

Spis treści:

1. Założenia projektowe	2
2. Wstęp	2
3. Przegląd literatury	3
4. Schemat układu	6
5. Analiza teoretyczna	7
5.1. Analiza stałoprądowa	7
5.1.1. Schemat zastępczy dla prądu stałego	7
5.1.2. Dobór wartości rezystorów oraz punktów pracy tranzystorów	7
5.1.3. Analiza temperaturowa układu wzmacniacza	14
5.1.4. Obliczenia mocy traconej na poszczególnych elementach	18
5.2. Analiza zmiennoprądowa	22
5.2.1. Wyznaczenie parametrów roboczych – metoda macierzowa	22
5.2.2. Wpływ sprzężenia zwrotnego – metoda uproszczona	26
5.2.3. Częstotliwość dolna układu	29
5.2.4. Częstotliwość górna układu	31
5.2.5. Analiza stabilności układu	35
5.3. Pełny schemat z naniesionymi wartościami elementów	36
6. Analiza komputerowa	38
6.1. Analiza w dziedzinie czasu	38
6.1.1. Charakterystyka liniowości wzmacniacza	38
6.1.2. Wyznaczanie współczynnika zniekształceń nieliniowych	40
6.1.3. Wyniki analizy z programu Pspice dla wartości amplitudy $V_{amp} = 100\text{mV}$	42
6.1.4. Wpływ temperatury na napięcie wyjściowe	44
6.1.5. Zawartość pliku tekstowego *.out	45
6.1.6. Parametryzacja źródła zasilania	46
6.2. Analiza w dziedzinie częstotliwości	47
6.2.1. Wpływ temperatury na wzmocnienie napięciowe	47
6.2.2. Poszerzenie pasma częstotliwości	48
6.3. Analiza szumów w układzie wzmacniacza	49
6.3.1. Wyznaczenie współczynnika szumów układu bez sprzężenia zwrotnego	49
6.3.2. Wyznaczenie współczynnika szumów układu ze sprzężeniem zwrotnym	50
7. Spis elementów wraz z typami obudów	53
8. Schemat montażowy płytki drukowanej	54
9. Wnioski i uwagi	55
10. Wykaz tabel i rysunków	57
11. Literatura	58
12. Dodatek A (dane katalogowe)	
13. Dodatek B (płyta CD – wersja elektroniczna projektu, skrypty Mathcad)	

1. Założenia projektowe.

Założeniem projektowym jest zbudowanie wzmacniacza opartego na tranzystorach bipolarnych, posiadającego wymienione poniżej parametry:

$$R_l = 75[\Omega];$$

$$K_u = 30dB;$$

$$f_d = 10[Hz];$$

$$f_g = 1[MHz];$$

$$U_{wyj} = 10[V];$$

dla dwóch wartości rezystancji generatora:

$$R_g = 600[\Omega] \text{ oraz } R_g = 100[k\Omega].$$

2. Wstęp.

Projektowany układ jest wzmacniaczem trójstopniowym.

- Tranzystor T1 - BC 857C(p-n-p) WE.
- Tranzystor T2 - BC 857C(p-n-p) WB.
- Układ Darlingtona:
 - Tranzystor T3 - BC847C (n-p-n)
 - Tranzystor T4 - BDP947/SIE (n-p-n)

Wzmacniacz objęty jest pętlą sprzężenia zwrotnego.

- Sprzężenie jest typu napięciowo-równoległego.
- Dzięki sprzężeniu możliwa jest w pewnym stopniu regulacja wzmocnienia kosztem zmniejszenia go, oraz zwiększenie rezystancji wejściowej i zmniejszenie wyjściowej.

Ponieważ pierwszy tranzystor działa w układzie wspólnego emitera, zatem we wzmacniaczu występuje przesunięcie fazy o 180 stopni.

Projektowany wzmacniacz powinien się oczywiście odznaczać jak najmniejszą wrażliwością zarówno na zmiany temperaturowe, jak i na zmiany wartości elementów, czy napięcia zasilania. Powinien wyróżniać się także jak najmniejszym poziomem zniekształceń nieliniowych, szumów i zakłóceń. W celu uzyskania żądanej mocy wyjściowej układu, wprowadzono dodatkowy tranzystor T3 zestawiony z tranzystorem T4 w konfiguracji Darlingtona.

3. Przegląd literatury.

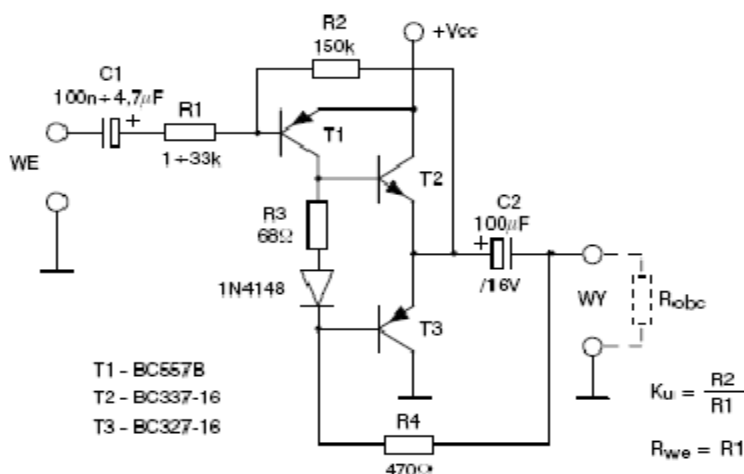
W literaturze istnieje bardzo wiele pozycji na temat wzmacniaczy tranzystorowych. Bardzo wiele uwagi poświęca się w piśmiennictwie także wzmacniaczom akustycznym w tym budowanym na lampach.

Przyjęte założenia projektowe klasyfikują wzmacniacz do grupy wzmacniaczy zarówno akustycznych jak i wzmacniaczy mocy. Spotyka się także podobne układowo i pod względem parametrów tzw. „końcówki mocy”.

W naszym projekcie staraliśmy się uwzględnić zarówno prostotę konstrukcji i montażu jak i uniwersalność i możliwość spełnienia zadanych przez prowadzącego założeń.

Poniżej przedstawiamy wyszukane przez nas w literaturze i czasopismach elektronicznych propozycje układowe.

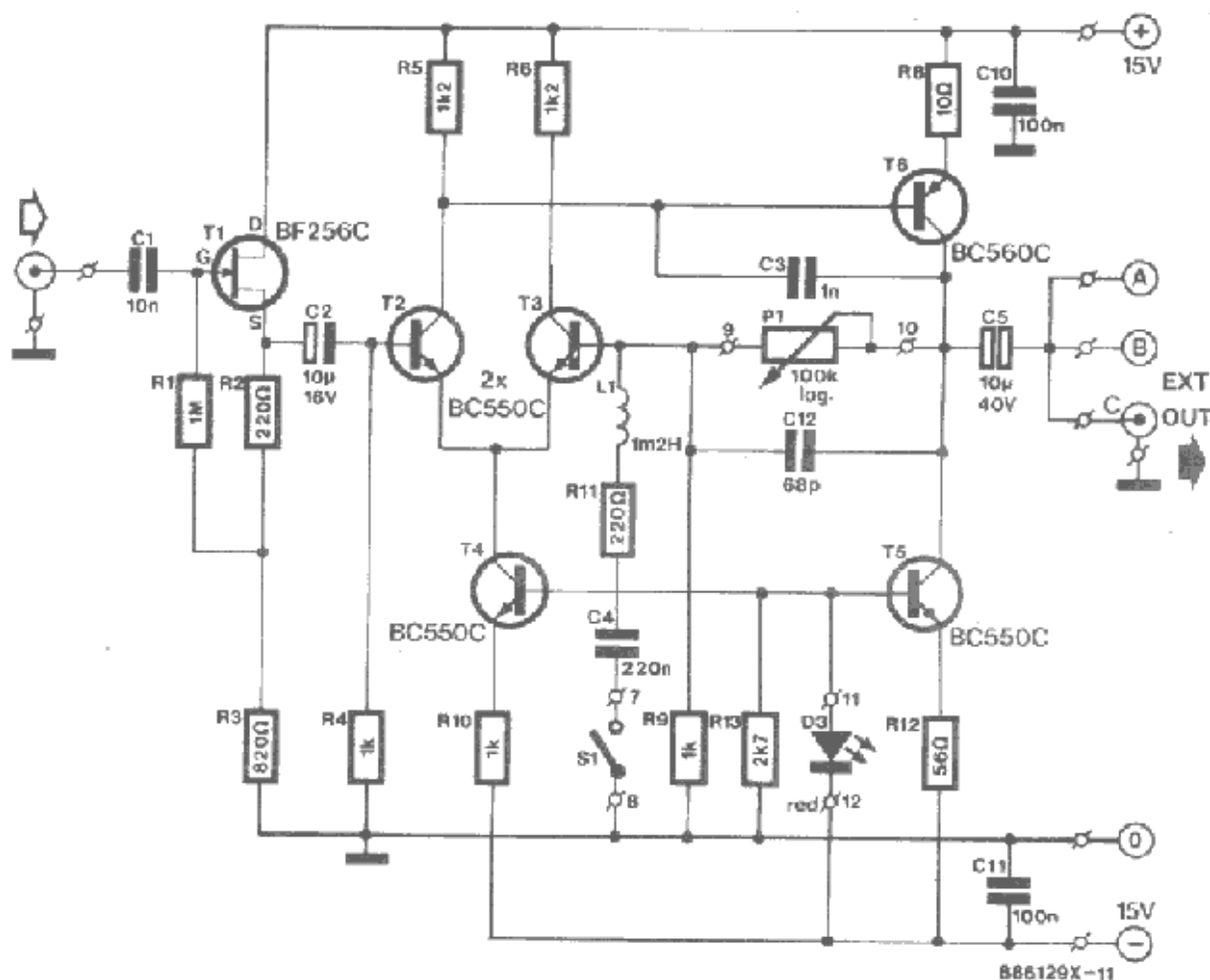
a) Prosty wzmacniacz akustyczny (pochodzi z czasopisma Praktyczny Elektronik 10/98)



Rys. 1 Schemat prostego wzmacniacza akustycznego

Do konstrukcji prostego wzmacniacza akustycznego wcale nie trzeba wykorzystywać wzmacniacza operacyjnego. Mając do dyspozycji trzy tranzystory i kilka elementów, można skonstruować wzmacniacz z parą komplementarną. W układzie parą tą tworzą tranzystory T2 i T3. Za ich sterowanie odpowiada tranzystor T1. Rezystor R3 oraz połączona nim dioda ustalają i stabilizują punkt pracy stopnia wyjściowego. Pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego zamyka rezystor R2. Za jego pośrednictwem ustala się wzmacnienie wzmacniacza.

b) Wzmacniacz mocy do gitary (zaczerpnięte z portalu <http://www.elektroda.pl/>)



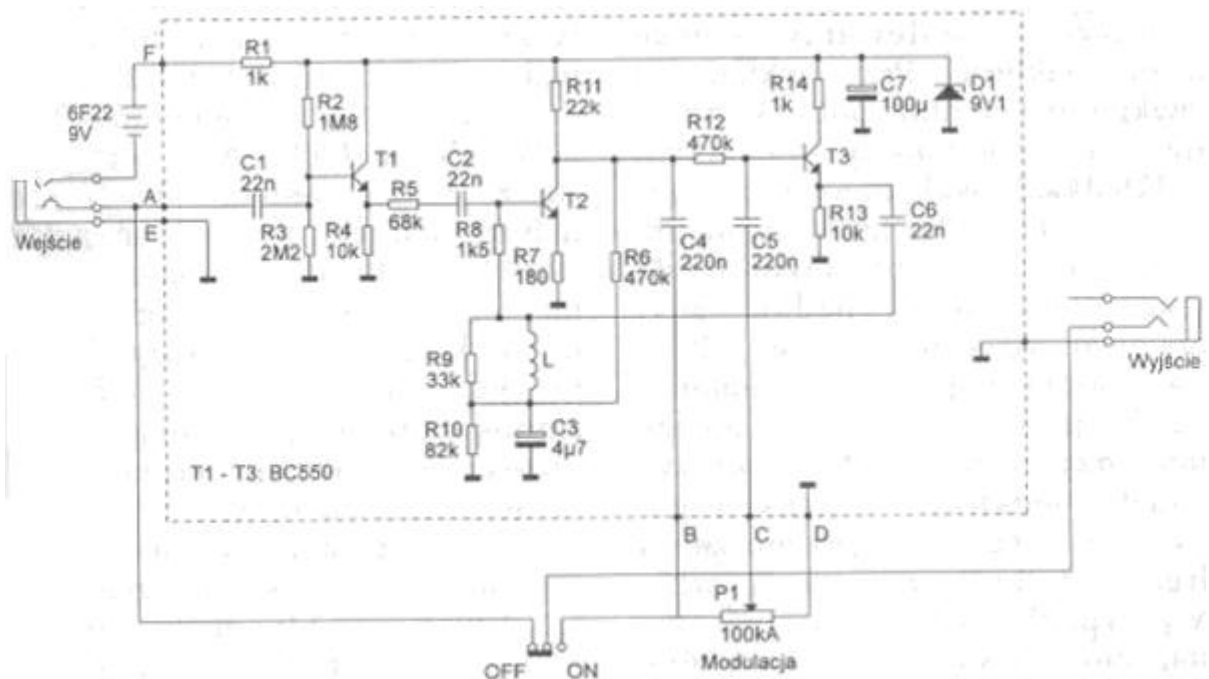
Rys. 2 Schemat wzmacniacza mocy do gitary

Pokazany powyżej układ składa się z następujących bloków:

- Przedwzmacniacz
- Układ regulacji barwy dźwięku
- Dwa układy fuzz
- Wskaźnik wysterowania
- Mikser
- Stabilizator napięcia

Układ posiada pasmo przenoszenia od 15 Hz do 15 kHz, oraz wzmacnienie 100. We wzmacniaczu tym jednakże występuje możliwość pojawienia się szumów i szkodliwych zakłóceń.

c) „Kaczka” gitarowa (źródło: Elektronika Praktyczna 11/96)



Rys. 3 Układ „kaczka gitarowa”

„Kaczka” gitarowa jest układem kreującym charakterystyczne brzmienie „wah-wah”. Zasadniczym elementem powodującym pożądany efekt jest filtr środkowo – przepustowy zbudowany na tranzystorach T1 i T2. Ujemne sprzężenie zwrotne jakim objęty jest ten układ powoduje, że filtr charakteryzuje się przesuwną częstotliwością uprzywilejowaną. Częstotliwość ta mieści się w przedziale od 330 Hz do 2500 Hz.

4. Schemat układu

Schemat wykonany został w programie Protel DXP 2004

5. Analiza teoretyczna.

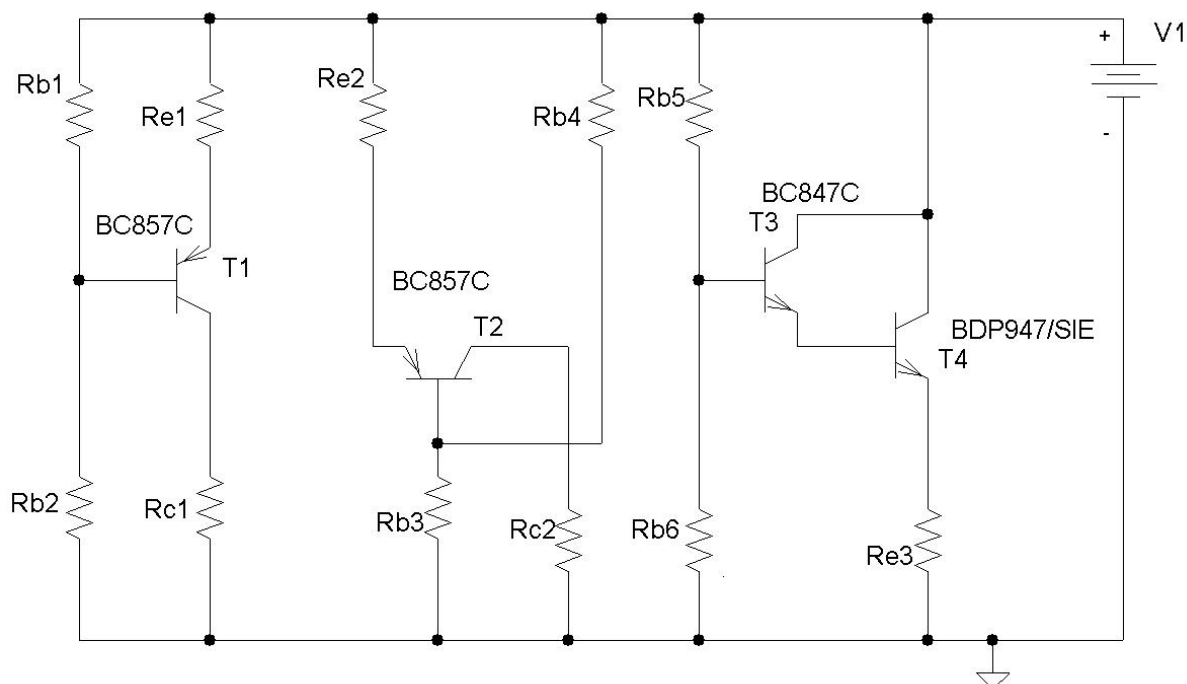
5.1. Analiza stałoprądowa.

