

.probe
.op
.end

amp OE BF

.model BC107 NPN(Is=40.72f Bf=407 Vaf=21.03 Ikf=1 Ise=40.72f Ne=1.305 Ikr=3.726
+ Isc=594.8p Nc=2.033 Rc=1.393 Cje=12.5p Vje=.5391 Mje=.4869 Tf=441.1p Cjc=6p
+ Mjc=.3821 Tr=114n Xtb=1.5)

VCC VCC 0 DC 15 ; LITERAŁ „VCC” W PIERWSZYM WYSTAPIENIU
*OZNACZA NAZWE ZRODŁA NAPIĘCIA A W DRUGIM ETYKIETE WEZŁA!

RB1 VCC B 82k
RB2 B 0 27k
Q1 C B E BC107
RC VCC C 1.5k
RE E 0 750

* ZAPISANO SAMA STRUKTURĘ, TRZEBA UZUPELNIC WARTOŚCI R(B1,B2,C,E)
* W NETLISCIE MUSI SIĘ TAKŻE ZNALEZC DYREKTYWA MODELU

.DC NPN BC107(BF) 200 400 10
.probe
.op
.end

.model BC107 NPN(Is=40.72f Bf=407 Vaf=21.03 Ikf=1 Ise=40.72f Ne=1.305 Ikr=3.726
+ Isc=594.8p Nc=2.033 Rc=1.393 Cje=12.5p Vje=.5391 Mje=.4869 Tf=441.1p Cjc=6p
+ Mjc=.3821 Tr=114n Xtb=1.5)

VCC VCC 0 DC 15 ; LITERAŁ „VCC” W PIERWSZYM WYSTAPIENIU
*OZNACZA NAZWE ZRODŁA NAPIĘCIA A W DRUGIM ETYKIETE WEZŁA!
rb1 vcc b {100k*suwak}
rb2 b 0 {100k*(1-suwak)}

Q1 C B 0 BC107
RC VCC C 1.5k
.param suwak =.953
*.step param suwak 0.95 0.96 0.001
.DC NPN BC107(BF) 200 400 10
.probe
.op
.end

amp OE

.model BC107 NPN(Is=40.72f Bf=407 Vaf=21.03 Ikf=1 Ise=40.72f Ne=1.305 Ikr=3.726
+ Isc=594.8p Nc=2.033 Rc=1.393 Cje=12.5p Vje=.5391 Mje=.4869 Tf=441.1p Cjc=6p
+ Mjc=.3821 Tr=114n Xtb=1.5)

VCC VCC 0 DC 15 ; LITERAŁ „VCC” W PIERWSZYM WYSTAPIENIU
*OZNACZA NAZWE ZRODŁA NAPIĘCIA A W DRUGIM ETYKIETE WEZŁA!
RB1 VCC B 82k
RB2 B 0 27k
Q1 C B E BC107
RC VCC C 1.5k
RE E 0 750
* ZAPISANO SAMA STRUKTURĘ, TRZEBA UZUPELNIC WARTOŚCI R(B1,B2,C,E)
* W NETLISCIE MUSI SIĘ TAKŻE ZNALEZĆ DYREKTYWA MODELU

.DC TEMP 0 100 1
.probe
.op
.end

.model BC107 NPN(Is=40.72f Bf=407 Vaf=21.03 Ikf=1 Ise=40.72f Ne=1.305 Ikr=3.726
+ Isc=594.8p Nc=2.033 Rc=1.393 Cje=12.5p Vje=.5391 Mje=.4869 Tf=441.1p Cjc=6p
+ Mjc=.3821 Tr=114n Xtb=1.5)

VCC VCC 0 DC 15 ; LITERAŁ „VCC” W PIERWSZYM WYSTAPIENIU
*OZNACZA NAZWE ZRODŁA NAPIĘCIA A W DRUGIM ETYKIETE WEZŁA!
rb1 vcc b {100k*suwak}
rb2 b 0 {100k*(1-suwak)}

Q1 C B 0 BC107
RC VCC C 1.5k
.param suwak =.953
*.step param suwak 0.95 0.96 0.001
.DC TEMP 0 100 1

.probe
.op
.end

Zadanko ze stronki

*model tranzystora:

.model BC107 NPN(Is=40.72f Bf=407 Vaf=21.03 Ikf=1 Ise=40.72f Ne=1.305 Ikr=3.726
+ Isc=594.8p Nc=2.033 Rc=1.393 Cje=12.5p Vje=.5391 Mje=.4869 Tf=441.1p Cjc=6p
+ Mjc=.3821 Tr=114n Xtb=1.5)

*POLECENIE 1

*Identyfikacja parametrów modelu tranzystora:

- * Is - prąd nasycenia dla temperatury odniesienia
- * Bf - wzmocnienie prądowe dla pracy normalnej tranzystora
- * Vaf - napięcie Early'ego dla pracy normalnej tranzystora
- * Ikf - prąd załamania dla pracy normalnej tranzystora
- * Ise - prąd upływu złącza baza-emiter
- * Ne - współczynnik emisji dla prądu Ise
- * Ikr - prąd załamania dla pracy inwersyjnej tranzystora
- * Isc - prąd upływu złącza baza-kolektor
- * Nc - współczynnik emisji prądu upływu złącza baza-kolektor
- * Rc - oporność szeregową obszaru kolektora
- * Cje - pojemność złączowa baza-emiter przy zerowej polaryzacji
- * Vje - potencjał złączowy baza-emiter
- * Mje - wykładnik potęgowy opisujący profil złącza baza-emiter
- * Tf - efektywna wartość czasu przelotu nośników dla pracy normalnej tranzystora
- * Cjc - pojemność złącza baza-kolektor przy zerowej polaryzacji
- * Mjc - współczynnik potęgowy pojemności złącza baza-kolektor
- * Tr - czas przelotu nośników ładunku dla pracy inwersyjnej tranzystora
- * Xtb - wykładnik temperaturowy współczynników BF i BR

*POLECENIE 2

*Układ polaryzacji tranzystora:4

VIN IN1 0 AC 1 SIN 0 {wartoscAmplitudy} 10K

CIN IN B 1U

VCC VCC 0 DC 15 ;pierwszy literał VCC oznacza źródło zasilania, a druga etykieta
oznacza węzeł zasilania

RB1 VCC B 82k ;górny rezystor dzielnika polaryzującego baze tranzystora

RB2 B 0 27k ;dolny rezystor dzielnika polaryzującego baze tranzystora

Q1 C B E BC107 ;tranzystor

* RC VCC C 1.5k ;rezystor kolektorowy

RC VCC C {wartoscC} ;rezystor kolektorowy do polecenia 5

RE E 0 750 ;rezystor emiterowy

RO C 0 50k

*** POLECENIE 3**

* Porównanie punktu pracy układu OE bez i z sprzężeniem emiterowym:

* konstrukcja dzielnika:

;RB1 VCC B {100k*potencjometr}

;RB2 B 0 {100k*(1-potencjometr)}

;.param potencjometr = 0.5

** .step param suwak 0.01 .99 0.01 ; daje bardzo duży plik .out

;.dc param potencjometr 0.01 0.99 0.01

.OP

.PROBE

;.DC TEMP 0 100 1

;.PRINT DC I(RC) V(c) V(e) I(RB1) I(RB2) ;wartości punktu pracy tranzystora

*** POLECENIE 3 dalej**

*.DC NPN BC107(BF) 200 400 10 ; IC(q1) v(c,e)

*** POLECENIE 4**

* VIN IN 0 AC 1 SIN 0 10M 10K ;napisane tam wyżej

* CIN IN B 1U

;Zbadajmy charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza

;.AC DEC 20 10 100MEG

CE E 0 100u ; bez tego pokazuje wzmocnienie 2V, z tym 200V no i elko

Rwe IN IN1 200 ; dorzucenie rezystancji wyjściowej generatora

* Przy czysto napięciowym sterowaniu ($R_g=0$) wzmocnienie układu WE i WB są takie same ($g_m \cdot RC$)

* Jako uzupełnienie – możesz próbować dołączyć pasożytnicze pojemności montażowe rzędu pojedynczych pF pomiędzy dowolne węzły w układzie.

* Tylko pojemność pomiędzy wejściem i wyjściem wzmacniacza (baza-kolektor) będzie w znaczący sposób wpływała dodatkowo na zmniejszanie się górnej częstotliwości granicznej

.param wartoscC = 500;

*.step param wartoscC 500 5000 100 ; tu pokazuje duuuuzo na wykresie

*.dc param wartoscC 500 5000 100 ; <== to gdy chcemy mieć na poziomej wartosc RC

* można też na osi poziomej dać wartość Rc a na pionowej max(V(out))

* na pionowej V(c,e)

* na pionowej IC(Q1)

*** POLECENIE 6**

.param wartoscAmplitudy = 10m

.tran 10n 0.5m 0 100n ; TSTEP TSTOP TSTART TINCR UIC(optional)

.step param wartoscAmplitudy 1m 50m 5m

* Ponieważ wypada użyć określenia napięcia węzłowego V(C) lub V(in) V(out) PSPICE wyrażenie w nawiasach

* będzie się starał traktować jako nazwę elementu - gdyby w układzie występował kondensator o nazwie C to policzony rozkład

* harmonicznycy nie dotyczylyby napiecia na kolektorze tranzystora ale roznicy napiec na koncowkach kondensatora C!!
* Zeby jednoznacznie wskazac, ze literal okresla nazwe/etykiete wezla nalezy objac go nawiasem wkwadratowym

.FOUR 10k v([in]) V([c]) ; to liczy nam THD

.end

Lab4

noeweeego

vcc1 vccplus 0 15
vcc2 0 vccminus 15

rc1 vccplus c1 3.3k
rc2 vccplus c2 3.3k

q1 c1 b1 e BC107
q2 c2 b2 e BC107

re e vccminus 6.8k

rb1 b1 input1 1k
rb2 b2 input2 1k

*vin input 0 ac 1
*.ac dec 10 1 10G
vin1 input1 0 sin(0 10m 1k)
vin2 input2 0 sin(0 -10m 1k)
*.dc vin1 -5 15 0.01
.probe
.tran 10u 10m 0 1u

.model BC107 NPN(Is=40.72f Bf=407 Vaf=21.03 Ikf=1 Ise=40.72f Ne=1.305 Ikr=3.726
+ Isc=594.8p Nc=2.033 Rc=1.393 Cje=12.5p Vje=.5391 Mje=.4869 Tf=441.1p Cjc=6p
+ Mjc=.3821 Tr=114n Xtb=1.5)