Analiza stałoprądowa układu wzmacniacza dotyczy:

- doboru punktów pracy tranzystorów pracujących w układzie;
- wyznaczenia wartości rezystorów w obwodach zasilania;
- określenia wpływu temperatury na punktu pracy tranzystorów;
- wyznaczenia mocy pobieranej przez układ i poszczególne jego elementy ze źródła zasilania.

Do analizy stałoprądowej rozwiera się wszystkie pojemności, aby otrzymać schemat stałoprądowy. Wszystkie wartości rezystorów wyznaczone dla poprawnej pracy układu dobrano z szeregu E24.

5.1.1. Schemat uproszczony układu dla prądu stałego.



Rys.5 Schemat stałoprądowy (Pspice ver. 9.2)

5.1.2 Dobór wartości rezystorów oraz punktów pracy tranzystorów

Zamieszczone poniżej obliczenia dotyczą układu z $R_g = 600[\Omega]$.

STOPIEŃ TRZECI UKŁAD DARLINGTONA T_4 i T_3

- Amplituda sygnału wyjściowego.

$$U_p = \sqrt{2} \cdot U_{wyj} = \sqrt{2} \cdot 10 = 14,142[V]$$

- **Wyznaczenie U_{CEQ4}**

$$U_{CESAT} = 0,5V$$

$$U_{CEQ4} = U_P + U_{CESAT} = 14,142 + 0,5 = 14,642[V]$$

- **Wyznaczenie I_{CQ4}**

$$I_{CQ4\min} = \frac{U_P}{R_L} = \frac{14,142}{75} = 189[mA]$$

$$I_{CQ\max} = 3[A]$$

Prąd kolektora założono z przedziału $(I_{CQ\min}; I_{CQ\max})$.

$$I_{CQ4} = 300[mA]$$

- **Wyznaczenie parametru β_4 , korzystając z charakterystyki $\beta_4 = f(I_C)$ dla tranzystora BDP947 firmy Infineon**

Dla $I_{CQ4} = 300 [mA]$, oraz $T = 25 [^{\circ}C]$, parametr ten wynosi

$$\beta_4 = 237.$$

- **Wyznaczenie I_{BQ4}**

$$I_{BQ4} = \frac{I_{CQ4}}{\beta_4} = 1,266 [mA]$$

- **Wyznaczenie U_{BEQ4} korzystając z charakterystyki $I_C = f(U_{BE})$**

Dla $I_{CQ4} = 300 [mA]$, oraz $T = 25 [^{\circ}C]$, mamy

$$U_{BEQ4} = 0,682 [V]$$

- **Wyznaczanie wartości rezystora R_{E3}**

$$U_P = I_{CQ4}(R_{E3} \parallel R_L)$$

$$R_{E3} = \frac{-U_P R_L}{U_P - I_{CQ4} R_L}$$

$$R_{E3} = 126,906[\Omega]$$

z szeregu E24 przyjmujemy:

$$R_{E3} = 130[\Omega]$$

Ponieważ $I_{CQ4} \approx I_{E4}$

$$U_{RE3} = I_{CQ4} R_{E3}$$

$$U_{RE3} = 39[V]$$

- Wyznaczanie napięcia zasilania E_C

$$E_C = U_{CEQ4} + U_{RE3};$$

$$E_C = 14,642 + 39 = 53,642[V];$$

Przyjmuje się wartość zasilania $E_C = 54[V]$

Korekta U_{CEQ4} :

$$U_{CEQ4} = E_C - U_{RE3} = 15 [V]$$

$$U_{BCQ4} = U_{CEQ4} - U_{BEQ4} = 14,318[V]$$

- Wyznaczenie prądu kolektora tranzystora T3:

Ponieważ prąd $I_{BQ4} = 1,226[mA]$

$$I_{BQ4} = I_{EQ3} = I_{CQ3}$$

$$I_{CQ3} = 1,226[mA]$$

- Wyznaczenie parametru β_3 , korzystając z charakterystyki $\beta_3 = f(I_C)$ dla tranzystora BC847C

Dla $I_{CQ3} = 1,226 [mA]$, oraz $T = 25 [^{\circ}C]$, parametr ten wynosi

$$\beta_3 = 560.$$

- Wyznaczenie U_{BEQ3} korzystając z charakterystyki $I_C = f(U_{BE})$

Dla $I_{CQ3} = 1,226 [mA]$, oraz $T = 25 [^{\circ}C]$, mamy

$$U_{BEQ3} = 0,680 [V]$$

- Wyznaczenie I_{BQ3}

$$I_{BQ3} = \frac{I_{CQ3}}{\beta_3} = 2,26[\mu A];$$

- Wyznaczenie U_{CEQ3} :

$$U_{BCQ4} = U_{CEQ3} = 14,318[V]$$

- Wyznaczenie prąd dzielnika:

$$I_{DZ3} = 10I_{BQ3} = 22,6[\mu A]$$

$$U_{BCQ3} = U_{CEQ3} - U_{BEQ3} = 13,638[V]$$

$$U_{RB5} = U_{BCQ3}$$

$$R_{B5} = \frac{U_{RB5}}{I_{DZ3}}$$

$$R_{B5} = 603,3[k\Omega] \text{ z szeregu przyjmuję } R_{B5} = 620[k\Omega]$$

$$E_C = U_{RB5} + U_{RB6}$$

$$U_{RB6} = 40,362[V]$$

$$R_{B6} = \frac{U_{RB6}}{I_{DZ3} - I_{BQ3}}$$

$$R_{B6} = 1,984[M\Omega] \text{ z szeregu przyjmujemy } R_{B6} = 2[M\Omega]$$

korekta prądów:

$$I_{RB6} = \frac{U_{RB6}}{R_{B6}} = 20,18[\mu A]$$

$$I_{DZ3} = I_{RB6} + I_{BQ3} = 22,44[\mu A]$$

• STOPIEŃ DRUGI T₂

Przyjmuje się, że:

$$I_{CQ2} = 0,7[mA]$$

$$U_{RE2} = 0,3 \cdot E_C = 16,2[V]$$

$$R_{E2} = \frac{U_{RE2}}{I_{CQ2}} = 23,14[k\Omega]$$

$$\text{z szeregu E24 przyjmuje się } R_{E2} = 22[k\Omega]$$

korekta napięcia U_{RE2}:

$$U_{RE2} = 15,4[V]$$

$$U_{RC2} + U_{CEQ2} = E_C - U_{RE2}$$

Wobec tego:

$$U_{RC2} = \frac{E_C - U_{RE2}}{2} = 19,3[V]$$

$$U_{RC2} = U_{ECQ2} = 19,3[V]$$

$$R_{C2} = \frac{U_{RC2}}{I_{CQ2}} = 27,57[k\Omega]$$

$$\text{z szeregu E24 przyjmujemy } R_{C2} = 27[k\Omega]$$

Korekta napięć U_{RC2}, U_{CEQ2} :

$$U_{RC2} = I_{CQ2} R_{C2} = 18,9[V]$$

$$U_{CEQ2} = E_C - U_{RE2} - U_{RC2} = 19,7[V]$$

- **Wyznaczenie parametru β_2 , korzystając z charakterystyki $\beta_2 = f(I_C)$ dla tranzystora BC857C**

Dla $I_{CQ2} = 35 [\mu A]$, oraz $T = 25 [^{\circ}C]$, parametr ten wynosi

$$\beta_2 = 652.$$

- **Wyznaczenie prądu I_{BQ2} :**

$$I_{BQ2} = \frac{I_{CQ2}}{\beta_2} = 1,074[\mu A]$$

- **Wyznaczenie U_{BEQ2} korzystając z charakterystyki $I_C = f(U_{BE})$**

Dla $I_{CQ2} = 35 [\mu A]$, oraz $T = 25 [^{\circ}C]$, mamy

$$U_{BEQ2} = 0,47 [V];$$

- **Dobór rezystorów dzielnika:**

$$U_{RB3} = E_C - U_{BEQ2} - U_{RE2} = 38,13[V];$$

$$U_{RB4} = E_C - U_{RB3} = 15,87[V];$$

- **Prąd dzielnika:**

$$I_{DZ2} = 10 I_{BQ2} = 10,74[\mu A];$$

$$R_{B4} = \frac{U_{RB4}}{I_{DZ2}} = 1,478[M\Omega];$$

z szeregu E24 przyjmujemy:

$$R_{B4} = 1,5[M\Omega];$$

$$R_{B3} = \frac{U_{RB3}}{I_{DZ2} + I_{BQ2}} = 3,229[M\Omega]; \text{ z szeregu E24 przyjmuje się:}$$

$$R_{B3} = 3,3[M\Omega];$$

Korekta prądu I_{DZ2} :

$$I_{DZ2} + I_{BQ2} = \frac{U_{RB3}}{R_{B3}} = 10,48[nA]$$

- **STOPIEŃ PIERWSZY T₁**

Zakłada się, że:

$$I_{CQ1} = 3,4[mA];$$

$$U_{RE1} = 0,2 \cdot E_C = 10,8[V]; \text{ z szeregu E24 przyjmuję:}$$

$$R_{E1} = 3,3[k\Omega];$$

Korekta napięcia U_{RE1} :

$$U_{RE1} = R_{E1} \cdot I_{CQ1} = 11,22[V];$$

Przyjmuję:

$$R_{C1} = 2[k\Omega]$$

$$U_{RC1} = I_{CQ1} R_{C1} = 6,8[V]; \text{ z szeregu E24 przyjmuję: } R_{C1} = 2[k\Omega]$$

Korekta napięć U_{CEQ2} :

$$U_{CEQ1} = E_C - U_{RE1} - U_{RC1} = 34[V]$$

- **Wyznaczenie parametru β_1 , korzystając z charakterystyki $\beta_1 = f(I_C)$ dla tranzystora BC857C**

Dla $I_{CQ1} = 3,4 [mA]$, oraz $T = 25 [^{\circ}C]$, parametr ten wynosi $\beta_1 = 970$.

- **Wyznaczenie prądu I_{BQ1} :**

$$I_{BQ1} = \frac{I_{CQ1}}{\beta_1} = 3,505[\mu A]$$

- **Wyznaczenie U_{BEQ1} korzystając z charakterystyki $I_C = f(U_{BE})$**

Dla $I_{CQ1} = 3,4 [mA]$, oraz $T = 25 [^{\circ}C]$, mamy $U_{BEQ1} = 0,576 [V]$

- **Dobór rezystorów dzielnika:**

$$U_{RB1} = U_{BEQ1} + U_{RE1} = 11,796[V]$$

$$U_{RB2} = E_C + U_{RB1} = 42,204[V];$$

- **Prąd dzielnika:**

$$I_{DZ1} = 10 I_{BQ1} = 35,05[\mu A];$$

$$R_{B1} = \frac{U_{RB1}}{I_{DZ1}} = 336,5[k\Omega]; \text{ z szeregu E24 przyjmuje się:}$$

$$R_{B1} = 330[k\Omega];$$

Korekta I_{DZ1} :

$$I_{DZ1} = 35,75[\mu A]$$

$$R_{B2} = \frac{U_{RB2}}{I_{DZ1} + I_{BQ1}} = 1,075[M\Omega]; \text{ z szeregu E24 przyjmuje się:}$$

$$R_{B2} = 1,1[M\Omega];$$

Tabela 1. Wyliczone punkty pracy tranzystorów w temp. 25[°C]

Parametr	T1	T2	T3	T4
I_{CO}	3,4 [mA]	0,7 [mA]	1,226 [mA]	300 [mA]
U_{ceq}	34 [V]	19,7 [V]	14,318 [V]	15
I_{BO}	3,505 [uA]	1,074 [uA]	2,26 [uA]	1,266 [mA]
β	970	652	560	237
U_{BEQ}	576 [mV]	470 [mV]	680 [mV]	682 [mV]

Tabela 2. Odczytane punkty pracy tranzystorów z programu Pspice ver. 9.2

Parametr	T1	T2	T3	T4
I_{CO}	3,344 [mA]	0,698 [mA]	1,252 [mA]	298 [mA]
U_{ceq}	36,264 [V]	19,765 [V]	14,325 [V]	15,036 [V]
I_{BO}	3,307 [uA]	922 [nA]	1,872 [uA]	1,253 [mA]
B	1010	757	669	238
U_{BEQ}	575 [mV]	542 [mV]	660 [mV]	711 [mV]

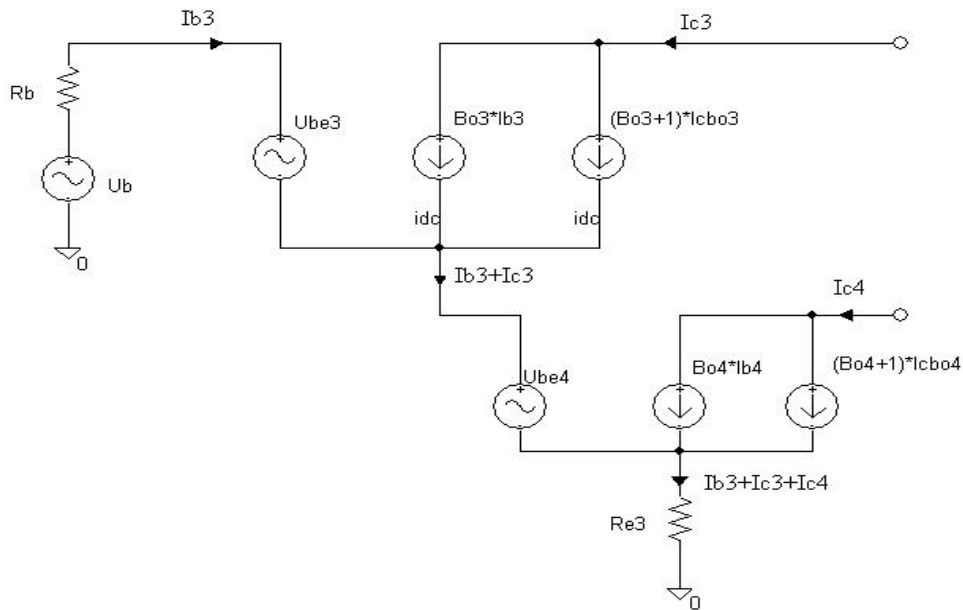
Ponieważ wartości odczytane z programu Pspice nie wykazały większych rozbieżności od wartości wyliczonych teoretycznie, w dalszej części projektu posłużymy się wynikami z Tabeli 2.

Tabela 3. Wartości rezystorów, napięć i prądów odczytane z programu Pspice ver.9.2

OPORNIK	R [Ω]	U [V]	I [A]
RB1	330k	11,622	35,22u
RB2	1100k	42,38	38,53u
RE1	3,3k	11,05	3,348m
RC1	2k	6,69	3,344m
RE2	22k	15,39	699u
RC2	27k	18,85	698u
RB3	3300k	38,08	11,54u
RB4	1500k	15,95	10,62u
RB5	620k	13,67	22,04u
RB6	2000k	40,34	20,17u
RE3	130	38,96	299.73m

5.1.3 Analiza temperaturowa.

Obliczenia dla układu Darlingtona (tranzystory T3 i T4)



Rys.6 Analiza temperaturowa stopień T3 i T4.

$$U_B = \frac{R_{B6}}{R_{B6} + R_{B5}} \cdot E_C = 41,221[V]$$

$$R_B = \frac{R_{B5} \cdot R_{B6}}{R_{B6} + R_{B5}} = 47,33[k\Omega]$$

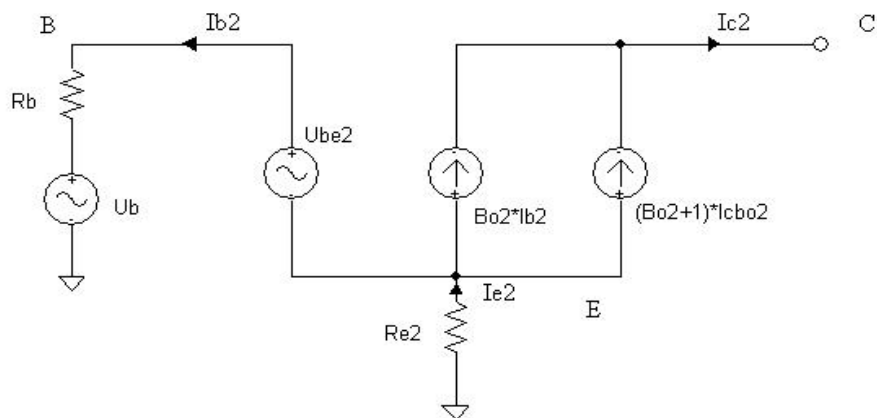
- **Równanie na podstawie oczka pierwszego:**

$$I_{CQ} = \frac{[\beta_{03} \cdot (U_B - U_{BEQ3} - U_{BEQ4}) + (\beta_{03} + 1) \cdot I_{CB03} \cdot (R_B + R_{E3} + \beta_{04} \cdot R_{E3}) - (\beta_{04} + 1) \cdot I_{CB04} \cdot R_{E3} \cdot \beta_{04}]}{R_B + (\beta_{03} + 1) \cdot R_{E3} + R_{E3} \cdot \beta_{04} + R_{E3} \cdot \beta_{04} \cdot \beta_{03}}$$

- **Równanie dla oczka drugiego:**

$$I_{CQ4} = \beta_{04} \left[\frac{[I_{CQ3} - (\beta_{03} + 1) \cdot I_{CB03}]}{\beta_{03}} + I_{CQ3} \right] + (\beta_{04} + 1) \cdot I_{CB04}$$

Obliczenia dla tranzystora T2



Rys.7 Analiza temperaturowa stopień T2.

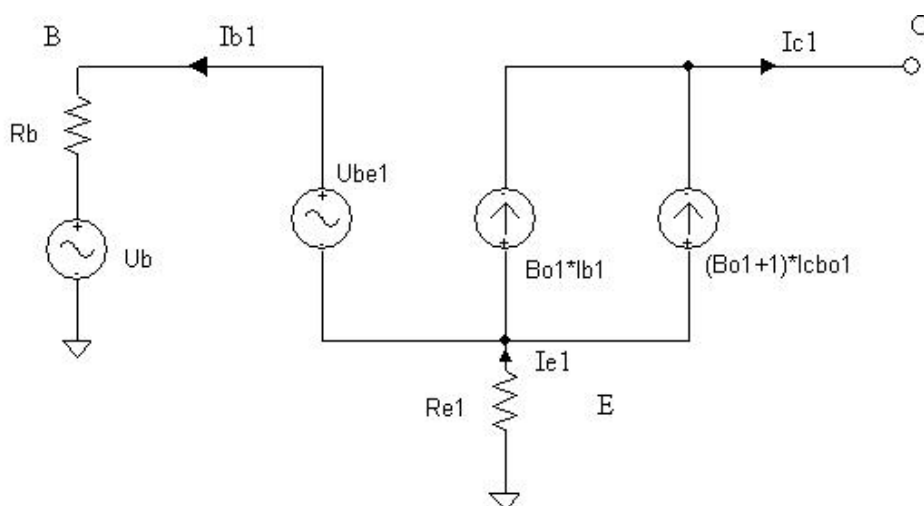
$$U_B = \frac{R_{B4}}{R_{B3} + R_{B4}} \cdot E_C = 16,875[V]$$

$$R_B = \frac{R_{B3} \cdot R_{B4}}{R_{B3} + R_{B4}} = 1,031[M\Omega]$$

- **Równanie na podstawie oczka pierwszego:**

$$I_{CQ2} = \frac{[\beta_{02} \cdot (U_B - U_{BEQ2}) + (\beta_{02} + 1) \cdot I_{CB02} \cdot (R_B + R_{E2})]}{R_B + (\beta_{02} + 1) \cdot R_{E2}}$$

Obliczenia dla tranzystora T1



Rys.8 Analiza temperaturowa stopień T1.

$$U_B = \frac{R_{B1}}{R_{B2} + R_{B1}} \cdot E_C = 12,462[V]$$

$$R_B = \frac{R_{B2} \cdot R_{B1}}{R_{B2} + R_{B1}} = 253,8[k\Omega]$$

- Równanie na podstawie oczka pierwszego:

$$I_{CQ1} = \frac{[\beta_{01} \cdot (U_B - U_{BEQ1}) + (\beta_{01} + 1) \cdot I_{CB01} \cdot (R_B + R_{E1})]}{R_B + (\beta_{01} + 1) \cdot R_{E1}}$$

- Wykorzystując poniższe zależności wyznaczono wartości dla maksymalnej i minimalnej temperatury.

$$I_{CB0}(T) = I_{CB0}(T_0) 2^{\frac{\Delta T}{8^\circ C}},$$

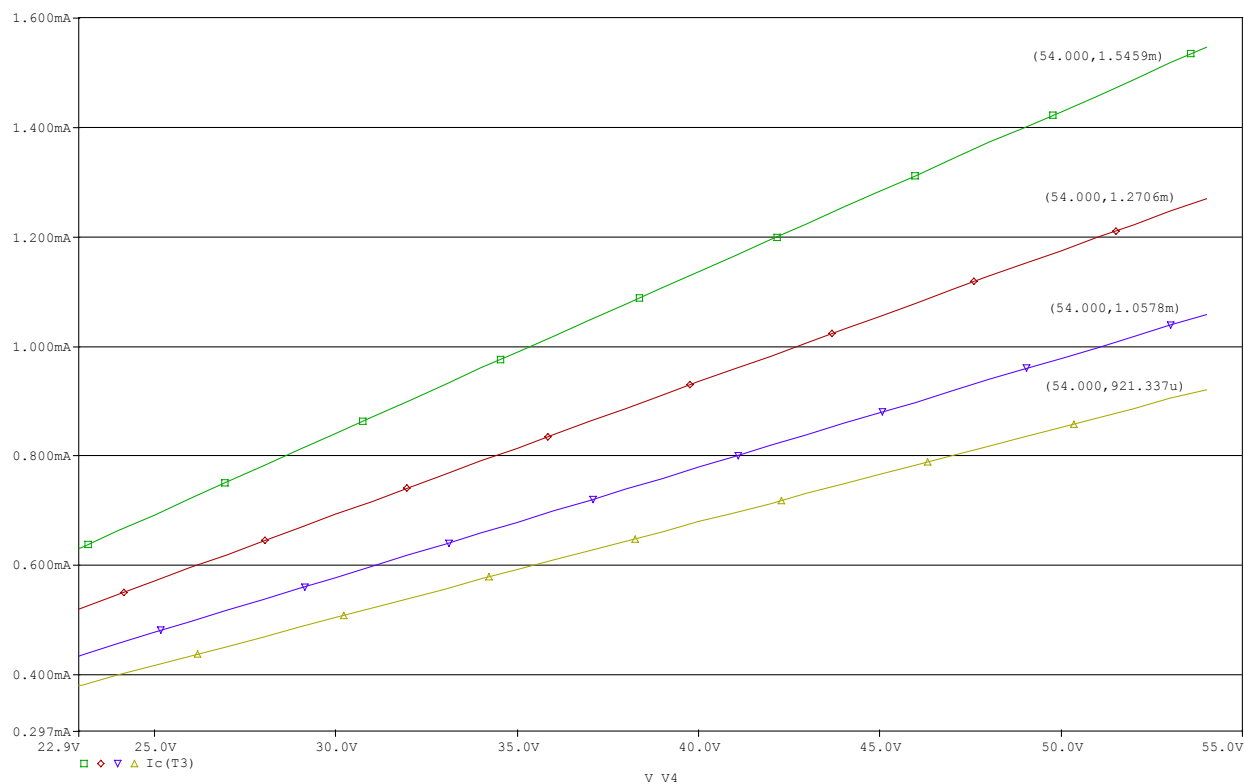
$$U_{BE}(T) = U_{BE}(T_0) - 0,002 \Delta T \frac{V}{^\circ C},$$

$$\beta(T) = \beta_0(T_0) \left(1 + \frac{\Delta T}{180^\circ C} \right),$$

$$\Delta T = T - T_0,$$

Tabela 4: Zestawienie wyników obliczeń – analiza temperaturowa

Tranzystor	Parametr	Temperatura [°C]			
		0	25	50	70
T ₁	β ₁	881	1000	1013	1230
	U _{BEQ1} [V]	0,629	0,579	0,528	0,487
	I _{CB01} [pA]	18,66	167,1	1067	3872
	I _{CQ1} [mA]	3,294	3,34	3,358	3,413
	δI _{CQ1} [%]	1,384	-	0,524	2,163
T ₂	β ₂	662	750	842	921
	U _{BEQ2} [V]	0,599	0,546	0,493	0,449
	I _{CB02} [pA]	18,66	167,1	1067	3872
	I _{CQ2} [uA]	689,9	697,7	704,6	709,9
	δI _{CQ2} [%]	1,114	-	0,993	1,752
T ₃	β ₃	585	662	743	811
	U _{BEQ3} [V]	0,712	0,664	0,615	0,575
	I _{CB03} [fA]	1,892	9,497	37,08	95,46
	I _{CQ3} [mA]	1,548	1,272	1,058	0,9219
	δI _{CQ3} [%]	21,639	-	16,83	27,554
T ₄	β ₄	190	234	284	328
	U _{BEQ4} [V]	0,759	0,715	0,669	0,632
	I _{CB04} [fA]	0,578	29,05	808,1	8228
	I _{CQ4} [mA]	295	298	301	303
	δI _{CQ4} [%]	1,213	-	0,925	1,52

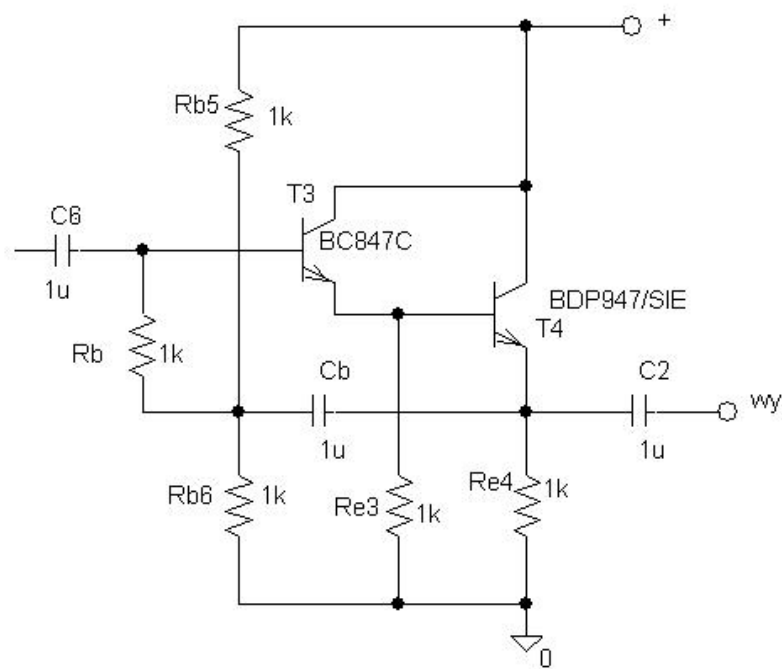


Rys.9 Wykres prądu kolektora tranzystora T3 w funkcji temperatury (0 25 50 70) [°C].

Warunek:

$$\delta I_{CQ} \leq 5 \text{ [%]}$$

Z zamieszczonej powyżej tabeli można stwierdzić, iż wszystkie tranzystory oprócz T3 spełniają kryterium stabilności w szerokim zakresie temperatur. W zaprojektowanym układzie należałoby poprawić sposób polaryzacji tranzystora T3 pracującego w konfiguracji z tranzystorem T4 w układzie Darlingtona, na przykład przez zastosowanie dodatniego sprzężenia zwrotnego (układ bootstrap). Takie rozwiązanie znacznie poprawiłoby stałość temperaturową układu przy zachowaniu dużej rezystancji wejściowej. Innym rozwiązaniem, może być użycie radiatora w celu schłodzenia tranzystora lub też całego układu. Pomimo dużych wahań prądu kolektora pod wpływem zmian temperatury, tranzystor T3 nie pogarsza stabilności całego układu, co zostanie udowodnione w analizie komputerowej w dalszej części projektu.



Rys.10 Układ Darlingtona z ulepszonym obwodem zasilania bazy.

5.1.4. Moc tracona na elementach układu wzmacniacza.

- Moc wydzielona na rezystorach**

$$P_{RC1} = \frac{U_{RC1}^2}{R_{C1}} = 23[mW]$$

$$P_{RE1} = \frac{U_{RE1}^2}{R_{E1}} = 38[mW]$$

$$P_{RB1} = \frac{U_{RB1}^2}{R_{B1}} = 0,42[mW]$$

$$P_{RB2} = \frac{U_{RB2}^2}{R_{B2}} = 1,62[mW]$$

$$P_{RC2} = \frac{U_{RC2}^2}{R_{C2}} = 13[mW]$$

$$P_{RE2} = \frac{U_{RE2}^2}{R_{E2}} = 11[mW]$$

$$P_{RB3} = \frac{U_{RB3}^2}{R_{B3}} = 0,44[mW]$$

$$P_{RB4} = \frac{U_{RB4}^2}{R_{B4}} = 0,17[mW]$$

$$P_{RE3} = \frac{U_{RE3}^2}{R_{E3}} = 11,7[W]$$

$$P_{RB5} = \frac{U_{RB5}^2}{R_{B5}} = 0,3[mW]$$

$$P_{RB6} = \frac{U_{RB6}^2}{R_{B6}} = 0,81[mW]$$

- **Moc wydzielona na tranzystorach**

$$P_{T1} = I_{CQ1} \cdot U_{CEQ1} = 122[mW]$$

$$P_{T2} = I_{CQ2} \cdot U_{CEQ2} = 14[mW]$$

$$P_{T3} = I_{CQ3} \cdot U_{CEQ3} = 18[mW]$$

$$P_{T4} = I_{CQ4} \cdot U_{CEQ4} = 4,5[W]$$

- **Całkowita moc wydzielona w układzie**

$$P_C = \sum P_T + \sum P_R = P_{T1} + \dots + P_{T4} + P_{RC1} + P_{RC2} + P_{RB1} + \dots + P_{RB6} + P_{RE1} + P_{RE2} + P_{RE3}$$

$$P_C = 16,44[W]$$

Tabela 5: Zestawienie wyników obliczeń – strata mocy w układzie

Moc wydzielana w układzie		
Elementy pasywne	Oznaczenie	Wydzielana moc
Rezystory		[mW]
	RB ₁	0,42
	RB ₂	1,62
	RB ₃	0,44
	RB ₄	0,17
	RB ₅	0,3
	RB ₆	0,81
	RE ₁	38
	RE ₂	11
	RE ₃	11700
	RC ₁	23
	RC ₂	13
Elementy aktywne		
Tranzystory		
	T1	122
	T2	14
	T3	18
	T4	4500
Całkowita moc strat	P_{all}	16440