.end

Lab 6 rozrzut elementów

blabla

```
;.option distribution = dzien_dziecka
;.MODEL RMOD1 RES R=1 LOT=5%
;.MODEL CMOD1 CAP C=1 LOT/GAUSS=5%
;V1 1 0 ac 1
;R1 1 2 RMOD1 1k
;C1 2 0 CMOD1 1n
;.ac DEC 100 1 10meg
;.distribution dzien_dziecka (-1,0) (-0.5,1) (0,0) (0.5,1) (1,0)
;.MC 300 ac I(V1) YMAX LIST OUTPUT ALL
;.probe
```

```
;.option distribution = dzien_dziecka
;.MODEL RMOD1 RES R=1 LOT=5%
;V1 1 0 ac 1
;R1 1 0 RMOD1 1k
;.dc V1 -10 10 1
;.distribution dzien_dziecka (-1,0) (-0.5,1) (0,0) (0.5,1) (1,0)
;.MC 3000 dc V(1) YMAX LIST OUTPUT ALL
;.probe
```

```
;.option distribution = dzien_dziecka
;.MODEL RMOD1 RES R=1 LOT=5%
;V1 1 0 ac 1
;R1 1 2 rmod1 1k
;R2 2 3 rmod1 1k
;R3 3 4 rmod1 1k
;R4 4 0 rmod1 1k;
;.distribution dzien_dziecka (-1,0) (-0.5,1) (0,0) (0.5,1) (1,0)
;.dc V1 -10 10 1
;.MC 3000 dc V(1) YMAX LIST OUTPUT ALL
;.probe
```

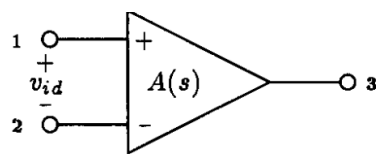
```
.model BC107 NPN(Is=40.72f dev=20% Bf=407 dev=30% Vaf=21.03 dev=10% Ikf=1 Ise=40.72f
Ne=1.305 Ikr=3.726
+ Isc=594.8p Nc=2.033 Rc=1.393 Cje=12.5p Vje=.5391 Mje=.4869 Tf=441.1p Cjc=6p
+ Mjc=.3821 Tr=114n Xtb=1.5 )
vcc vcc 0 15
vff vff 0 -15
RC1 vcc C1 tht 3K
RC2 vcc C2 tht 3K
.model tht res r=1 dev=5%
Q1 C1 B1 E BC107
```

```

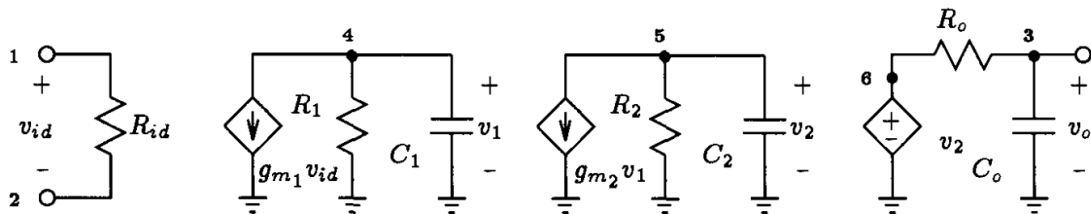
Q2 C2 B2 E BC107
IEe E VFF 2.1M
VB1 B1 0
VB2 B2 0
.DC VB1 -1 1 1M
.mc 500 dc v([c1]) ymax output all
.PROBE
.END

```

OPAMP



(a)



```

.subckt opamp 1 2 3
* open-loop amplifier configuration
* connections: 1 2 3
*      |||
*      in+ ||
*      in- |
*      out
* first stage
Rid 1 2 1MegOhm
Gm1 4 0 1 2 5m
R1 4 0 16k
C1 4 0 100pF
* second stage
Gm2 5 0 4 0 40m
R2 5 0 32k
C2 5 0 5pF
* output buffer stage
E3 6 0 5 0 1
Ro 6 3 100
Co 3 0 160pF
.ends opamp

```

UŻYWANIE OPAMAPA

leniwy

.param opor 1k

* jak wyrzucimy R1 to mamy wrótnik

X1 1 2 3 opamp

R2 2 3 100k

*R1 2 0 1k

*R1 2 0 {opor}

V1 1 0 ac 1 pulse (1p 10mV 0 100p 10p 1n 1)

*.step dec param opor 1k 100k 3

.subckt opamp 1 2 3

* open-loop amplifier configuration

* connections: 1 2 3

* | | |

* in+ | |

* in- |

* out

* first stage

Rid 1 2 1MegOhm

Gm1 4 0 1 2 5m

R1 4 0 16k

C1 4 0 100pF

*C1 4 0 1u

* second stage

Gm2 5 0 4 0 40m

R2 5 0 32k

C2 5 0 5pF

* output buffer stage

E3 6 0 5 0 1

Ro 6 3 100

Co 3 0 160pF

*miedzy pierwszym a drugim stopniem transkonduktacyjnym

C6 4 5 80p

.ends opamp

.ac dec 50 1 10G

*.tran 10p 100n ; zeby to zrobic zrodlo musi miec parametry czasowe

.probe

.end

.param opor1 1k

*** jak wyrzucimy R1 to mamy wrórnik**

X1 1 2 3 opamp1

R2 2 3 100k

***R1 2 0 1k**

***R1 2 0 {opor}**

V1 1 0 ac 1 pulse (1p 10mV 0 100p 10p 1n 1)

***.step dec param opor 1k 100k 3**

.subckt opamp1 1 2 3

*** open-loop amplifier configuration**

*** connections: 1 2 3**

*** | | |**

*** in+ | |**

*** in- |**

*** out**

*** first stage**

Rid 1 2 1MegOhm

Gm1 4 0 1 2 5m

R1 4 0 16k

***C1 4 0 100pF**

C1 4 0 1u

*** second stage**

Gm2 5 0 4 0 40m

R2 5 0 32k

C2 5 0 5pF

*** output buffer stage**

E3 6 0 5 0 1

Ro 6 3 100

Co 3 0 160pF

***miedzy pierwszym a drugim stopniem transkonduktacyjnym**

***C6 4 5 80p**

.ends opamp1

.ac dec 50 1 10G

.tran 10p 100n ; zeby to zrobic zrodlo musi miec parametry czasowe

.probe

.end

WZM. SUMACYJNE

We wzmacniaczu różnicowym na tranzystorach PNP $R_{c1}=R_{c2}=4,7k$, $U_{cc}=-15V$, $U_{ee}=15V$, $I=2mA$. Wyznaczyć zależność k_{us} od rezystancji źródła prądowego. Podać, dla jakiej wartości R_I $k_{us}=0,012$.

netlista:

```
wzmacniacz roznicowy PNP
.model TRANZYSTOR PNP
Vcc Vcc 0 DC -15V
Vee Vee 0 DC 15V
Q1 C1 B1 E TRANZYSTOR
Q2 C2 B2 E TRANZYSTOR
Rc1 Vcc C1 4k7
Rc2 Vcc C2 4k7
RE E Vee {RI}
.param RI = 1MEG
IE E Vee -2mA
V1 B1 0 DC 0 AC 1V
V2 B2 0 DC 0 AC 1V
.AC DEC 20 1hz 1khz
.step param RI 10k 100k 5k
.op
.probe
.end
```

$k_{us}=0,012$

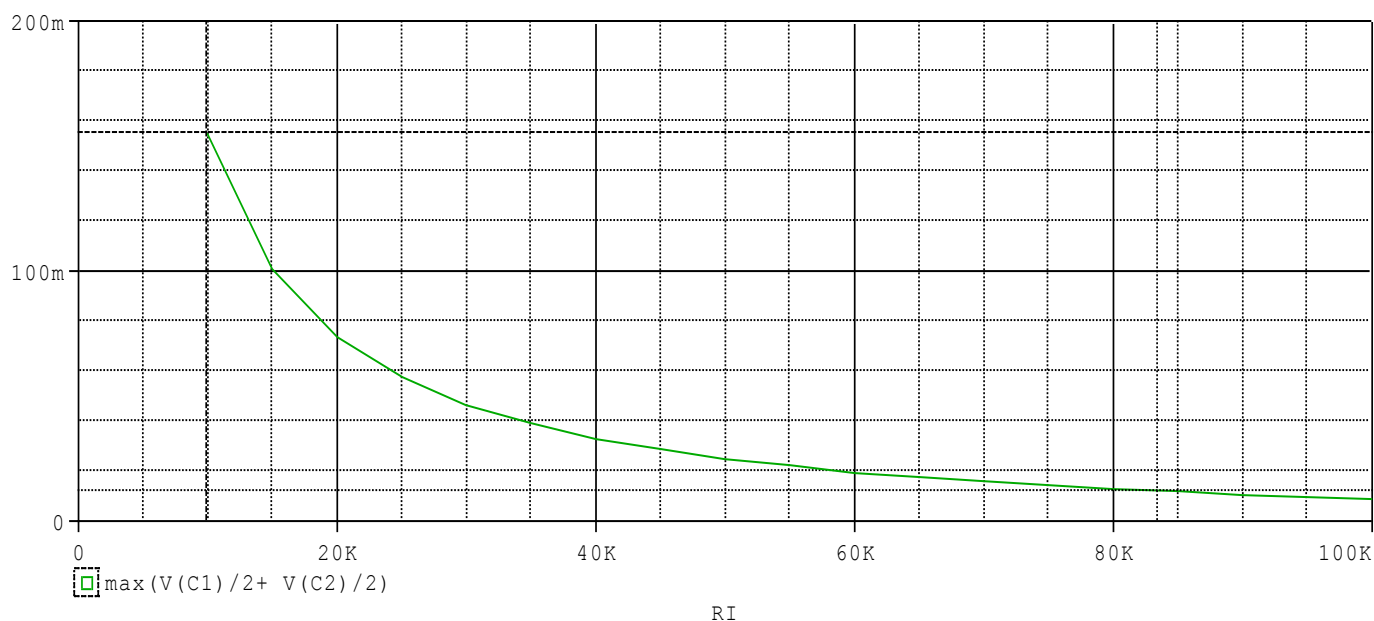
$k_{us} = V(C1)/2 + V(C2)/2$

Wzór się upraszcza, dlatego że steruję napięciem sumacyjnym $+1V$.