Wyniki analizy komputerowej – wydruki z programu Pspice ver. 9.2

**** BJT MODEL PARAMETERS

	BC857C	BC847C	BDP947
BF	4.576E+02	4.578E+02	2.341E+02
ISE	1.465E-12	4.953E-14	1.489E-13
VJE	5.051E-01	5.051E-01	8.031E-01
CJE	8.361E-12	9.450E-12	4.293E-10
RE	0.000E+00	0.000E+00	4.500E-02
RB	0.000E+00	0.000E+00	2.500E-01
BR	7.089E+00	3.948E+00	2.460E+01
ISC	1.671E-10	9.497E-15	2.905E-14
VJC	5.051E-01	5.051E-01	7.336E-01
CJC	1.146E-11	7.260E-12	8.828E-11
RC	2.791E+00	1.374E+00	1.730E-01
RBM	0.000E+00	0.000E+00	2.000E-01
IS	2.475E-13	5.181E-15	4.717E-13
ISS	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
VJS	7.535E-01	7.535E-01	7.535E-01
CJS	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
GAMMA	1.000E-11	1.000E-11	1.000E-11
RCO	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
VO	1.000E+01	1.000E+01	1.000E+01

**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME	Q_T1	Q_T2	Q_T3	X_T4.Q
MODEL	BC857C	BC857C	BC847C	BDP947
IB	-3.34E-06	-9.30E-07	1.92E-06	1.27E-03
IC	-3.34E-03	-6.98E-04	1.27E-03	2.98E-01
VBE	-5.79E-01	-5.46E-01	6.64E-01	7.15E-01
VBC	3.57E+01	1.92E+01	-1.37E+01	-1.44E+01
VCE	-3.63E+01	-1.98E+01	1.44E+01	1.51E+01
BETADC	1.00E+03	7.50E+02	6.62E+02	2.34E+02
GM	1.28E-01	2.70E-02	4.91E-02	1.08E+01
RPI	7.72E+03	2.78E+04	1.35E+04	2.03E+01
RX	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	2.41E-01
RO	1.94E+04	6.92E+04	3.36E+04	4.86E+02
CBE	9.41E-11	3.22E-11	5.10E-11	1.16E-08
CBC	2.44E-12	3.03E-12	2.39E-12	1.72E-11
CJS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
BETAAC	9.91E+02	7.51E+02	6.61E+02	2.20E+02
CBX/CBX2	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	6.57E-12
FT/FT2	2.12E+08	1.22E+08	1.47E+08	1.48E+08

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME CURRENT

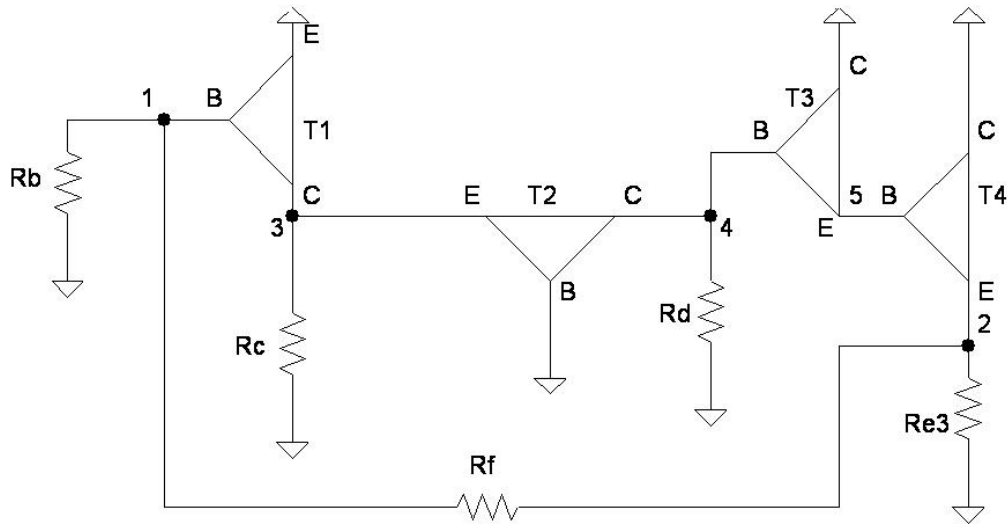
V_V4 -3.036E-01

TOTAL POWER DISSIPATION 1.64E+01 WATTS

5.2 Analiza zmiennoprądowa.

5.2.1 Wyznaczenie parametrów roboczych metodą macierzową.

Parametry robocze wyznaczono w zakresie średnich częstotliwości. Schemat zastępczy wyznaczono na podstawie rys. 1, przy czym kondensatory potraktowano jako zwarcie, a potencjał zasilania jako masę (Rys. 11.).



Rys. 11. Schemat zastępczy układu wzmacniacza dla średnich częstotliwości

- **Rezystancje zastępcze wykorzystane w metodzie macierzowej:**

$$R_B = \frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}; R_B = 258,8k\Omega;$$

$$R_C = \frac{R_{C1} \cdot R_{E2}}{R_{C1} + R_{E2}}; R_C = 1,833k\Omega;$$

$$R_D = \frac{R_{C2} \cdot R_{B6} \cdot R_{B5}}{R_{C2} \cdot R_{B6} + R_{C2} \cdot R_{B5} + R_{B5} \cdot R_{B6}}; R_D = 25,54k\Omega;$$

Na podstawie wyznaczonych punktów pracy, dla każdego z tranzystorów wyznaczono elementy modelu hybryd II dla układu wspólnego emitera.

- transkonduktancja

$$g_m = \frac{|I_{CQ}|}{\varphi_T}, \quad \text{gdzie } \varphi_T = 26mV$$

- konduktancja różniczkowa między bazą idealną a emiterem

$$g_{b'e} = \frac{g_m}{\beta}$$

- konduktancja wyjściowa między kolektorem a emiterem

$$g_{ce} = \frac{I_{CQ}}{U_{CEQ} + U_A}, \quad \text{gdzie } U_A \text{ – napięcie Early'ego odczytane z Pspice'a}$$

- konduktancja pomiędzy bazą idealną a kolektorem

$$g_{b'c} = \frac{g_{ce}}{\beta}$$

Pozostałe elementy modelu hybryd- Π tranzystora przyjmujemy jako zero.

Mając dane wartości elementów modelu hybryd- Π wyznaczono parametry macierzy hybrydowej dla każdego tranzystora z zależności

$$h_{11e} = \frac{1}{g_{b'e}}$$

$$h_{12e} = 0$$

$$h_{21e} = \frac{g_m}{g_{b'e}} = \beta$$

$$h_{22e} = g_{ce}$$

Macierz ta ma postać

$$H_e = \begin{bmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{bmatrix}$$

Macierz admitancyjna określona jest zależnością

$$Y_0 = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{h_{11}} & -\frac{h_{12}}{h_{11}} \\ \frac{h_{21}}{h_{11}} & \frac{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}}{h_{11}} \end{bmatrix}$$

Wyliczone parametry za pomocą programu „Mathcad” dla każdego z tranzystorów zestawiono w tabeli poniżej.

Tabela 6. Elementy modelu hybryd-Π, macierzy hybrydowej i admitancyjnej

Parametr	Element	T1	T2	T3	T4
U_{ceq} [V]		36,264	19,765	14,325	15,036
I_{cq} [mA]		3,344	0,698	1,252	298
β		1010	757	669	238
g					
	g_m	0,129	0,027	0,048	11,462
	$g_{b'e}$	$1,273 \cdot 10^{-4}$	$3,546 \cdot 10^{-5}$	$7,198 \cdot 10^{-5}$	0,048
	g_{ce}	$5,124 \cdot 10^{-5}$	$1,431 \cdot 10^{-5}$	$2,89 \cdot 10^{-5}$	$1,986 \cdot 10^{-3}$
	$g_{b'c}$	$5,073 \cdot 10^{-8}$	$1,891 \cdot 10^{-8}$	$4,32 \cdot 10^{-8}$	$8,345 \cdot 10^{-6}$
h					
	h_{11}	7853	$2,82 \cdot 10^4$	$1,389 \cdot 10^4$	21,01
	h_{12}	0	0	0	0
	h_{21}	1010	757	669	238
	h_{22}	$1,025 \cdot 10^{-4}$	$2,863 \cdot 10^{-5}$	$5,78 \cdot 10^{-5}$	$3,972 \cdot 10^{-3}$
y					
	y_{11}	$1,278 \cdot 10^{-4}$	$3,546 \cdot 10^{-5}$	$7,198 \cdot 10^{-5}$	0,048
	y_{12}	0	0	0	0
	y_{21}	0,129	0,027	0,048	11,328
	y_{22}	$1,025 \cdot 10^{-4}$	$2,863 \cdot 10^{-5}$	$5,78 \cdot 10^{-5}$	$3,972 \cdot 10^{-3}$

Uzyskano macierz oznaczoną admitancji tranzystora. Następnie macierz oznaczoną przekształcono w macierz nieoznaczoną tranzystora o wymiarze 3x3 tak, aby suma elementów w wierszach i kolumnach wynosiła zero, według wzoru:

$$Y_{ne} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & -y_{11} - y_{12} \\ y_{21} & y_{22} & -y_{21} - y_{22} \\ -y_{11} - y_{21} & -y_{12} - y_{22} & y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22} \end{bmatrix}$$

Dla schematu dla prądu zmiennego zapisano macierz admitancji, która będzie miała wymiar 5x5, ponieważ układ ma 5 węzłów. Węzeł odniesienia stanowi masa układu.

Następnie macierz tą zredukowano do rozmiaru 2x2 za pomocą funkcji napisanej w „Mathcadzie” – redukcja węzłów, wyznaczając po kolei elementy macierzy stopnia o jeden mniejszego z zależności

$$Y'_{i,j} = y_{i,j} - \frac{y_{i,k} \cdot y_{k,j}}{y_{k,k}}$$

gdzie $Y_{i,j}$ oznacza nowy element macierzy zredukowanej, k jest numerem redukowanego węzła.

$$Y := \begin{pmatrix} y_{11t1} + \frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_b} & \frac{-1}{R_f} & y_{12t1} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{R_f} & \frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_{e3}} + y_{11t4} + y_{12t4} + y_{21t4} + y_{22t4} & 0 & 0 & -y_{11t4} - y_{21t4} \\ y_{21t1} & 0 & \frac{1}{R_c} + y_{22t1} + y_{11t2} + y_{12t2} + y_{21t2} + y_{22t2} & -y_{12t2} - y_{22t2} & 0 \\ 0 & 0 & -y_{21t2} - y_{22t2} & y_{22t2} + y_{11t3} + \frac{1}{R_d} & -y_{11t3} - y_{12t3} \\ 0 & -y_{11t4} - y_{12t4} & 0 & -y_{11t3} - y_{12t3} & y_{11t3} + y_{12t3} + y_{21t3} + y_{11t4} + y_{22t3} \end{pmatrix}$$

Redukując macierz po kolejnych węzłach otrzymano nową macierz Y 2x2

$$YY = \begin{pmatrix} 1,868 \cdot 10^{-4} & -5,556 \cdot 10^{-5} \\ 9,488 \cdot 10^3 & 3,037 \end{pmatrix}$$

Na podstawie zredukowanej macierzy $Y = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$ wyznaczono parametry robocze układu

- Rezystancja widziana na wejściu bez uwzględnienia rezystancji generatora

$$y_{we} = y_{11} - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{22} + y_L} \Rightarrow r_{we} = \frac{1}{y_{we}}$$

$$r_{we} = 5,781[\Omega]$$

- Rezystancja widziana na wejściu z uwzględnieniem rezystancji generatora

$$Y_{we} = y_{we} + Y_0 \quad R_{we} = \frac{1}{Y_{we}}$$

$$R_{we} = 5,726[\Omega]$$

- Rezystancja widziana na wyjściu bez uwzględnienia rezystancji obciążenia

$$y_{wy} = y_{22} - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{11} + y_g} \Rightarrow r_{wy} = \frac{1}{y_{wy}}$$

$$r_{wy} = 3,381[m\Omega]$$

- Rezystancja widziana na wyjściu z uwzględnieniem rezystancji obciążenia

$$Y_{wy} = Y_{wy} + Y_{RL} \Rightarrow R_{wy} = \frac{1}{Y_{wy}}$$

$$R_{wy} = 3,381[m\Omega]$$

- Wzmocnienie napięciowe k_u

$$k_u = \frac{-y_{21}}{y_{22} + y_L}$$

$$k_u = -3110 \left[\frac{V}{V} \right]$$

- Napięciowy współczynnik wykorzystania obwodu wejściowego wzmacniacza

$$\gamma_u = \frac{y_g}{y_g + y_{we}}$$

$$\gamma_u = 0,009543$$

- Wartość skuteczna wzmocnienia napięciowego k_{usk} [V/V], $k_{usk_{dB}}$ [dB]

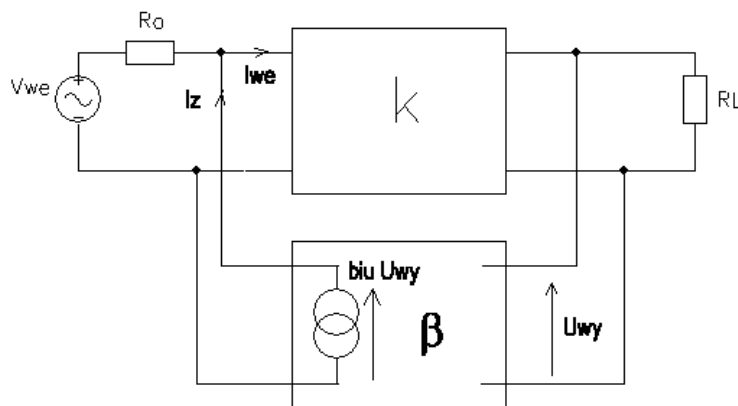
$$k_{usk} = k_u \cdot \gamma_u = -29,682 \left[\frac{V}{V} \right]$$

$$k_{usk_{dB}} = 20 \log(|k_{usk}|)$$

$$k_{usk_{dB}} = 29,45 [dB]$$

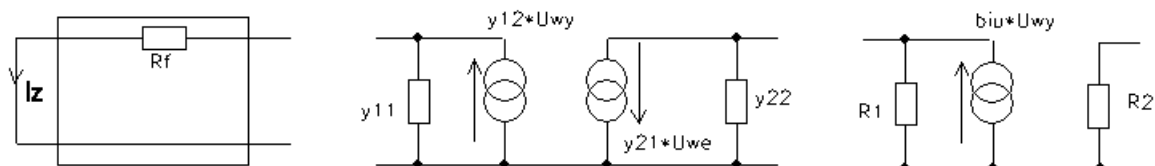
5.2.2 Wpływ sprzężenia zwrotnego – metoda uproszczona.

W projektowanym układzie mamy do czynienia z napięciowo-równoległym sprzężeniem zwrotnym. Można wydzielić dwa bloki: blok K oraz blok β . Blok β opisujemy macierzą [Y]. W skład bloku wchodzi rezystor R_F . Pełny schemat dla metody uproszczonej przedstawiono poniżej.



Rys.12. Schemat blokowy idealnego układu ze sprzężeniem N – R.

Sposób przekształcania czwórnika sprzężenia β do postaci idealnej pokazano poniżej.



Rys. 13. Przekształcenie czwórnika sprzężenia β do postaci idealnej.

Dla sprzężenia N – R, blok β opisywany jest macierzą admitancyjną $[y_\beta]$. Parametry y wyznacza się, korzystając z równań macierzy admitancji opisujących dowolny czwórnik.

$$\begin{aligned} I_{we} &= y_{11} \cdot U_{we} + y_{12} \cdot U_{wy} \\ I_{wy} &= y_{21} \cdot U_{we} + y_{22} \cdot U_{wy} \end{aligned}$$

Zakładając unilateralność czwornika β , czyli przepływ sygnału występuje tylko od wyjścia do jego wejścia, wówczas można przyjąć parametr $y_{21} = 0$.

Parametry y bloku β są następujące:

$$y_{11} = \frac{1}{R_f} \qquad y_{12} = \frac{-1}{R_f} \qquad y_{22} = \frac{1}{R_f}$$

Po wykonaniu odpowiednich przekształceń uzyskuje się idealny czwórnik β i odpowiednie rezystory (impedancje) $R1$ oraz $R2$ podłączone odpowiednio, równolegle do wejścia oraz równolegle do wyjścia tego czwornika.

Wartości tych elementów wynoszą:

$$R1 = \frac{1}{y_{11}} = R_f \qquad R2 = \frac{1}{y_{22}} = R_f$$

- **Wzmocnienie β iu wynosi:**

$$\beta_{iu} = \frac{-1}{R_f}$$

Ze względu na to, że rezystory $R1$ i $R2$ występują już poza czwórnikami β można je

przenieść do bloku K. Parametry macierzy $[H]$ zostały zaczerpnięte z analizy macierzowej.

Dla tranzystora T2 przekształcono parametry macierzy $[H]$ w układ WB.

$$h_{11t2b} = \frac{h_{11t2}}{1 + h_{21t2}}; \quad h_{12t2b} = \frac{h_{11t2} \cdot h_{22t2}}{1 + h_{21t2}};$$

$$h_{21t2b} = \frac{h_{21t2}}{1 + h_{21t2}}; \quad h_{22t2b} = \frac{h_{22t2}}{1 + h_{21t2}};$$

- **Dla tranzystora T3 i T4 przekształcono parametry macierzy $[H]$ w układ WC**

$$\begin{aligned} h_{11t3c} &= h_{11t3}; & h_{12t3c} &= 1 - h_{12t3}; & h_{11t4c} &= h_{11t4}; & h_{12t4c} &= 1 - h_{12t4}; \\ h_{21t3c} &= -(1 + h_{21t3}); & h_{22t3c} &= h_{22t3}; & h_{21t4c} &= -(1 - h_{21t4}); & h_{22t4c} &= h_{22t4}; \end{aligned}$$

- Obliczono wzmocnienia dla kolejnych stopni wzmacniacza korzystając ze wzoru:

$$K_{u1} = g_{m1} \cdot \left(h_{22t1} + \frac{1}{R_{c1}} + \frac{1}{R_{e1}} + \frac{1}{h_{11t2b}} + \frac{1}{R_F} \right)^{-1}; \quad K_{u1} = -4,662;$$

$$K_{u2} = g_{m2} \cdot \left(h_{22t2b} + \frac{1}{R_{b6}} + \frac{1}{R_{c2}} + \frac{1}{h_{11t3c}} + \frac{1}{R_{b5}} \right)^{-1}; \quad K_{u2} = 241,495;$$

$$K_{u3} = g_{m3} \cdot \left(h_{22t3c} + \frac{1}{h_{11t4c}} \right)^{-1}; \quad K_{u3} = 1,01;$$

$$K_{u4} = g_{m4} \cdot \left(h_{22t4c} + \frac{1}{R_{e3}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_F} \right)^{-1}; \quad K_{u4} = 457,481;$$

- Wzmocnienie bloku K z otwartą pętlą wyraża się wzorem:

$$K_u = K_{u1} \cdot K_{u2} \cdot K_{u3} \cdot K_{u4}; \quad K_u = -5,205 \cdot 10^5 \left[\frac{V}{V} \right];$$

- Rezystancja wejściowa układu:

$$Y_{WE} = \frac{1}{R_B} + \frac{1}{h_{11t1}} + \frac{1}{R_F}; \quad R_{WE} = \frac{1}{Y_{WE}} = 5,352 \cdot 10^3 \Omega$$

- Rezystancja wyjściowa układu:

$$Y_{WY} = h_{22t4} + \frac{1}{R_{E3}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_F}; \quad R_{WY} = \frac{1}{Y_{WY}} = 39,914 \Omega$$

- Wzmocnienie K_{ui0} i β_{iu} :

$$K_{ui0} = K_u \cdot R_{WE}; \quad K_{ui0} = -2,786 \cdot 10^9;$$

$$\beta_{iu} = \frac{1}{R_F}; \quad \beta_{iu} = 5,556 \cdot 10^{-5};$$

$$\beta_u = \beta_{ui} \cdot R_g; \quad \beta_u = 0,033;$$

- Rezystancja wejściowa układu z zamkniętą pętlą sprzężenia:

$$R_{WEf} = \frac{R_{WE}}{1 - K_{uio} \cdot \beta_{iu}}; R_{WEf} = 0,035\Omega;$$

- **Wzmocnienie Ku:**

$$K_{uif} = \frac{K_{uio}}{1 - K_{uio} \cdot \beta_{iu}}; K_{uif} = -1,8 \cdot 10^4;$$

$$K_{uf} = \frac{K_{uif}}{R_{WEf}}; K_{ui} = -5,205 \cdot 10^5;$$

$$\gamma_u = \frac{R_{WEf}}{R_g + R_{WEf}}; \gamma_u = 5,205 \cdot 10^{-5};$$

$$K_{usk} = \gamma_u \cdot K_u; K_{usk} = -29,998;$$

$$20 \cdot \log(|K_{usk}|) = 29,542[dB]$$

5.3.3 Częstotliwość dolna układu

Dolna częstotliwość graniczna uzależniona jest od wartości kondensatorów $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_f$. Natomiast w znacznie mniejszym stopniu zależy od pojemności tranzystorów. Jej wartość wyrażona jest wzorem:

$$f_d = \sqrt{f_1^2 + f_2^2 + f_3^2 + f_4^2 + f_5^2 + f_6^2};$$

Przy czym częstotliwości f_i są zależne od wartości odpowiedniej dla danego kondensatora oraz rezystancji widzianej na jego zaciskach, przy zwartych pozostałych kondensatorach w układzie. Wartości te wyznaczono ze wzoru:

$$f_i = \frac{1}{2\pi C_i R_i}$$

Założono, że największy wpływ na częstotliwość dolną ma kondensator C_2 i przyjęto :

$$f_2 = 10[Hz]$$

$$f_1 = f_3 = f_4 = f_5 = f_6 = 1[Hz]$$

- **Wyznaczenie wartości poszczególnych kondensatorów:**

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \left[R_g + \left(\frac{1}{h_{11f1}} + \frac{1}{R_b} + \frac{1}{R_f} \right) \right]}; \quad C_1 = 2,617 \cdot 10^{-4};$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot \left(R_l + \frac{1}{R_{e3}} + \frac{1}{R_f} \right)}; \quad C_2 = 2,122 \cdot 10^{-4};$$

$$C_3 = \frac{960}{2 \cdot \pi \cdot f_3 \cdot (R_g + h_{11f1})}; \quad C_3 = 0,018;$$

$$C_4 = \frac{711}{2 \cdot \pi \cdot f_4 \cdot R_{b34}}; \quad C_4 = 1,097 \cdot 10^{-4};$$

$$C_5 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_5 \cdot \left(R_{c1} + \frac{1}{h_{11f2b}} + \frac{1}{R_{e2}} \right)}; \quad C_5 = 1,108 \cdot 10^{-5};$$

$$C_6 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_6 \cdot \left[R_{c2} + \left(\frac{1}{R_{b6}} + \frac{1}{R_{b5}} + \frac{1}{h_{11f3c}} \right) \right]}; \quad C_6 = 3,93 \cdot 10^{-6};$$

- **Wartości kondensatorów po dobraniu z szeregu E24:**

$$C_1 = 270 \mu F; \quad C_2 = 220 \mu F; \quad C_3 = 18 mF; \quad C_4 = 100 \mu F; \quad C_5 = 11 \mu F; \quad C_6 = 3,9 \mu F;$$

- **Korekta częstotliwości:**

$$f_1 = 0,973 [Hz]; \quad f_2 = 9,646 [Hz]; \quad f_3 = 1,003 [Hz]; \quad f_4 = 1,097 [Hz]; \quad f_5 = 1,008 [Hz]; \\ f_6 = 1,008 [Hz];$$

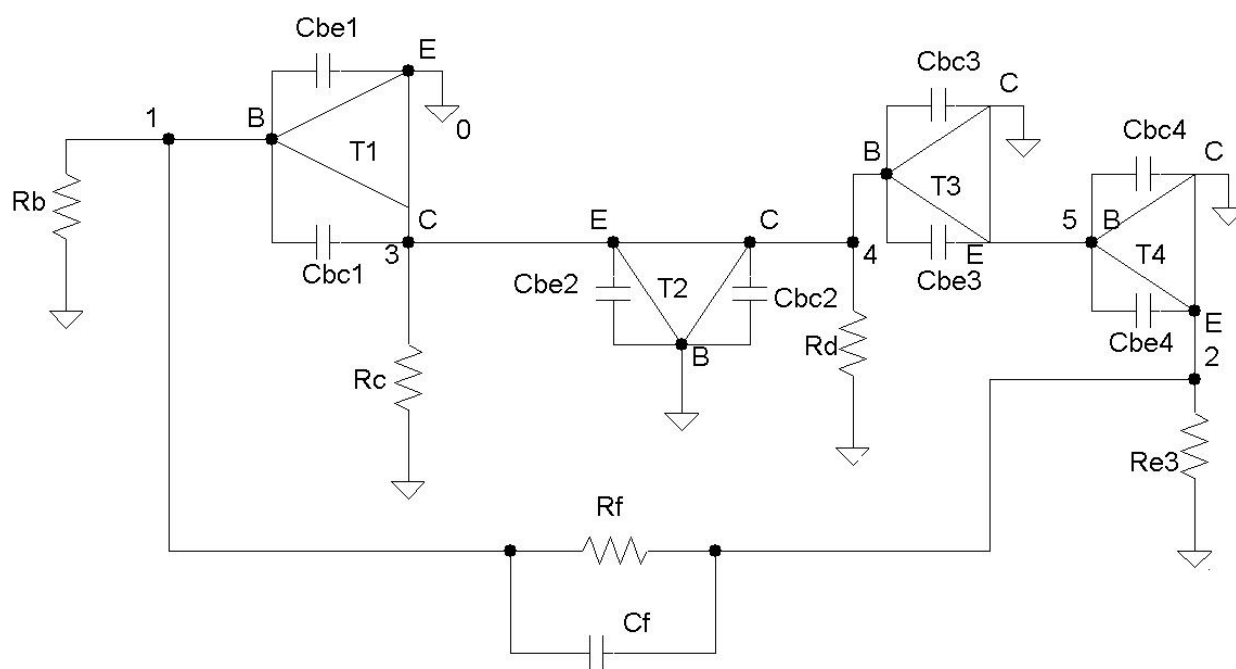
- **Częstotliwość dolna wynosi:**

$$f_d = \sqrt{f_1^2 + f_2^2 + f_3^2 + f_4^2 + f_5^2 + f_6^2}; \quad f_d = 9,911 [Hz];$$

5.2.4 Częstotliwość górna układu.

Do wyznaczenia częstotliwości górnej skorzystano z rysunku 14,
Z wstępnych założeń:

$$f_g = 1[\text{MHz}]$$



Rys.14. Schemat zastępczy układu wzmacniacza dla wysokich częstotliwości.

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot (1 - K_{ui0} \cdot \beta_{ui0})}; C_f = 8,827 \cdot 10^{-12};$$

Z szeregu przyjmuje się:

$$C_f = 9,1[\text{pF}]$$

Tabela 7. Porównanie wartości dla różnych wartości rezystora Rg

	Rg = 600 [Ω]	Rg = 100 [kΩ]
C1	270 [uF]	100 [uF]
C2	220 [uF]	220 [uF]
C3	18 [mF]	18 [mF]
C4	100 [uF]	110 [uF]
C5	11 [uF]	11 [uF]
C6	3,9 [uF]	3,9 [uF]
Cf	9,1 [pF]	0,027 [pF]
Rf	18 [kΩ]	3,9 [MΩ]
fd	9,707 [Hz]	9,758 [Hz]
fg	969 [kHz]	967 [kHz]

Tabela 8. Porównanie wyników otrzymanych dwoma metodami dla dwóch wartości Rg

	Rg = 600 [Ω]		Rg = 100 [k Ω]	
	Met. macierzowa	Met. uproszczona	Met. macierzowa	Met. uproszczona
K _{USK} [dB]	29,45	29,542	30,402	31,812
K _{USK} [V/V]	-29,682	-29,998	-33,122	-38,959
K _u [V/V]	-3110	-5,205*10 ⁵	-3110	-5,227*10 ⁵
R _{WE} [Ω]	5,726	5352	1065	7602
R _{WY} [Ω]	0,00381	39,914	0,035	40,003

- Pojemności złączowe**

Pojemności złączowe wszystkich tranzystorów odczytano z programu Pspice 9.2.
Pojemności te wynoszą:

```
*****
NAME      Q_T2      Q_T3      Q_T1      X_T4.Q
MODEL      BC857C    BC847C    BC857C    BDP947

CBE        3.22E-11  5.10E-11  9.41E-11  1.16E-08
CBC        3.03E-12  2.39E-12  2.44E-12  1.72E-11
*****
```

- Wyznaczenie macierzy układu**

Macierz admitancyjna wyznaczona w celu obliczania parametrów roboczych wzmacniacza rozszerzono o pojemności złącz występujących w tranzystorze. Macierz ta wygląda następująco:

$$Y(s) := \begin{bmatrix} y_{11t1} + \frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_b} + s \cdot (C_{bec1}) & \frac{-1}{R_f} - C_f s & y_{12t1} - s \cdot C_{bc1} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{R_f} - s \cdot C_f & \frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_{e3}} + y_{st4} + s \cdot (C_{be4} + C_f) & 0 & 0 & -y_{11t4} - y_{12t4} - s \cdot C_{be4} \\ y_{21t1} - s \cdot C_{bc1} & 0 & \frac{1}{R_c} + y_{st2} + s \cdot (C_{bc1} + C_{be2}) & -y_{12t2} - y_{22t2} & 0 \\ 0 & 0 & -y_{21t2} - y_{22t2} & y_{22t2} + y_{11t3} + \frac{1}{R_d} + s \cdot (C_{bce3}) & -y_{11t3} - y_{12t3} - s \cdot C_{be3} \\ 0 & -y_{11t4} - y_{12t4} - s \cdot C_{be4} & 0 & -y_{11t3} - y_{12t3} - s \cdot C_{be3} & y_{st3} + s \cdot (C_{be3} + C_{be4} + C_{bc4}) \end{bmatrix}$$

Admitancje zastępcze:

$$Y_{st4} = y_{11t4} + y_{12t4} + y_{21t4} + y_{22t4}$$

$$Y_{st2} = y_{11t2} + y_{12t2} + y_{21t2} + y_{22t2}$$

$$Y_{st3} = y_{11t3} + y_{12t3} + y_{21t3} + y_{22t3}$$

$$C_{bec1} = C_{be1} + C_{bc1} + C_{bc2}$$

Kolumna prądów ma postać:

$$I(E_g) = \begin{pmatrix} \frac{E_g}{R_g} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Napięcia międzywęzłowe wyznaczymy z zależności:

$$U = Y(s)^{-1} \cdot I$$

Na wydrukach z Mathcad'a macierz napięć jest oznaczona symbolem $X(E_g, s)$.