Pożądana wartość k_{us} 0,012 przekłada się (przy sterowaniu $U_s = 1V$) na 12mV U wyjściowego sumacyjnego $(V(C1)/2 + V(C2)/2)$.

Aby zmierzyć zależność k_{us} od R_I korzystam z Performance analysis.

Poszukuję takiej wartości R_I , dla której $\text{Max}(V(C1)/2+V(C2)/2)$ w performance analysis osiągnie 12 mV.



Można odczytać z kursorów, że $k_{us} = 0,012$ dla $R_I = 83,45k$.

WZM. RÓŻNICOWE

netlista:

kur

.MODEL TRANZYSTOR PNP

VCC 1 0 -15V

VEE 6 0 9V

VIN WE1 0 dc 1

EIN2 WE2 0 WE1 0 -1

.PARAM i = 1m

IE 6 4 {i}

RE 4 6 1meg

R1 1 WY1 1.5k

R2 1 WY2 1.5K

Q1 WY1 WE1 4 TRANZYSTOR

Q2 WY2 WE2 4 TRANZYSTOR

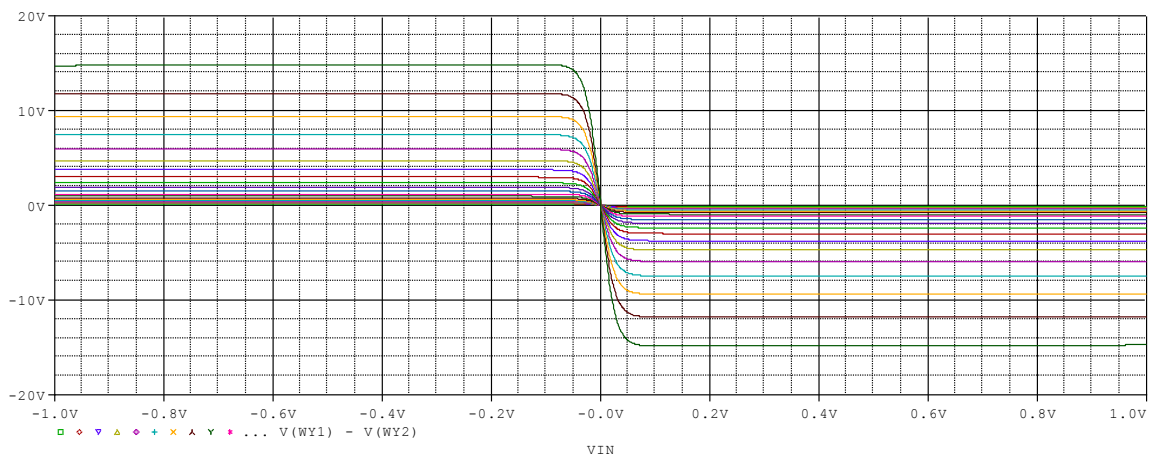
.STEP dec PARAM i 0.1m 2m 10

.dc VIN -1 1 0.001

.probe

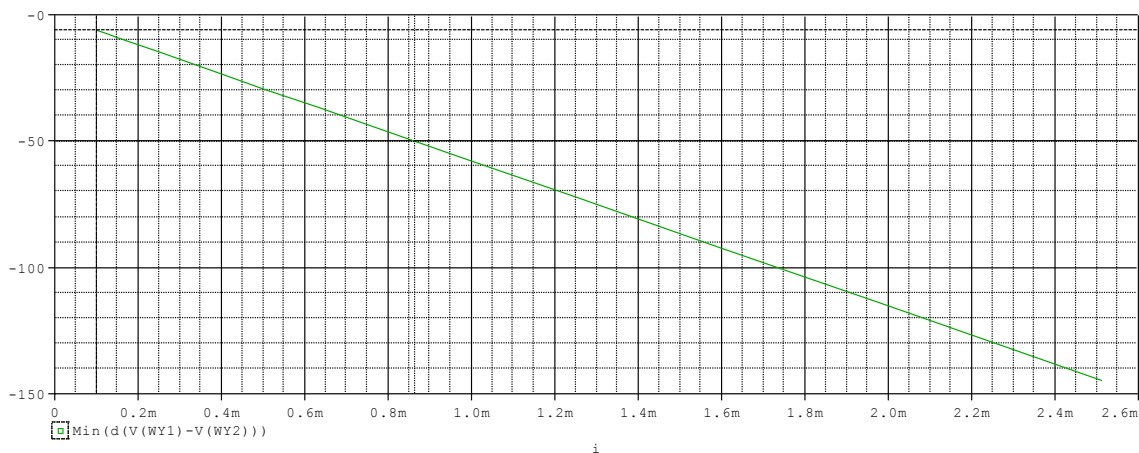
.end

Charakterystyki przejściowe wzmacniacza:



Wzmocnienie jest największym nachyleniem charakterystyki, więc w następnym kroku korzystam z pochodnej.

Wyznaczam prąd źródła za pomocą performance analysis, używając kursorów:



Wzmocnienie różnicowe wynosi -50 dla prądu źródła około 0,86mA.

THD

Jak znaleźć:

View->Output File

dla ułatwienia:

Edit->Find...

wpisać: DISTORTION

i 'Mark All'

potem zawężać w symulacji parametr tam, gdzie THD zbliża się do oczekiwanej wartości, wartość parametru jest podana w linijce (kilkanaście linijek wyżej):

CURRENT STEP PARAM USIN

Zamodelować wzmacniacz operacyjny o wzmocnieniu $ku_0=100$ V/mV i charakterystyce częstotliwościowej z jednym biegunem dla $f_0=10$ Hz. Dodatkowo wzmacniacz powinien wykazywać ograniczenie napięcia wyjściowego na poziomie $\pm 13,5$ Volt. Dla wzmacniacza o wzmocnieniu $ku=-30$ dobrać maksymalną amplitudę sygnału sinusoidalnego o $f=10$ kHz aby zniekształcenia nieliniowe nie przekraczały 0,5%.

Modeluję wzmacniacz operacyjny jako źródło napięcia sterowane różnicą napięć między wejściami + i -. Nie korzystam ze zwykłego źródła sterowanego, tylko z LAPLACE, ponieważ należy jeszcze uwzględnić pasmo wzmacniacza z otwartą pętlą.

$f_0 = 10$ Hz stąd $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0 = 2 \cdot 3.14 \cdot 10 = 62.8$.

$ku_0 = 100$ V/mV = 100000 V/V.

Wzmacniacz będzie miał wejście "minus", + na masie, bo układ ma być odwracający.

Ponieważ na wyjściu napięcie ma być ograniczone, zamodeluje to jako źródło TABLE, które będzie miało char. liniową o nachyleniu 1 a dla ± 13.5 V będzie obcinać sygnał.

Model całego wzmacniacza:

Operacyjny b 0 LAPLACE {V(0, minus)} {100k/(1+s/62.8)}

Eograniczenie wyjście 0 TABLE {V(b)} = (-13.5, -13.5) (13.5, 13.5)

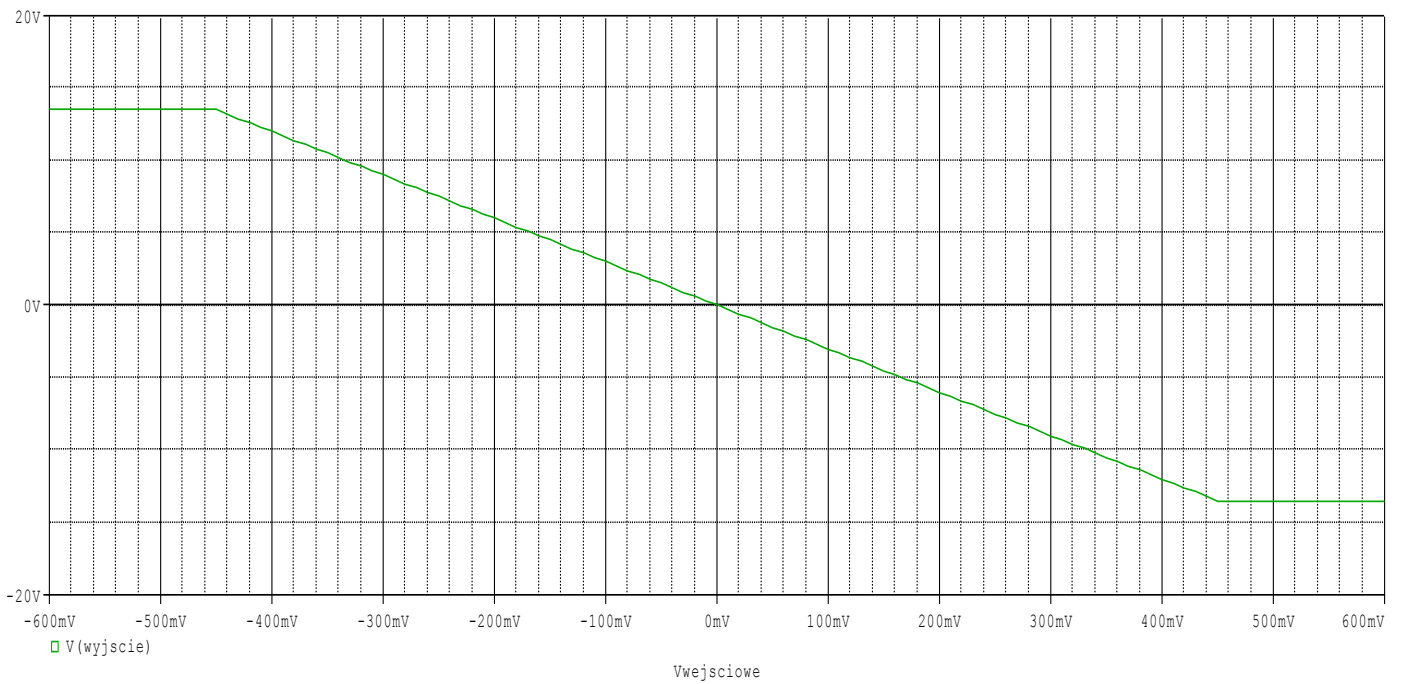
Dodaję rezystory R1 i R2 w konfiguracji odwracającej, $ku = -30$:

R1 wejście minus 1k

R2 minus wyjście 30k

Sprawdzenie charakterystyki stałoprądowa wzmacniacza za pomocą analizy DC:

.DC Vwejsciove -600m 600m 10m

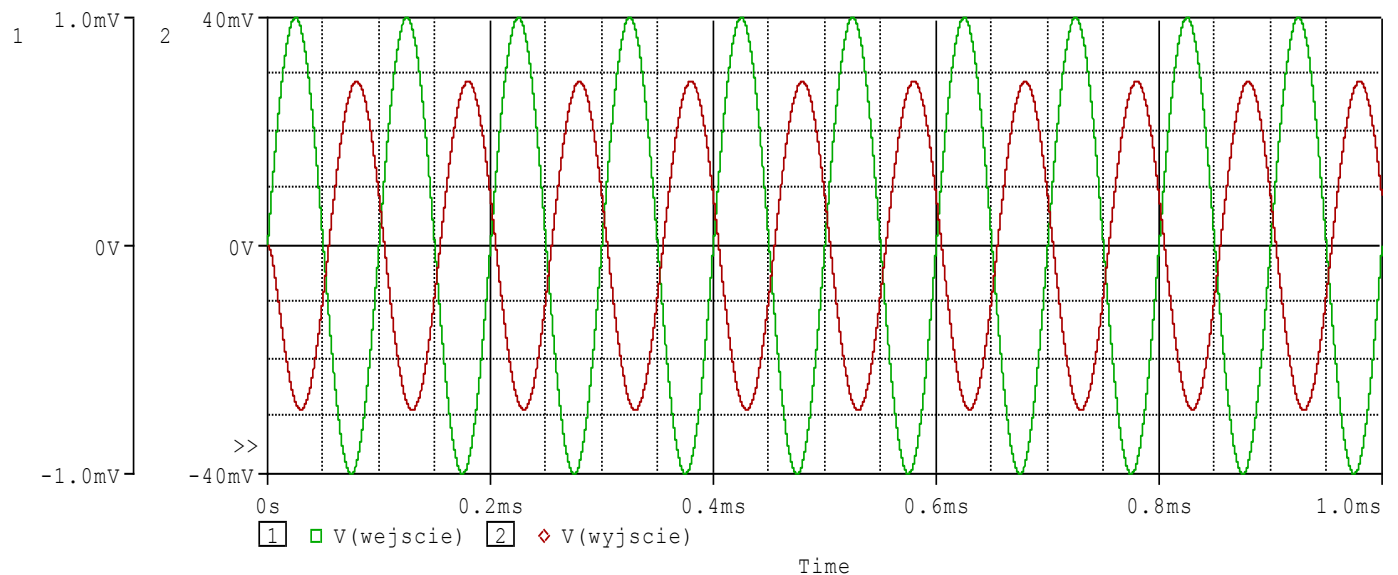


Jest tak jak w treści zadania - wzmacnienie -30 V/V i obcinanie na poziomie $\pm 13.5 \text{ V}$.

W sinusoidalnym źródle sygnału ustaląm parametr amplitudy:

**Vwejsciove wejście 0 DC 0V AC 0V SIN 0V {Usin} 10kHz
 .param Usin = 1mV**

Dla sprawdzenia układu korzystając z tran wykreśląm odpowiedź układu na sinus 10kHz o amplitudzie 1mV (na tle przebiegu wejściowego):



Widać, że układ odwraca fazę i wzmacnia około 30-krotnie.

Aby wystąpiły zniekształcenia harmoniczne, amplituda napięcia wejściowego musi przekroczyć wartość $13,5/30=450 \text{ mV}$.

Zmieniam więc amplitudę – najpierw w zakresie 450-500mV i za pomocą analiz TRAN i FOUR badam THD.

Netlista:

Układ odwracający

Eoperacyjny b 0 LAPLACE {V(0, minus)} {100k/(1+s/62.8)}

Eograniczenie wyjscie 0 TABLE {V(b)} = (-13.5, -13.5) (13.5, 13.5)

R1 wejscie minus 1k

R2 minus wyjscie 30k

Vwejsciove wejscie 0 DC 0V AC 0V SIN 0V {Usin} 10kHz

.param Usin = 1mV

.step param Usin 450mV 500mV 10mV

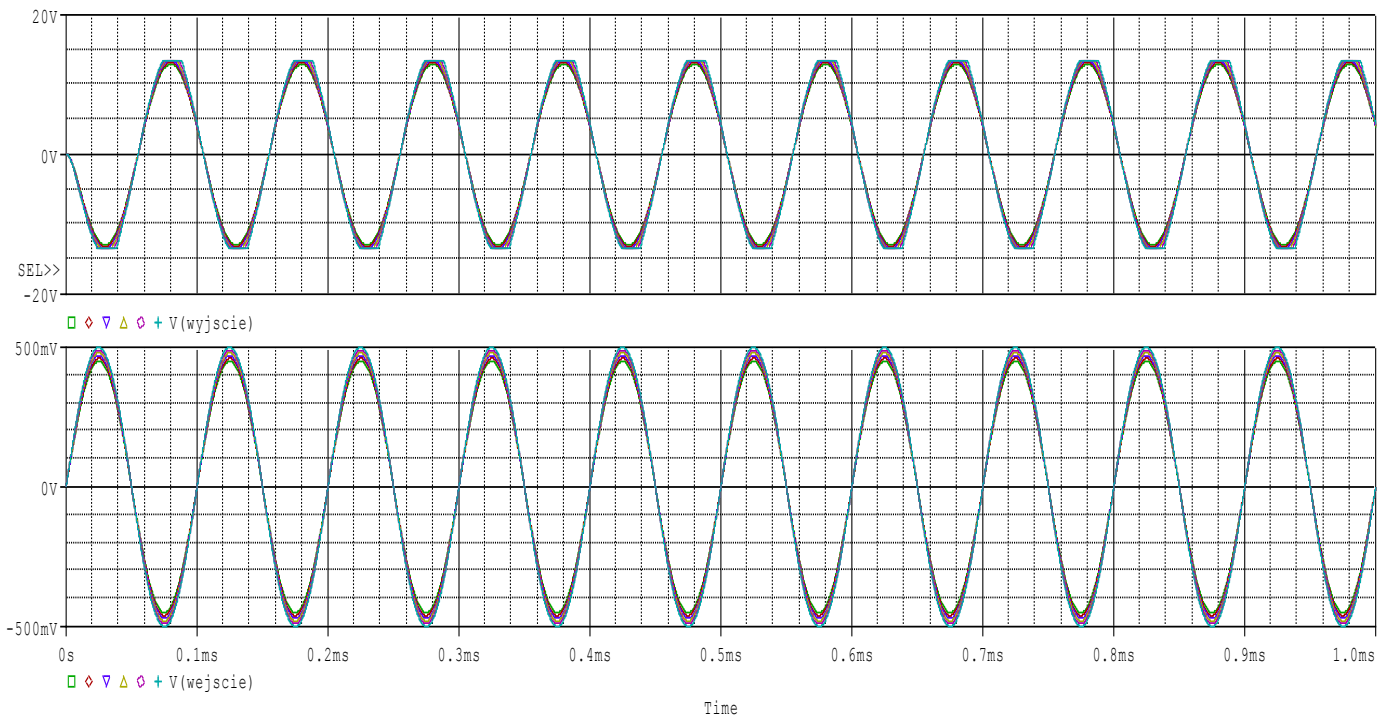
.tran 0.01u 10e-4 0 0.01u

.FOUR 10kHz V([wyjscie])

.probe

.end

Wykresy na wyjściu i wejściu z analizy TRAN:



Na górnym wykresie z napięciem wyjściowym widoczne jest „ucinanie” przebiegu sinusoidalnego.

Odczytuję, że dla 470mV:

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.919130E-02 PERCENT

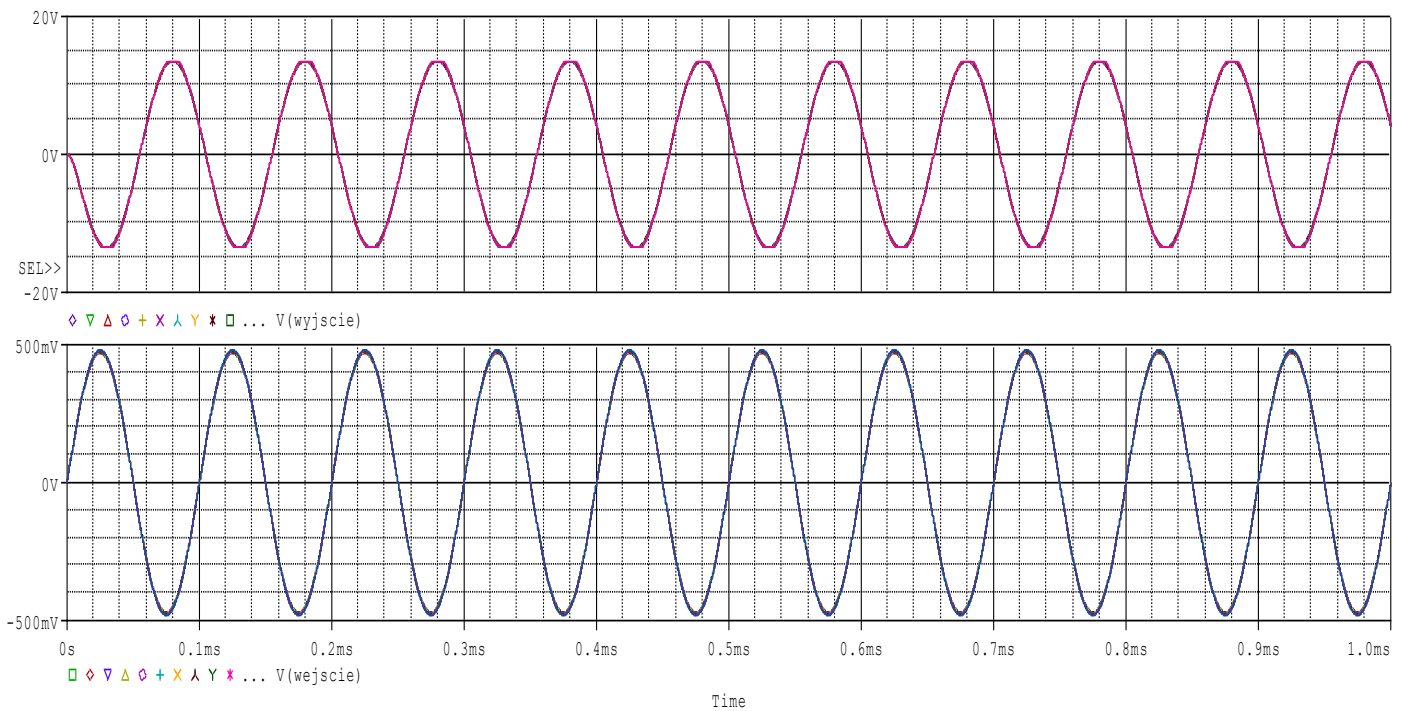
a dla 480mV:

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 9.700478E-01 PERCENT

Wartość 0,5% znajduje się w tym zakresie, więc zawężam parametr:

.step param Usin 470mV 480mV 1mV

Wykresy z analizy TRAN:



Dla 476mV

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.909670E-01 PERCENT

Dla 477mV

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 6.027925E-01 PERCENT

Czyli THD nie przekracza 0,5% dla amplitud mniejszych bądź równych 476mV.