Drugi wiersz macierzy napięć międzywęzłowych określa nam napięcie na wyjściu układu. Stosunek tego napięcia do E_g daje nam skuteczne wzmocnienie $K_{us}(s)$ układu wzmacniacza. Podstawiając

$$s = j\omega$$

i uwzględniając, że częstotliwość

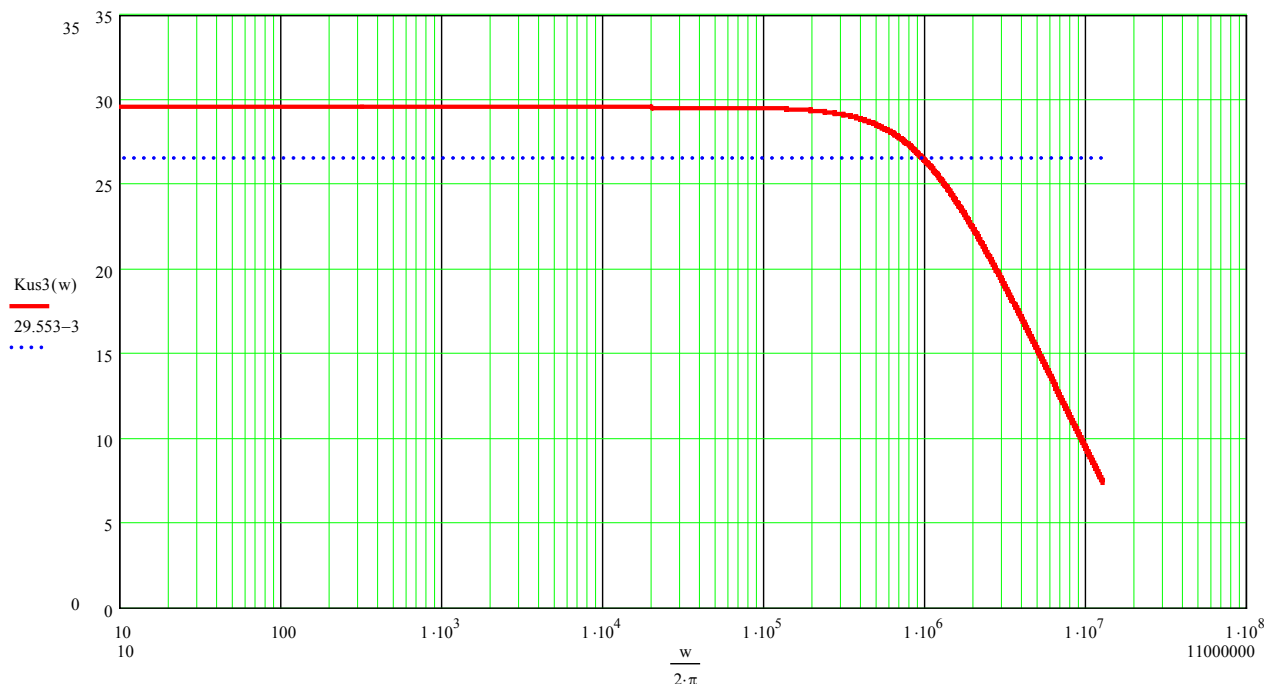
$$f = \frac{\omega}{2\pi}$$

uzyskujemy zależność wzmocnienia od częstotliwości.

Następnie wyznaczamy już tylko górną częstotliwość graniczną układu wzmacniacza, wyznaczając ją z zależności $K_{us}(f)$ dla spadku 3 dB w skali logarytmicznej lub dla wartości

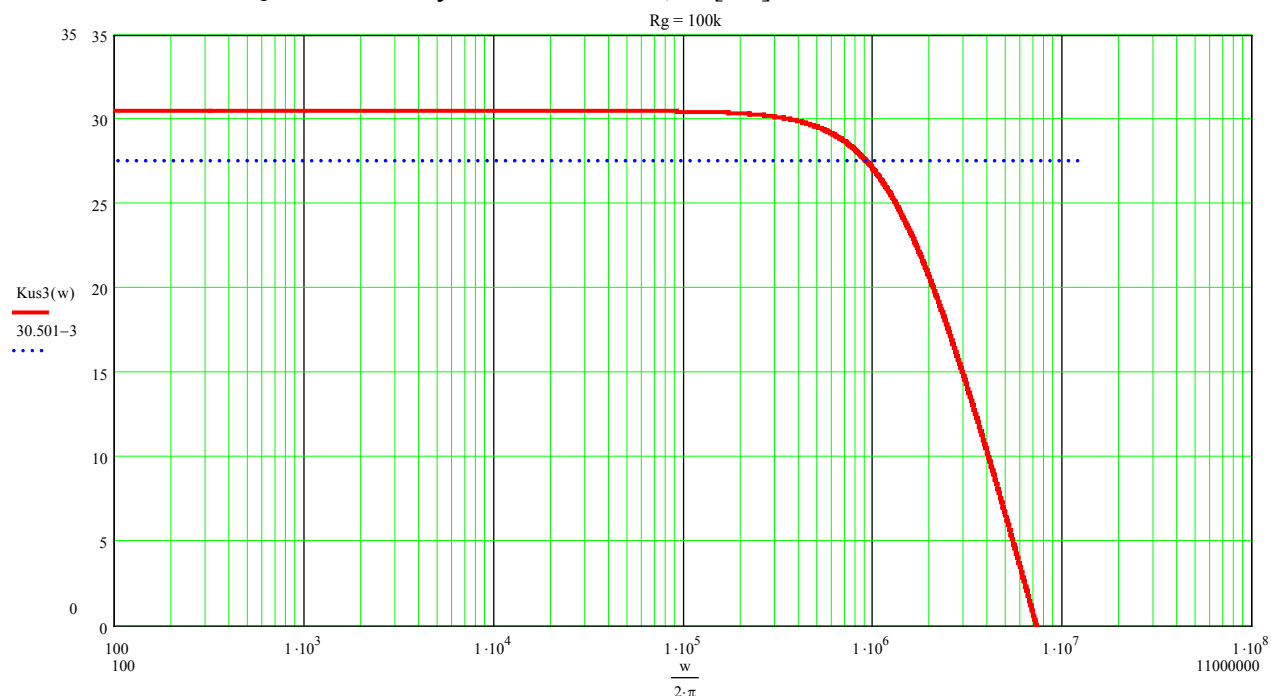
$\frac{1}{\sqrt{2}}$ wzmocnienia w zakresie średnich częstotliwości dla skali liniowej.

Obliczenia częstotliwości górnej znajdują się na wydrukach z programu Mathcad.



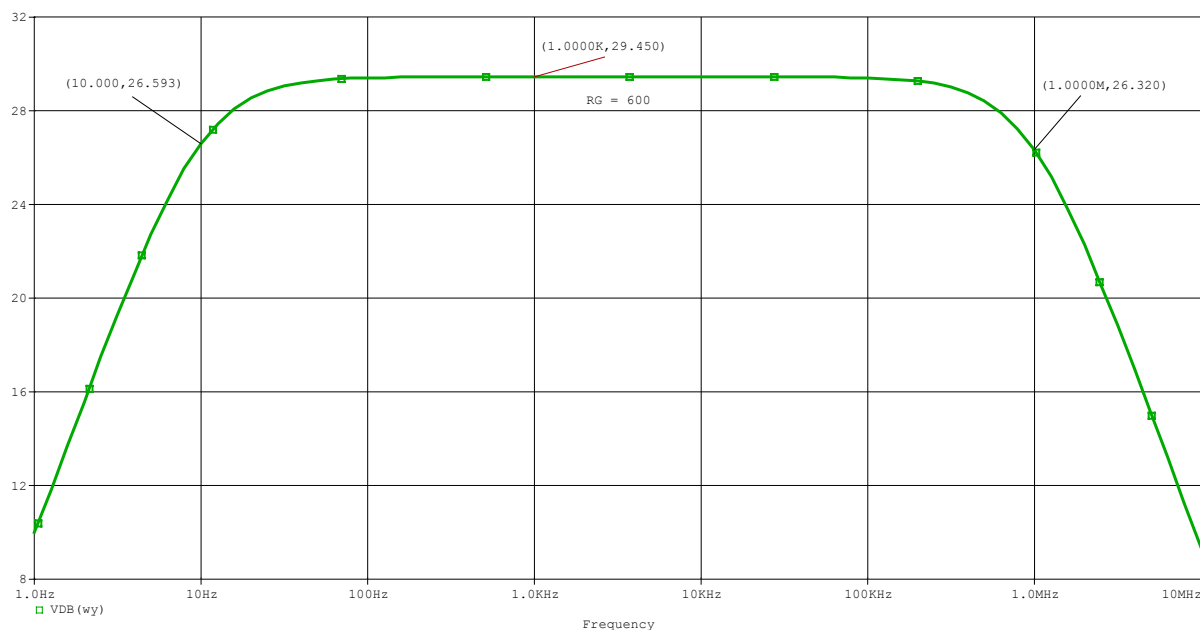
Rys.15. Wykres zależności wzmocnienia od częstotliwości (Mathcad) $R_g = 600 \text{ } [\Omega]$.

Tą metodą uzyskaliśmy górną częstotliwość graniczną $f_g = 964,5$ [kHz], a wzmocnienie w zakresie średnich częstotliwości wyniosło $K_{uskf} = 29,55$ [dB].

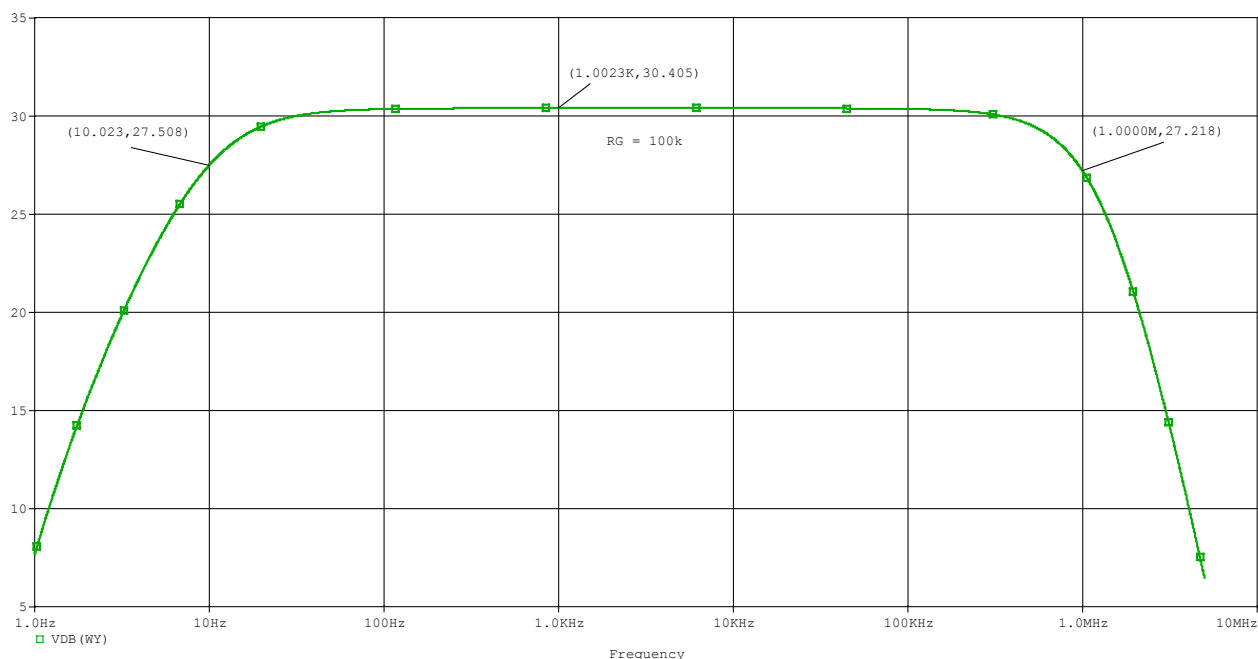


Rys.16. Wykres zależności wzmocnienia od częstotliwości (Mathcad) $R_g = 100$ [k Ω].

W przypadku $R_g = 100$ [k Ω] górna częstotliwość graniczna wyniosła $f_g = 927,1$ [kHz], a wzmocnienie w zakresie średnich częstotliwości wyniosło $K_{uskf} = 30,501$ [dB].



Rys.17. Charakterystyka częstotliwościowa układu wykreślona za pomocą programu Pspice9.2 $R_G = 600$ [Ω]



Rys.18. Charakterystyka częstotliwościowa układu wykreślona za pomocą programu Pspice
9.2 RG = 100 [kΩ]

Porównując otrzymane wartości z wartościami uzyskanymi za pomocą symulacji komputerowej w programie PSpice widać dużą ich zgodność.

5.2.5 Analiza stabilności układu.

Do zbadania stabilności wzmacniacza wykorzystano schemat do wyznaczania częstotliwości górnej z Rys. 14.

Zatem macierz admitancyjna układu też się nie zmienia za wyjątkiem tego że zależy ona od parametru s czyli mamy $Y(s)$, oraz w admitancji własnej 1 i 2 węzła uwzględniono odpowiednio admitancję generatora i admitancję odbiornika.

Do zbadania stabilności skorzystano z kryterium Hurwitza.

Funkcję transmitancji, którą w naszym przypadku jest wzmocnienie napięciowe $Kus(s)$ wyznaczono w następujący sposób:

Odwróconą macierz $Y(s)$ pomnożono przez poniższą kolumnę prądów i otrzymano kolumnę napięć.

$$Y(s)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \frac{E_g}{R_g} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \\ U_5 \end{bmatrix} \quad \text{gdzie} \quad \frac{E_g}{R_g} = I_g - \text{prąd wejściowy}$$

$$\text{Zatem } K_{us}(s) = \frac{U_2}{E_g}$$

U_2 - jest to napięcie między masą a węzłem 2 który na schemacie jest wyjściem

E_g - napięcie generatora

Wszystkie obliczenia wykonano za pomocą programu Mathcad.

Ostateczny wynik wzmocnienia napięciowego jest następujący:

$$K_{us}(w) := \frac{1}{600} \cdot \frac{\left(-1.8962137198710632885 \cdot 10^{-3} - 3.9029503391697152752 \cdot 10^{-12} \cdot i \cdot w + 1.9680624403606608926 \cdot 10^{-21} \cdot w^2 \right)}{\left(1.0545861243916496094 \cdot 10^{-7} + 1.7564605030911410499 \cdot 10^{-14} \cdot i \cdot w - 4.6030061599520846172 \cdot 10^{-23} \cdot w^2 \right.}$$

$$\left. - 2.0596910805141745568 \cdot 10^{-31} \cdot i \cdot w^3 + 2.0673509784782400000 \cdot 10^{-40} \cdot w^4 \right)$$

$$\cdot \frac{1}{\left(-1.1051923114890493847 \cdot 10^{-31} \cdot i \cdot w^3 + 1.5572969113602573951 \cdot 10^{-40} \cdot w^4 + 7.2792359452767427200 \cdot 10^{-50} \cdot i \cdot w^5 \right)}$$