PRZETWORNICA IMPULSOWA

netlista:

przetwornica

```
.MODEL 1N4148 D(Is=5.84n N=1.94 Rs=.7017 Ikf=44.17m Xti=3 Eg=1.11 Cjo=.95p  
+ M=.55 Vj=.75 Fc=.5 Isr=11.07n Nr=2.088 Bv=100 Ibv=100u Tt=11.07n)
```

```
Vwe WE 0 PULSE(-1 15 0.5m 1n 1n {pw} 0.5m)
```

```
.param pw 0.01m
```

```
D1 WE X 1N4148
```

```
D2 0 X 1N4148
```

```
L1 X WY 100m
```

```
C1 WY 0 100u
```

```
R1 WY 0 100
```

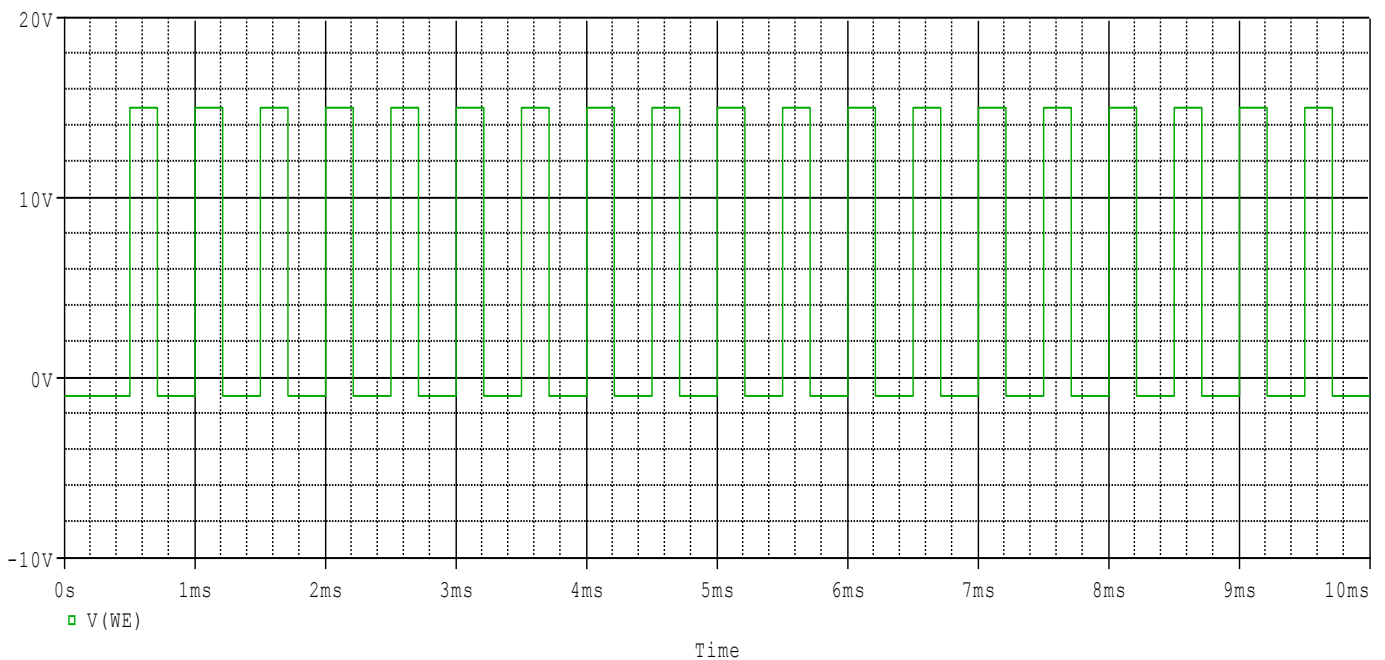
```
.tran 0.1m 500m 0
```

```
.step param pw 0.01m 0.45m 0.1m
```

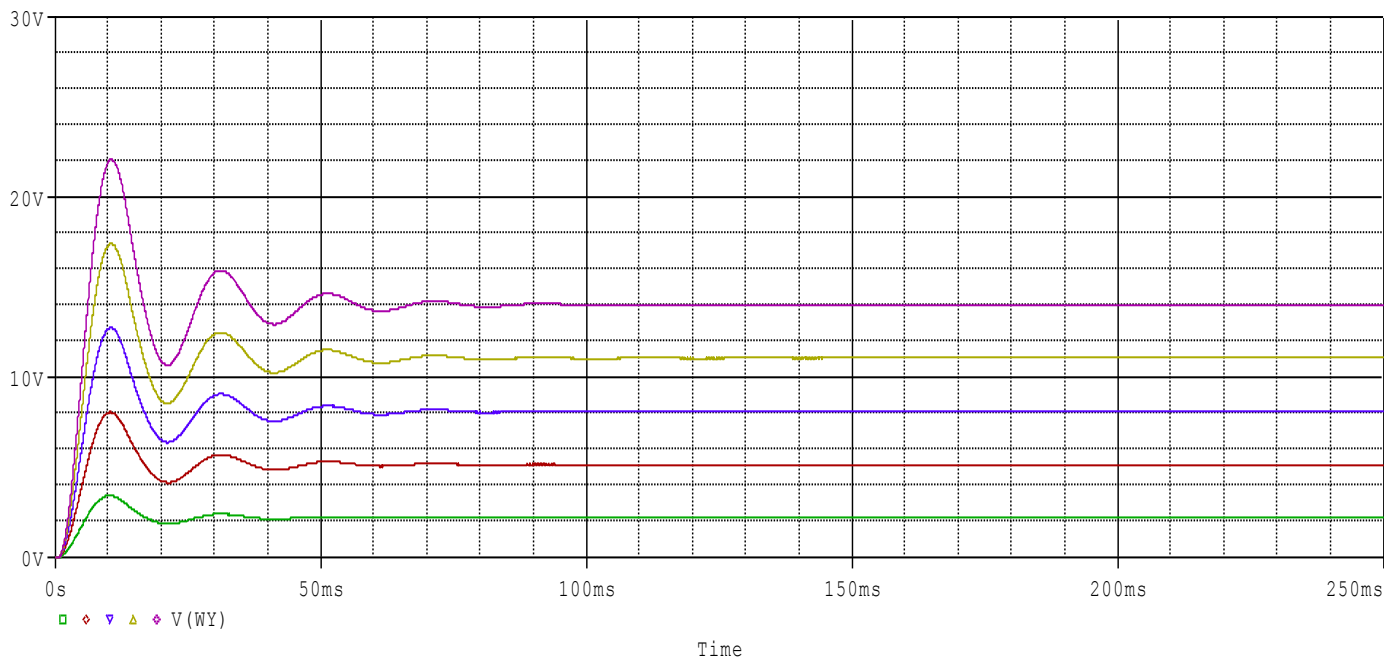
```
.probe
```

```
.end
```

Sprawdzam jeden z sygnałów wejściowych:



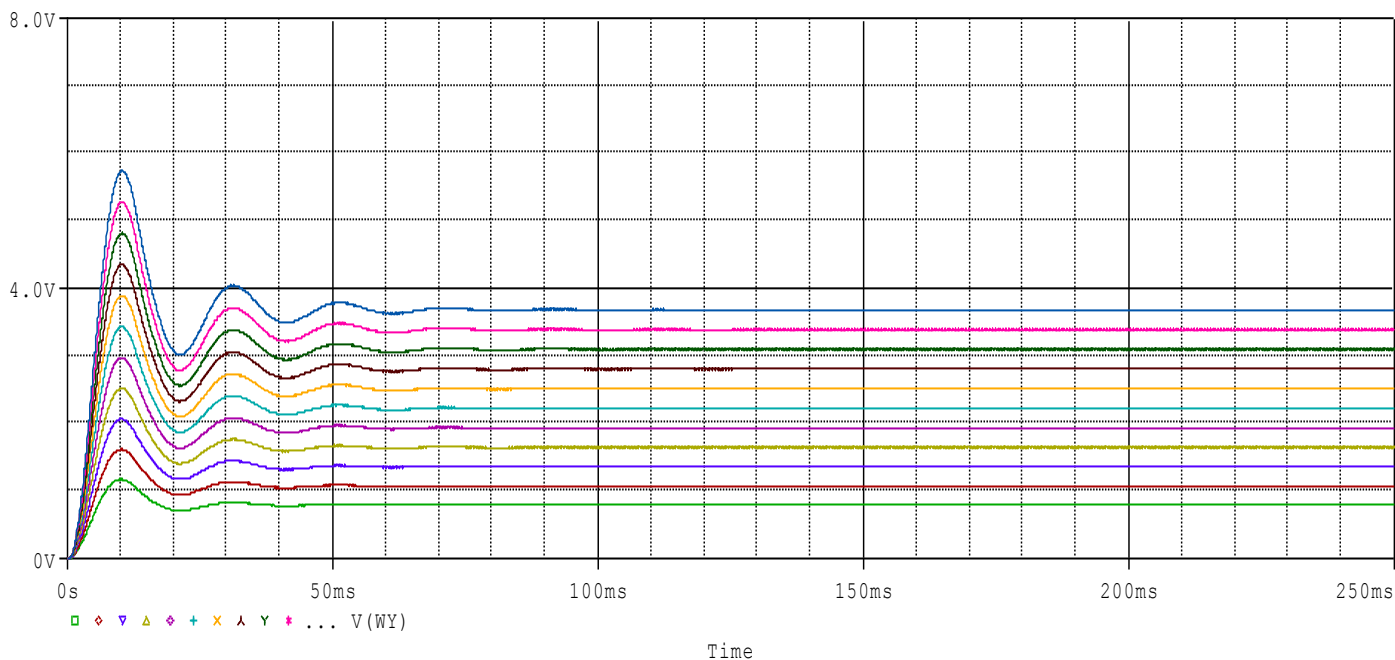
Wykreślam napięcie wyjściowe w funkcji czasu dla kilku parametrów czasu trwania impulsu z przedziału od 0 do 250ms:



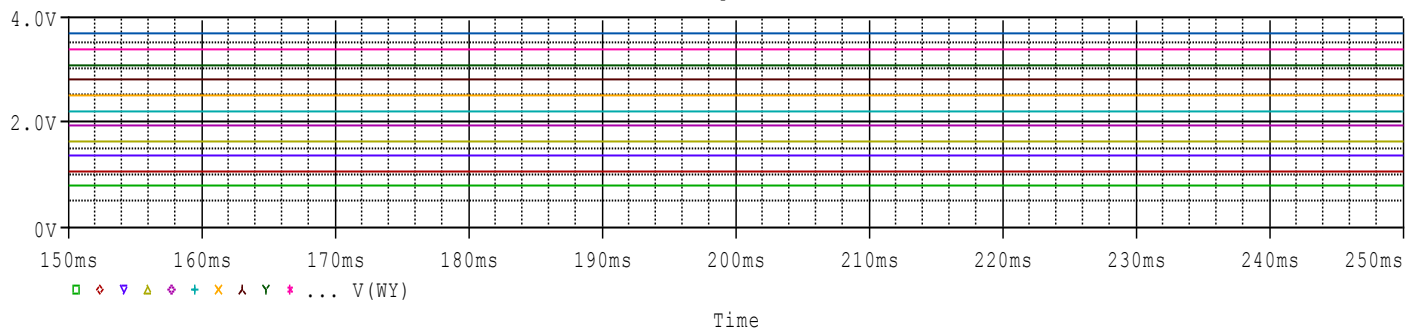
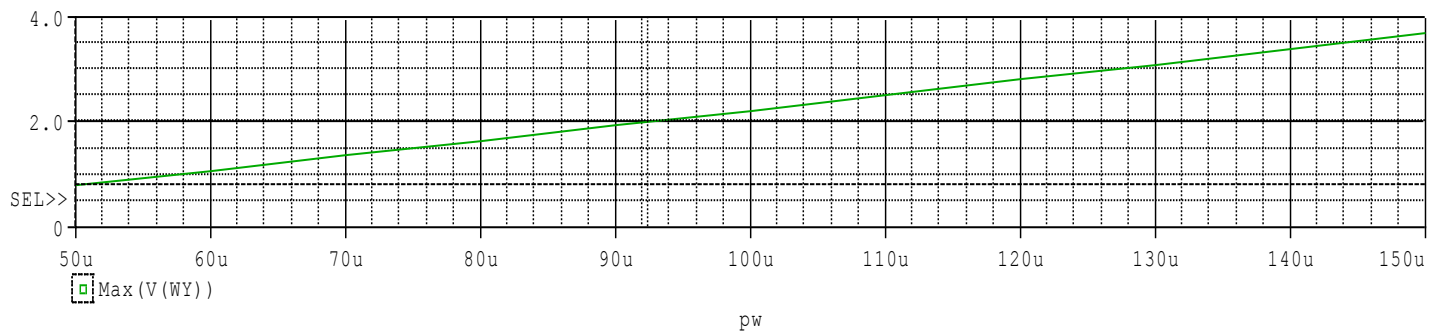
Zauważam, że oczekiwane napięcie 2V na wyjściu jest nieco poniżej zielonego wykresu. Po odczytaniu wartości dla niego, zawęząm parametr:

.step param pw 0.05m 0.15m 0.01m

I otrzymuję następujące wykresy:



Teraz przeprowadzam analizę tran od 150ms do 250ms, aby mierzyć napięcie po jego ustaleniu. Włączam performance analysis:



Za pomocą kursorów odczytuję wartość szerokości impulsu dla $U_{wy}=2V$: 0,092ms. Wyliczam, że współczynnik wypełnienia wynosi **18,4%**.

UKŁAD POTENCJOMETRYCZNY

Zaproponuj elementy układu potencjometrycznego ze sprzężeniem emiterowym dla tranzystora PNP, tak, aby uzyskać punkt pracy $I_c \approx 1\text{mA}$; $U_{ce} \approx 5\text{V}$ przy zasilaniu $U_{cc} = -10\text{V}$. $R_{b1} + R_{b2} = 120\text{k}$.

Układ składa się z czterech rezystorów, źródła zasilania oraz tranzystora PNP. Najpierw ustalę metodą przybliżone wartości rezystancji R_c i R_e :

$$I_c(R_c + R_e) \approx 0.5\text{V}, R_e = R_c/9$$

Wybieram wartości: $R_c = 4500$, $R_e = 500\text{ Ohm}$, R_{b1} od 1k do 119k , $R_{b2} = 120\text{k} - R_{b1}$. Następnie robię symulację dla przemiatanych wartości R_{b1} i R_{b2} (przy zachowaniu stałości ich sumy), szukając ich optymalnego stosunku i dla niego sprawdzam punkt pracy (U_{ce} , I_c).

Netlista:

uklad potencjometryczny

**.PARAM opornik=1k
.MODEL TPNP PNP**

Q1 c b e TPNP

**RB1 cc b {opornik}
RB2 b 0 {120000-opornik}
RC cc c 4500
RE e 0 500**

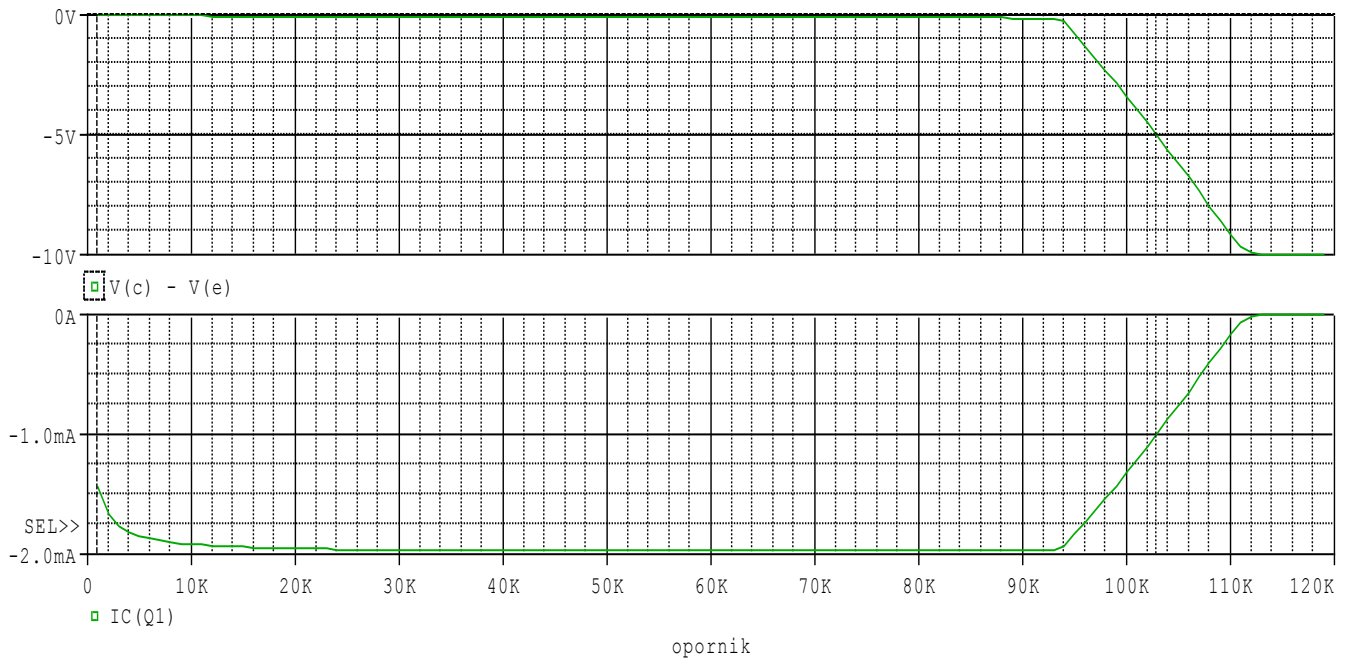
Vcc cc 0 -10

**.OP
.STEP PARAM opornik 1k 119k 1k**

.DC Vcc -10 -10 -10

**.PROBE
.END**

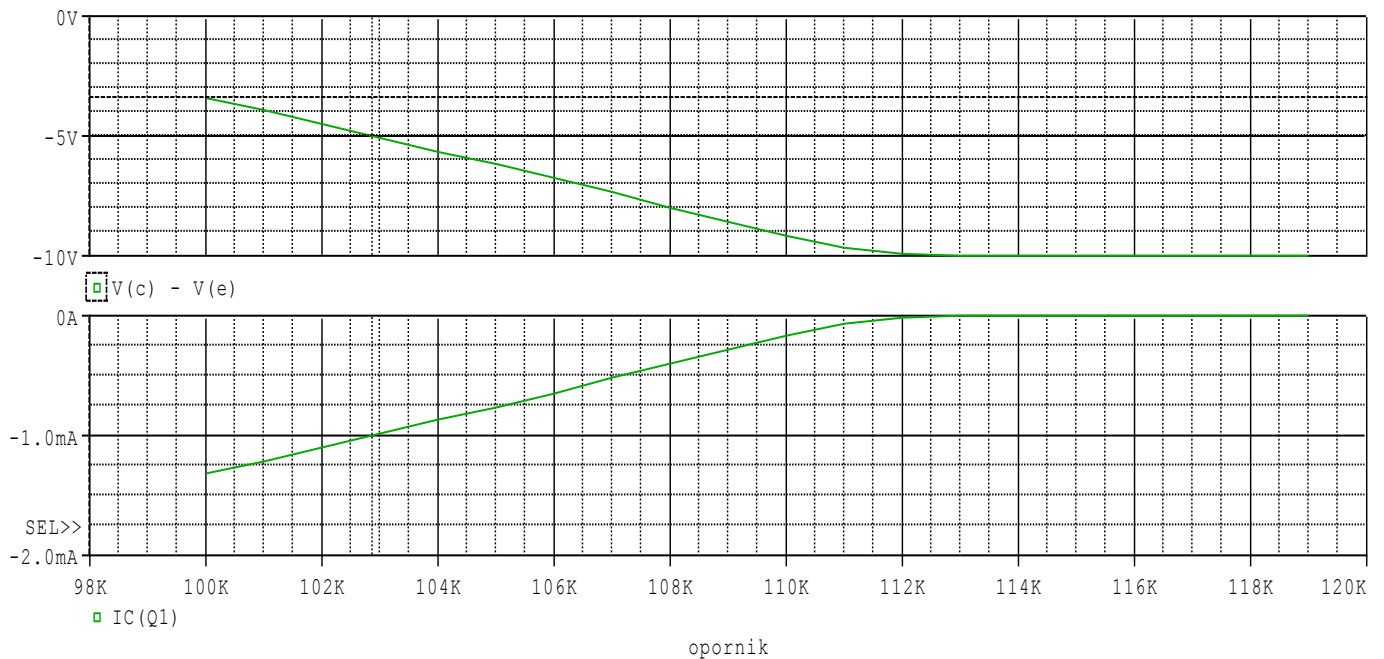
Wykreślam napięcie kolektor-emiter i prąd kolektora w funkcji wartości R_{b1} :



Odczytuję za pomocą kursorów, że prąd kolektora jest równy -1mA dla R_{b1} około 103k. Zawężam parametr:

.STEP PARAM opornik 100k 113k 100

I ponawiam symulację:



Z odczytu z kursorów wynika, że uzyskany został zadany punkt pracy dla $R_{b1}=102,9k$. Dla pewności odczytuję dane o punkcie pracy dla tej wartości z pliku wynikowego:

```

**** OPERATING POINT INFORMATION          TEMPERATURE = 27.000 DEG C
**** CURRENT STEP                          PARAM OPORNIK = 102.9000E+03

```

***** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME	Q1
MODEL	TPNP
IB	-9.99E-06
IC	-9.99E-04
VBE	-7.74E-01
VBC	4.23E+00
VCE	-5.00E+00
BETADC	1.00E+02
GM	3.86E-02
RPI	2.59E+03
RX	0.00E+00
RO	1.00E+12
CBE	0.00E+00
CBC	0.00E+00
CJS	0.00E+00
BETAAC	1.00E+02
CBX/CBX2	0.00E+00
FT/FT2	6.15E+17

Wartości są bardzo zbliżone do oczekiwanych, zatem ostatecznie:

Re=500 Ohm
Rc=4,5k
Rb1=102,9k
Rb2=17,1k

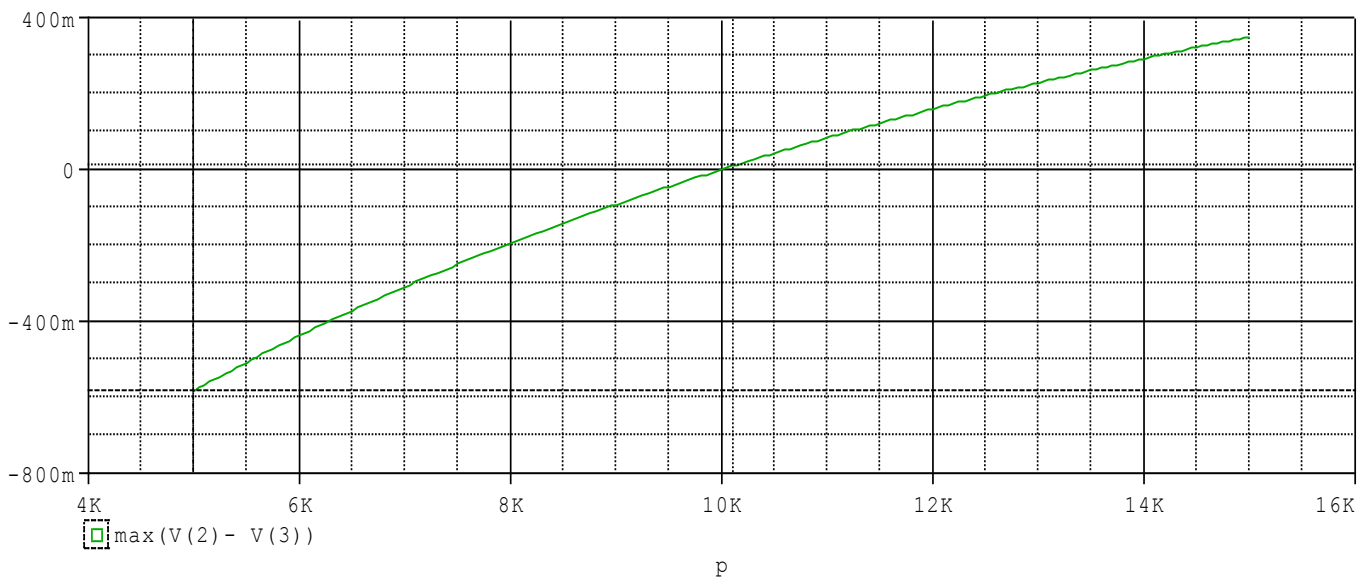
MOSTEK

Znaleźć wartość rezystora R_n , dla której wartość napięcia niezrównoważenia mostka wynosi 10mV. Najpierw przemiatać w granicach $\pm 50\%$ rezystancji $R_1=R_2=R_3$.

netlista:

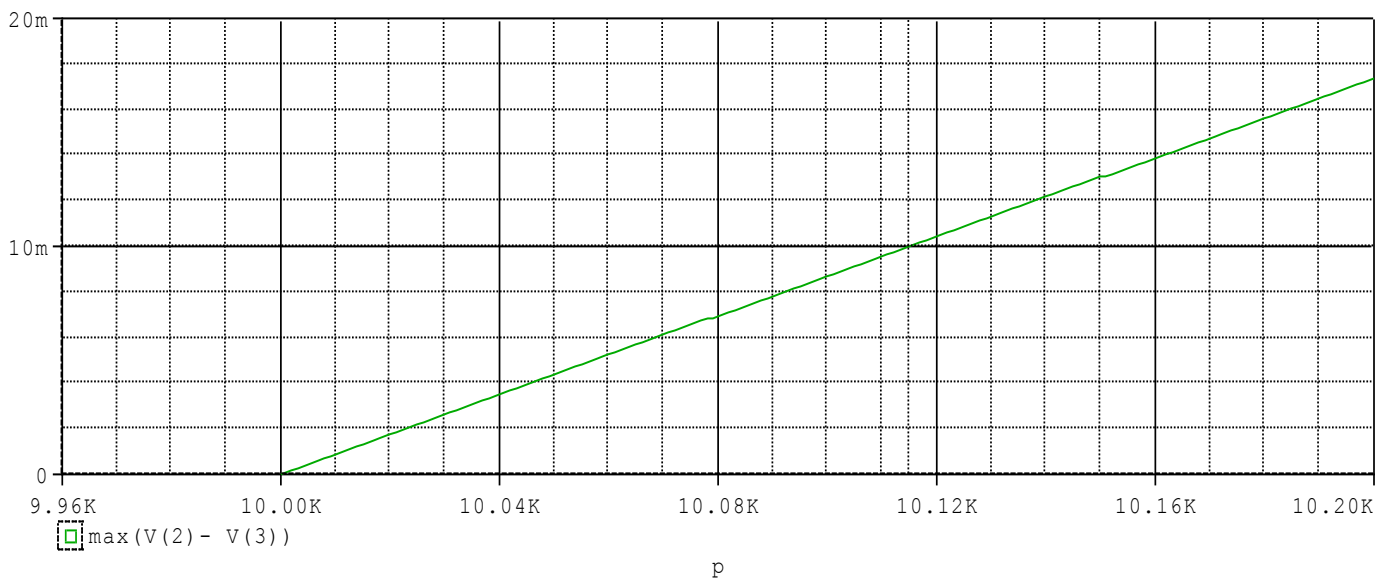
```
mostek
vin 1 0 dc 3.5V
R1 1 2 10k
R2 1 3 10k
R3 3 0 10k
Rn 2 0 {p}
.param p 10
.STEP PARAM p 5k 15k 10
.TRAN 10m 1
.probe
.end
```

Używając performance analysis wykreślam napięcie U_n w funkcji R:



Aby wyznaczyć dokładniej wartość R_n , zawężam parametr:

.STEP PARAM p 10k 10.2k 1



Za pomocą kursorów odczytuję wartość $R_n = 10,115k$ dla napięcia niezrównoważenia $U_n = 10mV$.

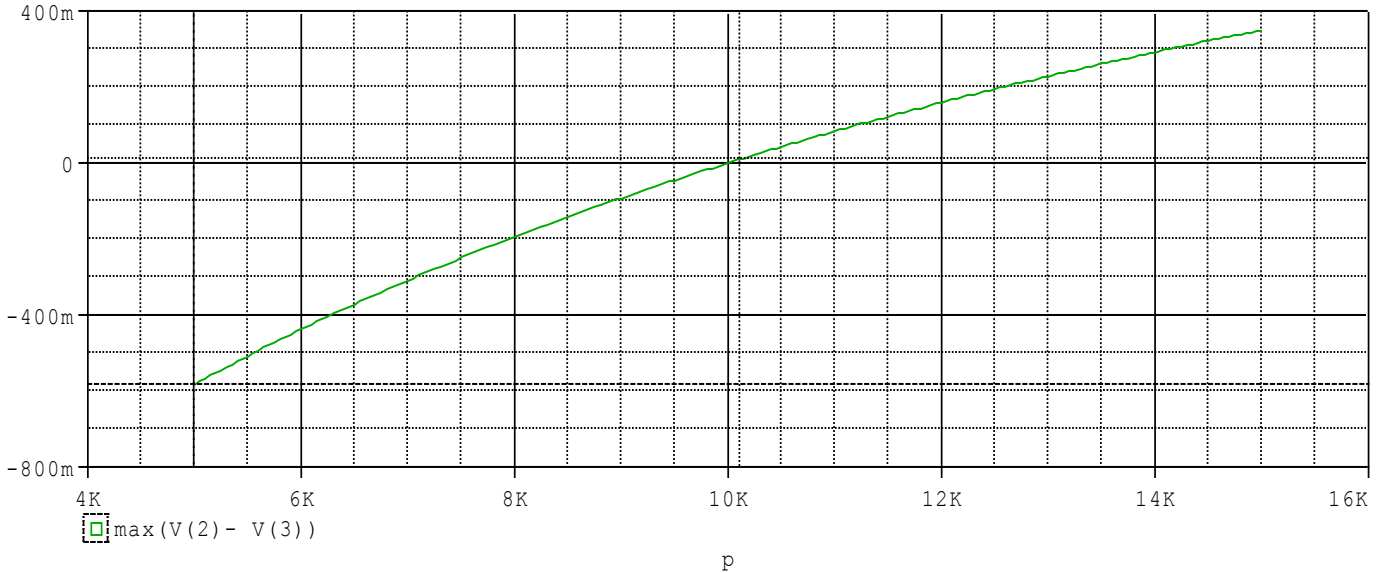
GÓRNOPRZEPUSTOWY FILTR RL

Znaleźć wartość rezystora R_n , dla której wartość napięcia niezrównoważenia mostka wynosi 10mV. Najpierw przemiatać w granicach $\pm 50\%$ rezystancji $R_1=R_2=R_3$.