Przyrównując mianownik $k_{us}(s)$ do 0 otrzymujemy poniższe bieguny:

$$s_1 = -1.089E+9$$

$$s_2 = -2.996E+8$$

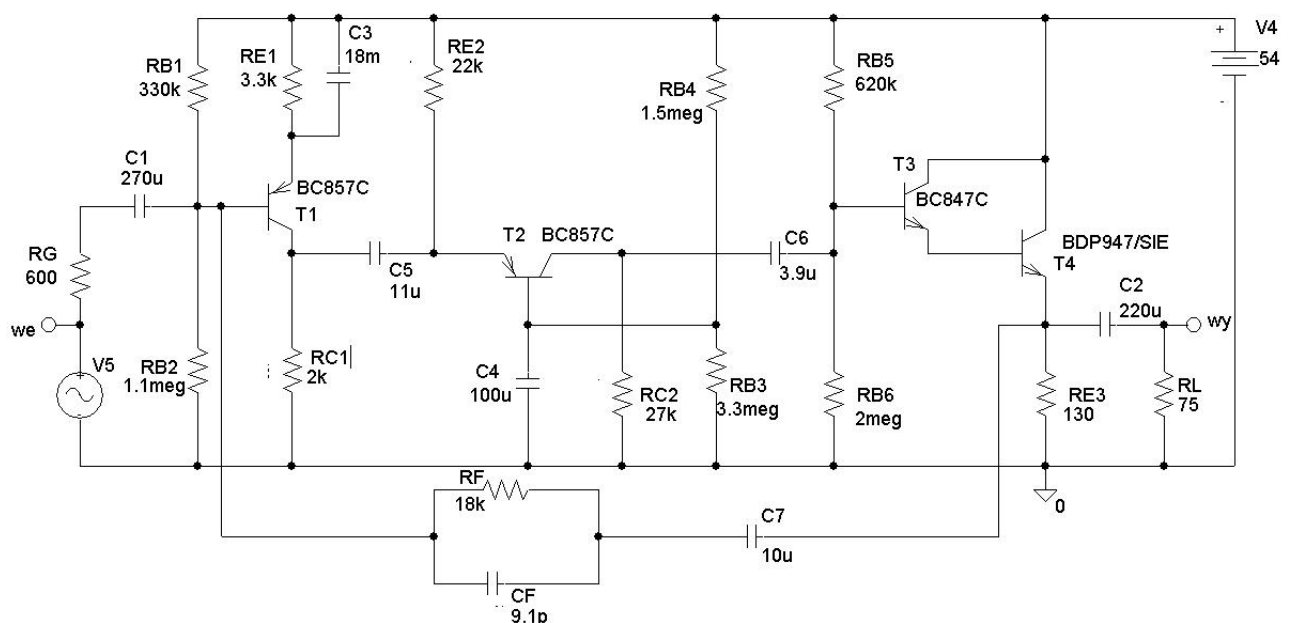
$$s_3 = -9.968E+7$$

$$s_4 = -2.705E+6$$

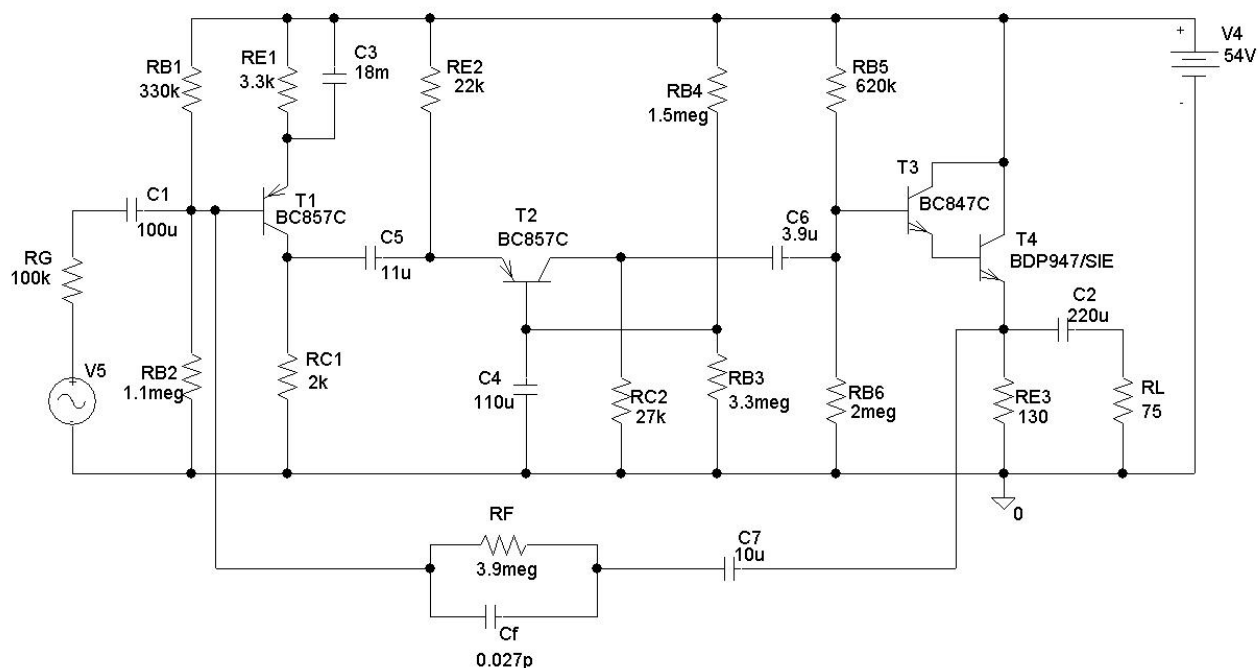
$$s_5 = -2.705E+6$$

Jak widać stopień mianownika $K_{us}(s)$ jest większy od stopnia licznika oraz wszystkie bieguny rzeczywiste są ujemne czyli leżą w lewej półpłaszczyźnie zespolonej s . A zatem układ ten jest stabilny. Układ posiada identyczne bieguny dla rezystancji generatora równej 100 [kΩ]

5.3 Pełny schemat z naniesionymi wartościami elementów.



Rys. 19. Pełny schemat wzmacniacza z naniesionymi wartościami elementów $R_G = 600$ [Ω]



Rys. 20. Pełny schemat wzmacniacza z naniesionymi wartościami elementów
 $R_G = 100 \text{ [k}\Omega\text{]}$

Tabela 9. Tabela zbiorcza dla $R_G = 600 \text{ [}\Omega\text{]}$

Parametry wzmacniacza	
Napięcie zasilania	54 V
Zakres temperaturowy	$(0 \div 70)^\circ\text{C}$
Moc tracona w układzie	1,64W
Wzmocnienie napięciowe	29,5 dB
Pasma przenoszenia	10Hz-1MHz
Rezystancja wejściowa	5,726 Ω
Rezystancja wyjściowa	3,81m Ω

Tabela 10. Tabela zbiorcza dla $R_G = 100 \text{ [k}\Omega\text{]}$

Parametry wzmacniacza	
Napięcie zasilania	54 V
Zakres temperaturowy	$(0 \div 70)^\circ\text{C}$
Moc tracona w układzie	1,64W
Wzmocnienie napięciowe	30,5 dB
Pasma przenoszenia	10Hz-1MHz
Rezystancja wejściowa	1065 Ω
Rezystancja wyjściowa	35,m Ω

6. Analiza komputerowa.

6.1 Analiza w dziedzinie czasu

6.1.1 Charakterystyka liniowości wzmacniacza $U_{wy} = f(U_{we})$

Zniekształcenia liniowe wprowadzane są przez elementy liniowe i objawiają się one zmniejszaniem wzmocnienia poza pasmem przenoszenia i wprowadzaniem przez wzmacniacz dodatkowych przesunień fazowych w zakresie małych i wysokich częstotliwości. W zakresie niskich częstotliwości zniekształcenia liniowe wprowadzają obwody o dużych stałych czasowych (obwody z kondensatorami sprzęgającymi i emiterowymi), a dla wysokich częstotliwości są to obwody zawierające pojemności pasożytnicze. We wzmacniaczach akustycznych spadek wzmocnienia objawia się zmniejszeniem natężenia dźwięku sygnałów o częstotliwościach niskich i wysokich, zaś przesunięcie fazowe powodują zmianę barwy dźwięku.

Zniekształcenia nieliniowe we wzmacniaczu wprowadzane są przez elementy nieliniowe, najczęściej tranzystory. Istnieje kilka przyczyn powstawania zniekształceń nieliniowych

- ❖ nierównomiernie rozłożone charakterystyki tranzystora,
- ❖ źle usytuowana prosta pracy, co powoduje, że charakterystyka przejściowa układu nie jest dostatecznie liniowa,
- ❖ praca w klasie AB, B i C,
- ❖ brak dopasowania
- ❖ przesterowanie wzmacniacz

Transient Analysis:

Print step: 1us

Final time: 250us

No-Print Delay: 0

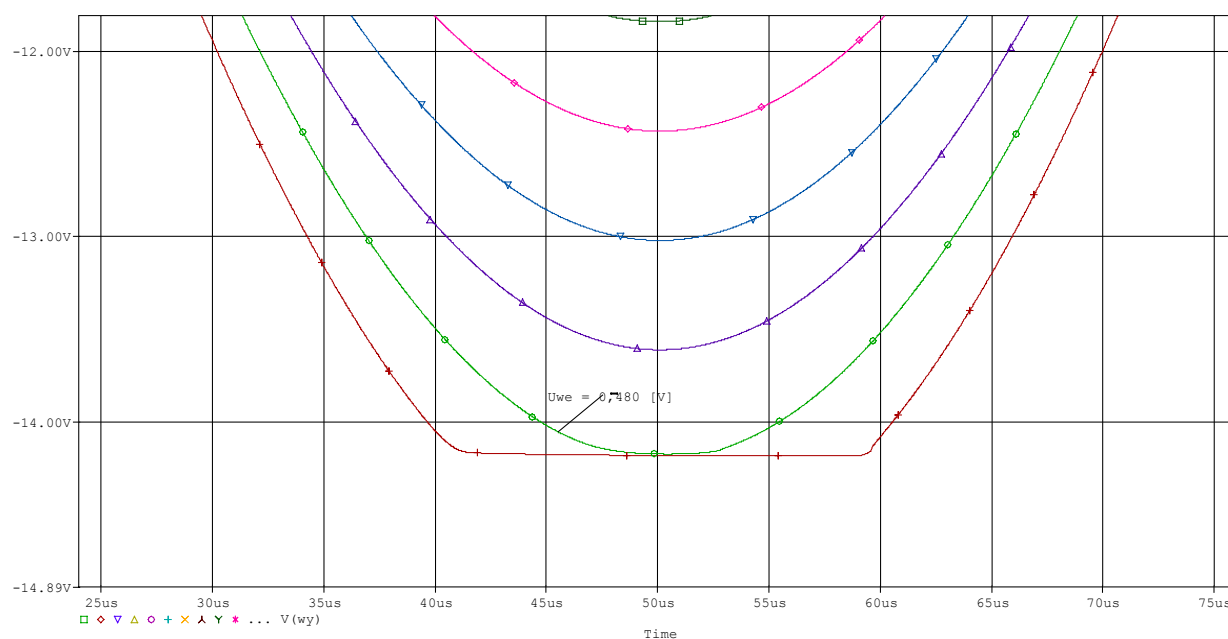
Step Ceiling: 20ns

Parametryzacja amplitudy źródła VSIN

- Start Value (0V)
- End Value (500mV)
- Increment (20mV)

Sygnał wejściowy

- 10 [kHz]



Rys. 22. Wartość napięcia na wyjściu wzmacniacza w funkcji napięcia wejściowego (zbliżenie)

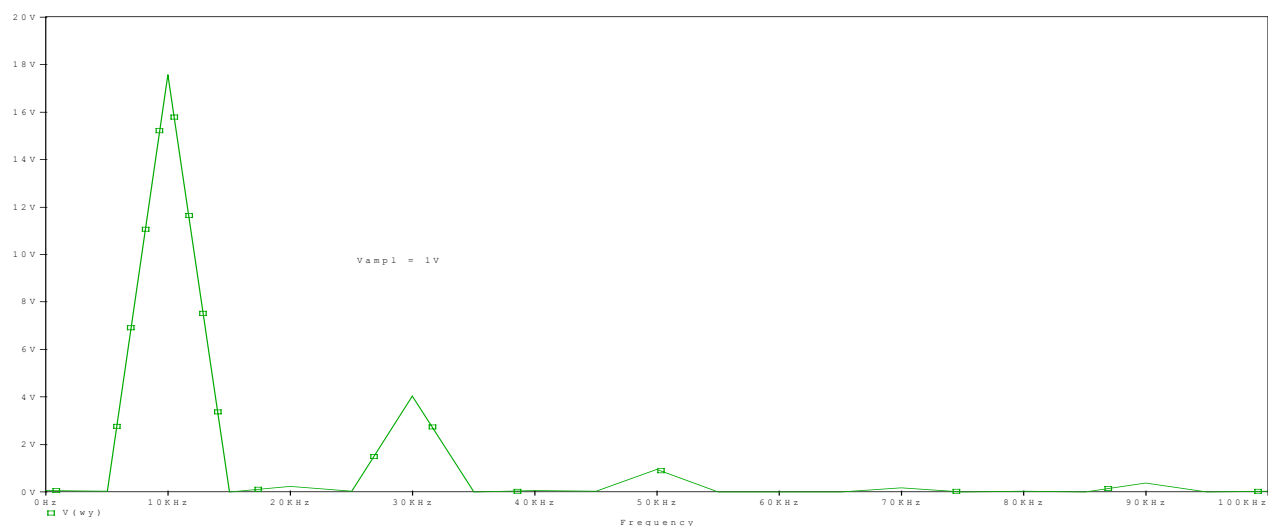
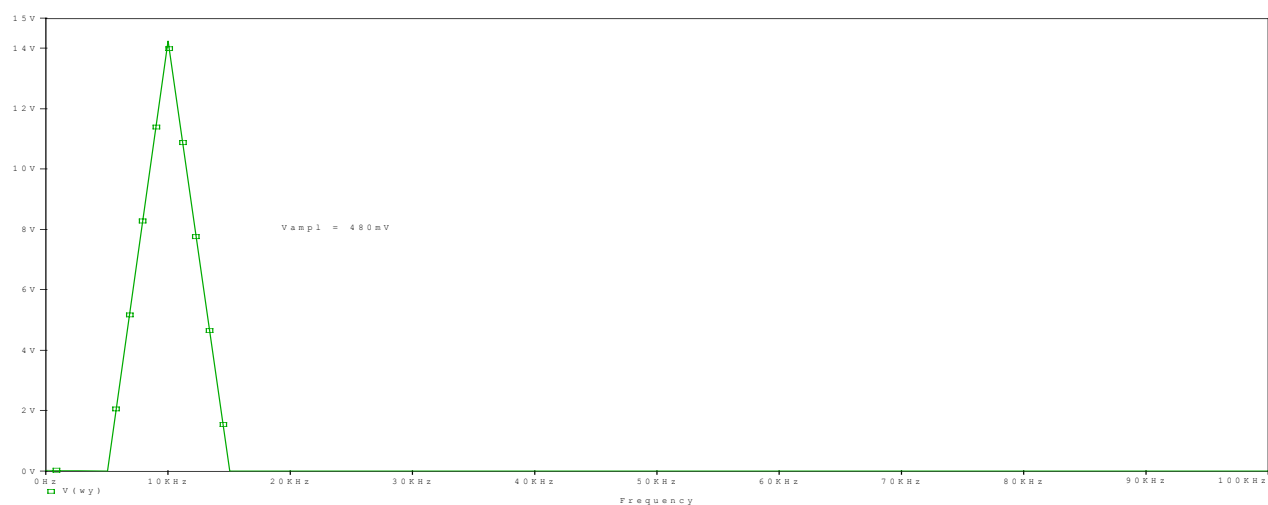
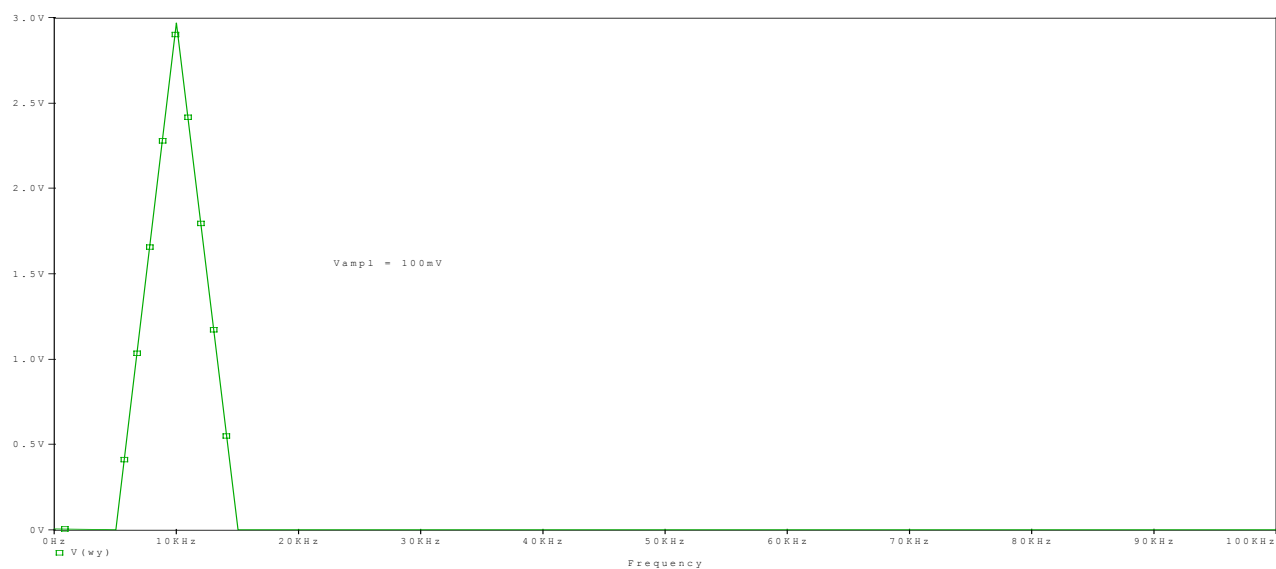
Wartość maksymalnego napięcia wejściowego przy którym nie występują zniekształcenia wierzchołków napięcia wyjściowego wynosi około 480mV.