netlista:

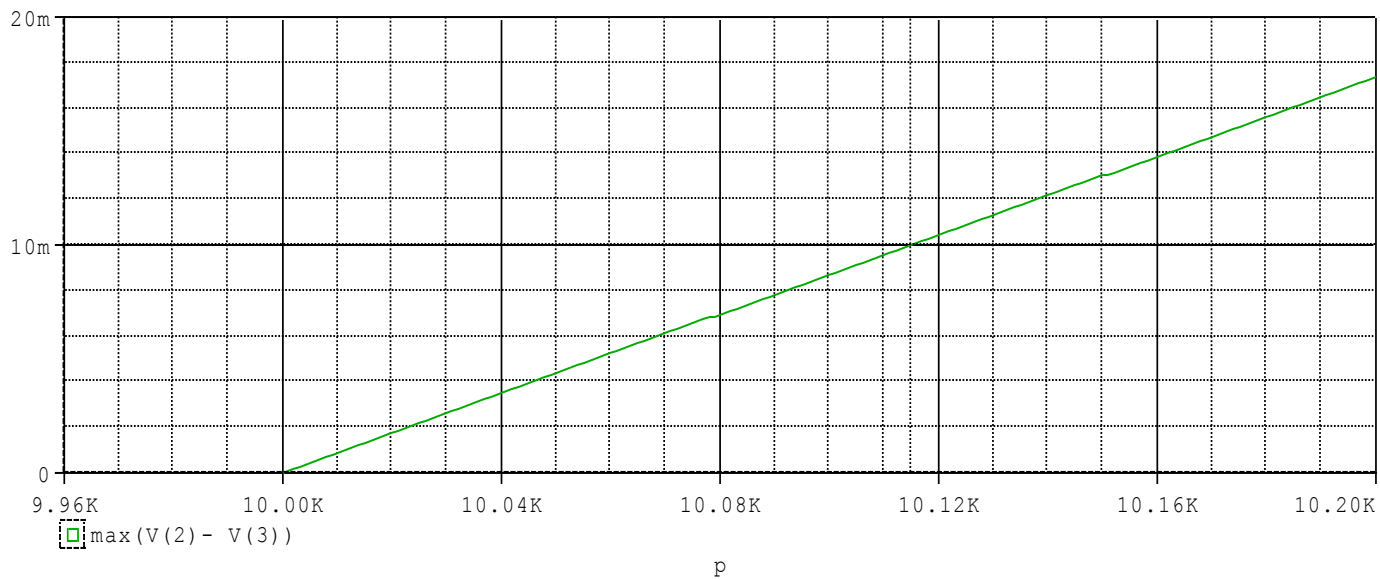
```
mostek
vin 1 0 dc 3.5V
R1 1 2 10k
R2 1 3 10k
R3 3 0 10k
Rn 2 0 {p}
.param p 10
.STEP PARAM p 5k 15k 10
.TRAN 10m 1
.probe
.end
```

Używając performance analysis wykreśliłam napięcie U_n w funkcji R :



Aby wyznaczyć dokładniej wartość R_n , zawężam parametr:

```
.STEP PARAM p 10k 10.2k 1
```



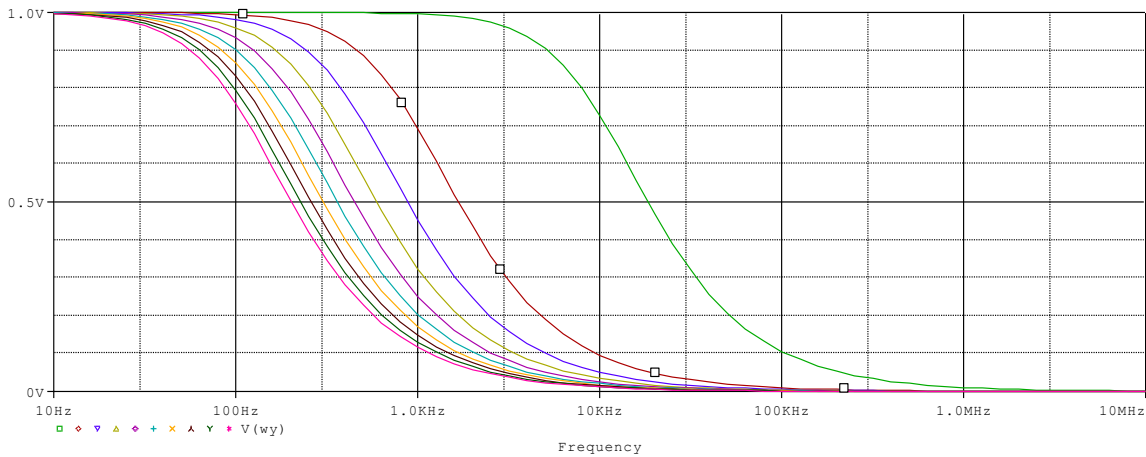
Za pomocą kursorów odczytuję wartość $R_n = 10,115k$ dla napięcia niezrównoważenia $U_n = 10mV$.

DOLNOPRZEPUSTOWY FILTR RC

Wykreślić zależność częstotliwości dolnoprzepustowego filtra RC od pojemności dla $R=15k$. Dla jakiej wartości C częstotliwość graniczna wynosi 1kHz?

dolnoprzepustowy RC

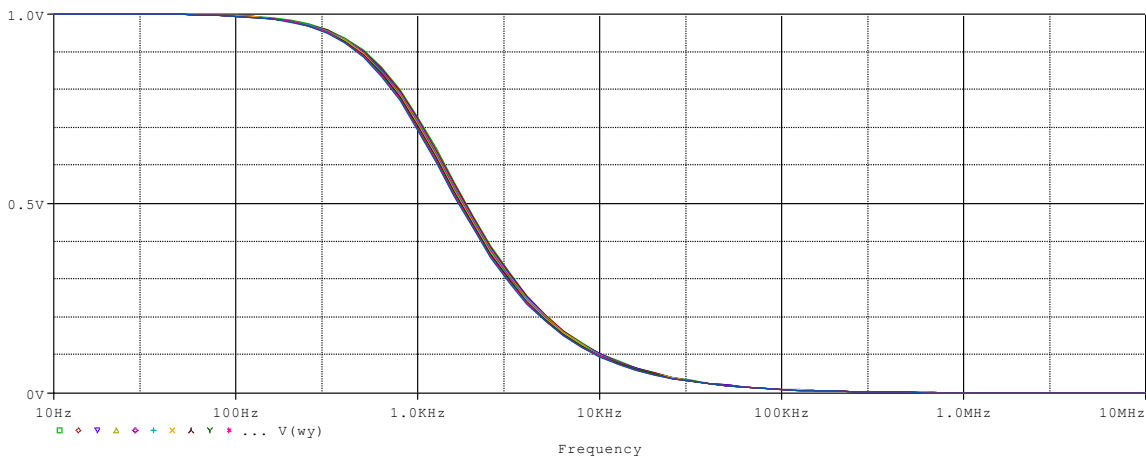
```
r1 we wy 15k
c1 wy 0 {poj}
.param poj 1
.step param poj 1n,100n,10n
vin we 0 dc 0 ac 1 0
.ac dec 10 10 10MEG
.probe
.end
```



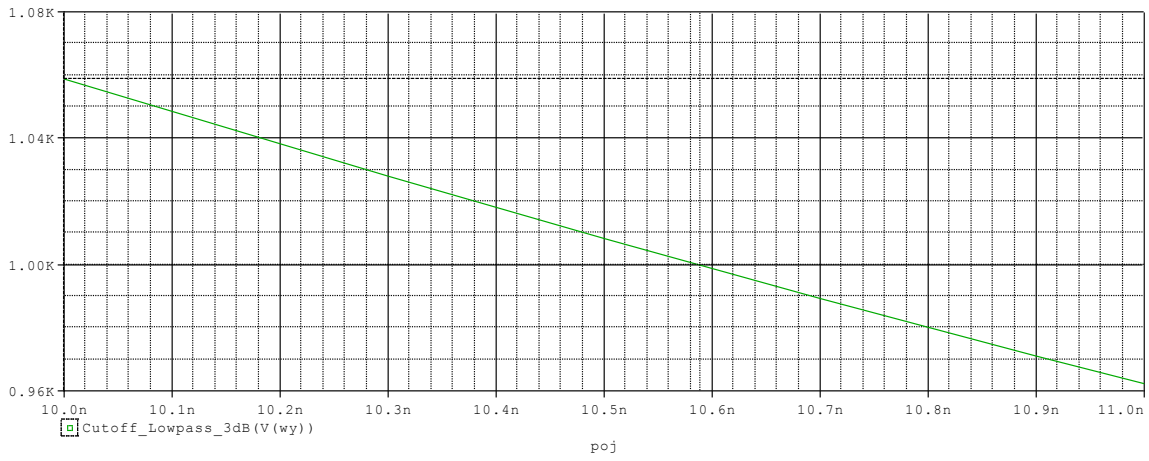
Zauważam, że częstotliwość graniczna jest równa 1kHz dla pojemności bliskiej parametrowi dla czerwonego wykresu. Zawężam parametr:

```
.step param poj 10n,11n,0.1n
```

Otrzymuję następujące charakterystyki:



Włączam performance analysis:



Za pomocą kursorów odczytuję, że wartość pojemności, dla której częstotliwość graniczna wynosi 1kHz jest równa **10,59nF**.