6.1.2 Wyznaczanie współczynnika zniekształceń nieliniowych.

Miarą zniekształceń nieliniowych jest współczynnik zniekształceń nieliniowych, zwany również współczynnikiem zniekształceń całkowitych lub współczynnikiem zawartości harmoniczych.

Współczynnik zniekształceń nieliniowych h obliczamy ze stosunku skutecznej wartości wyższych harmoniczych występujących w sygnale wyjściowym do skutecznej wartości pełnego napięcia wyjściowego i wyrażamy go w procentach.

W programie Pspice do wyznaczania współczynnika zniekształceń nieliniowych wykorzystamy analizę Fouriera.



Rys 23. Porównanie wyników analizy FFT

Po porównaniu widm amplitudowych zauważyć można, że dla amplitudy napięcia wejściowego równej 100mV i 480mV widmo amplitudowe praktycznie zawiera jedynie pierwszą (podstawową) harmoniczną o częstotliwości równej częstotliwości sygnału

wejściowego. Dla sygnałów wejściowych o amplitudzie równej 1V pojawiają się wyraźnie druga i trzecia harmoniczna oraz składowa stała.

6.1.3 Wyniki analizy z programu Pspice dla wartości amplitudy Vamp = 100mV

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(wy)

DC COMPONENT = 3.154619E-03

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+04	2.968E+00	1.000E+00	-5.356E-01	0.000E+00
2	2.000E+04	2.950E-04	9.939E-05	-8.452E+01	-8.344E+01
3	3.000E+04	4.188E-05	1.411E-05	-5.476E+00	-3.870E+00
4	4.000E+04	2.689E-05	9.061E-06	3.093E+01	3.307E+01
5	5.000E+04	2.007E-05	6.762E-06	3.312E+01	3.580E+01
6	6.000E+04	1.449E-05	4.883E-06	5.018E+01	5.339E+01
7	7.000E+04	1.091E-05	3.676E-06	2.909E+01	3.284E+01
8	8.000E+04	9.736E-06	3.280E-06	5.355E+01	5.784E+01
9	9.000E+04	1.122E-05	3.781E-06	4.845E+01	5.327E+01
10	1.000E+05	9.030E-06	3.042E-06	5.260E+01	5.795E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.013712E-02 PERCENT

Dla wartości amplitudy Vampl =480mV

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(wy)

DC COMPONENT = 2.130339E-02

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+04	1.424E+01	1.000E+00	-5.357E-01	0.000E+00
2	2.000E+04	8.016E-03	5.629E-04	-9.252E+01	-9.145E+01
3	3.000E+04	4.129E-03	2.899E-04	2.949E+00	4.556E+00
4	4.000E+04	9.711E-04	6.819E-05	9.696E+01	9.910E+01
5	5.000E+04	3.015E-03	2.117E-04	-1.788E+02	-1.761E+02
6	6.000E+04	8.080E-04	5.673E-05	-7.252E+01	-6.931E+01
7	7.000E+04	2.740E-03	1.924E-04	2.415E+00	6.165E+00
8	8.000E+04	6.174E-04	4.335E-05	1.106E+02	1.149E+02
9	9.000E+04	2.593E-03	1.821E-04	-1.776E+02	-1.728E+02
10	1.000E+05	6.014E-04	4.223E-05	-5.507E+01	-4.971E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 7.262407E-02 PERCENT

Dla wartości amplitudy $V_{\text{ampl}} = 1\text{V}$

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $V(\text{wy})$

DC COMPONENT = 4.827275E-02

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+04	1.757E+01	1.000E+00	-4.962E-01	0.000E+00
2	2.000E+04	2.525E-01	1.437E-02	-8.615E+01	-8.516E+01
3	3.000E+04	4.041E+00	2.300E-01	-1.449E+00	3.972E-02
4	4.000E+04	7.970E-02	4.537E-03	-7.967E+01	-7.768E+01
5	5.000E+04	9.495E-01	5.405E-02	-2.091E+00	3.900E-01
6	6.000E+04	1.031E-02	5.870E-04	1.541E+01	1.839E+01
7	7.000E+04	1.678E-01	9.554E-03	1.754E+02	1.789E+02
8	8.000E+04	3.859E-02	2.197E-03	8.170E+01	8.567E+01
9	9.000E+04	3.793E-01	2.159E-02	1.756E+02	1.801E+02
10	1.000E+05	3.500E-02	1.992E-03	8.455E+01	8.951E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.379499E+01 PERCENT

Z wyników analizy Fouriera dla amplitudy napięcia wejściowego równej 480mV możemy odczytać, że:

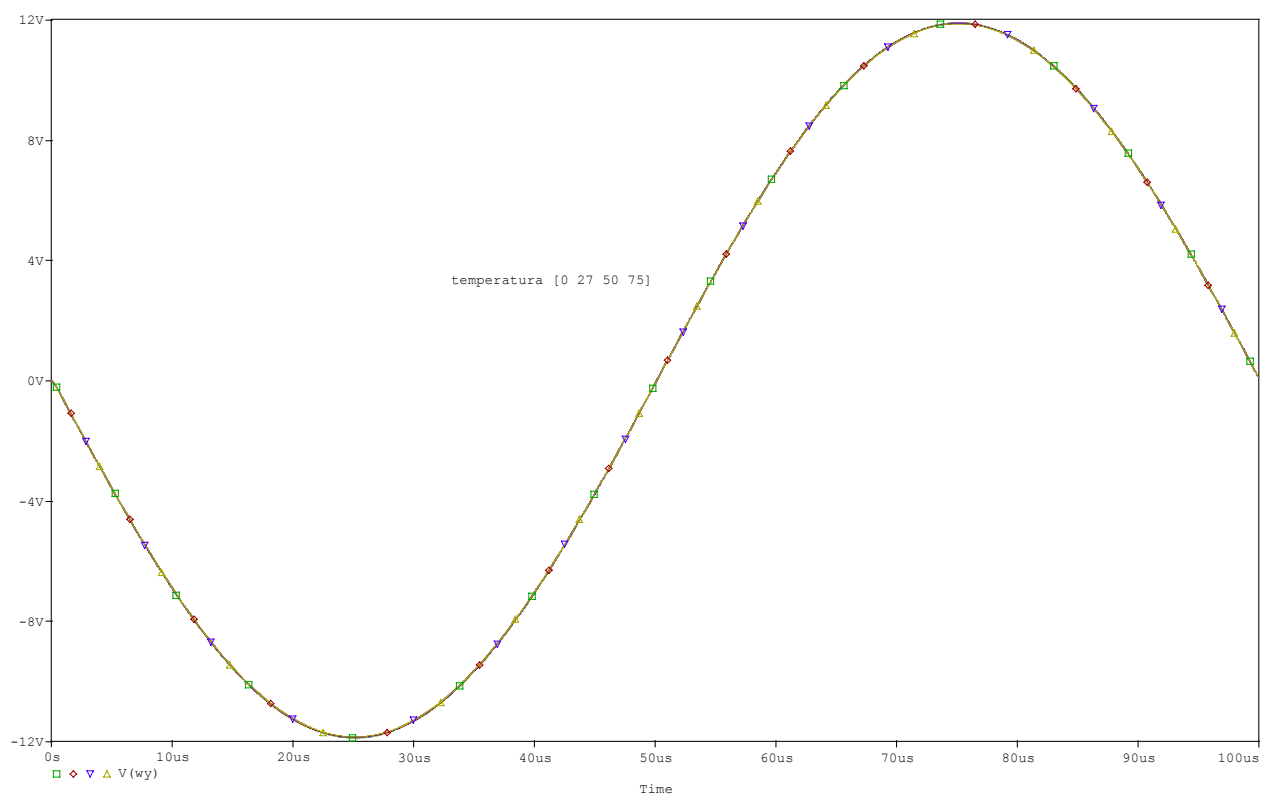
- składowa stała napięcia wyjściowego DC COMPONENT = 21,3034mV
- amplituda pierwszej harmonicznej $U_1 = 14,24\text{V}$
- amplituda pierwszej harmonicznej $U_2 = 8,016\text{mV}$
- amplituda pierwszej harmonicznej $U_3 = 4,129\text{mV}$
- współczynnik zniekształceń nieliniowych, czyli TOTAL HARMONIC DISTORTION $h = 0,07263\%$

Dla porównania wartość współczynnika zniekształceń dla amplitudy sygnału wejściowego równej 1V, wynosi aż 23,795%,. Analiza Fouriera potwierdza wnioski otrzymane w punkcie 1.1, a mianowicie to, że amplituda sygnału wejściowego dla której zniekształcenia na wyjściu sygnału są bardzo niewielkie rzędu 0,073%, wynosi 480mV.

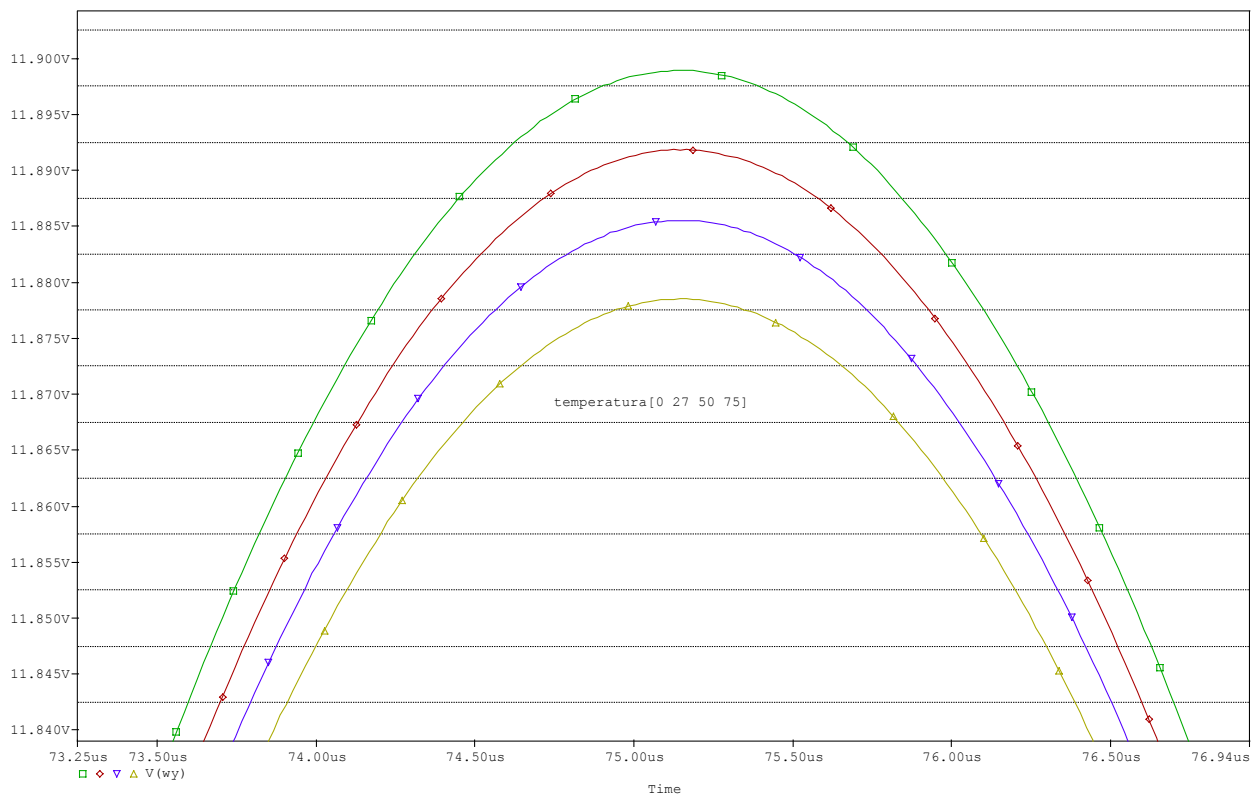
Tabela 11. Wyniki analizy Fouriera

Napięcie wejściowe	100 [mV]	480 [mV]	1 [V]
Współczynnik zniekształceń nieliniowych	0,01014%	0,07263%	23,79499%
Składowa stała napięcia wejściowego	3,1546 [mV]	21,3034 [mV]	48,2727 [mV]
Amplituda pierwszej harmonicznej	2.97 [V]	14,24 [V]	17,57 [V]

6.1.4 Wpływ temperatury na napięcie wyjściowe.

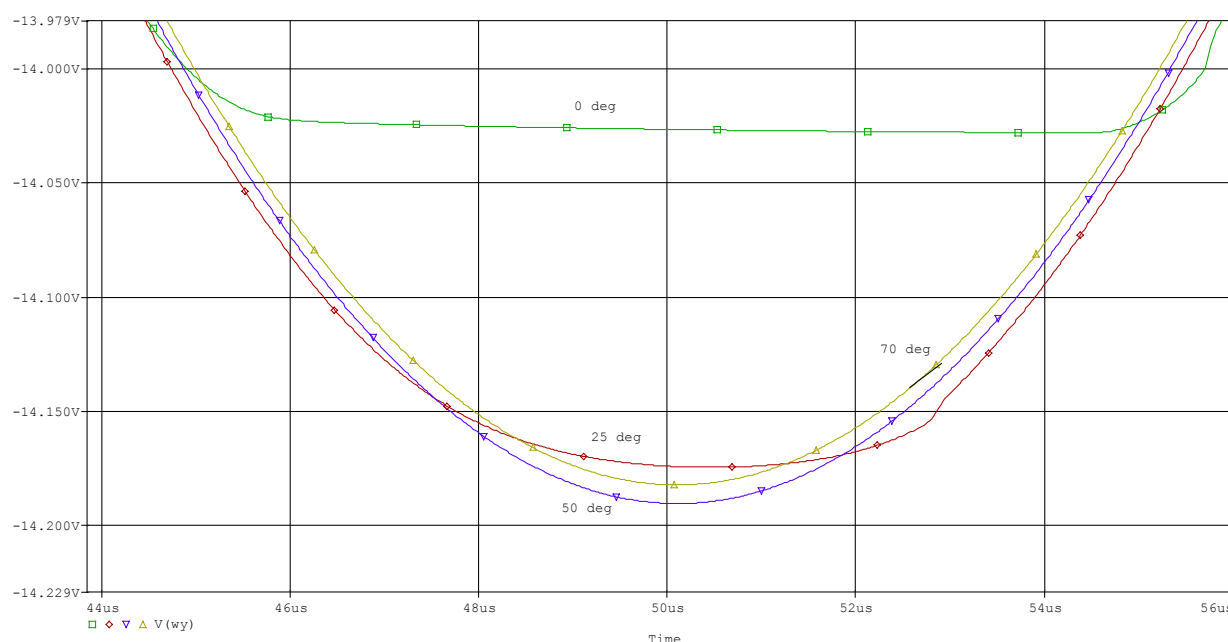


Rys. 24. Wykres napięcia wyjściowego w funkcji temperatury (0, 27, 50, 75[°C])



Rys. 25 Wykres napięcia wyjściowego w funkcji temperatury (0, 27, 50, 75[°C])
(zbliżenie górnej połówki)

W zakresie temperatur od 0 do 75°C zmiany napięcia wyjściowego wahają się w granicach 21mV dla napięcia wejściowego 400mV. Dla 75 °C zmiana napięcia wyjściowego stanowi 1,57% zmianę w stosunku do wartości napięcia dla 27 °C, co świadczy o bardzo dużej stabilności układu na zmiany temperatury.



Rys. 26. Wykres napięcia wyjściowego w funkcji temperatury (0, 27, 50, 75[°C])
V_{ampl} = 480mV. (Zbliżenie dolnej połówki)

W granicznym przypadku, gdy amplituda sygnału wejściowego wynosi 480mV, zmiany temperatury mogą powodować zniekształcenia napięcia na wyjściu układu, zjawisko to związane jest z wchodzeniem tranzystora w stan odcięcia lub nasycenia.

6.1.5 Zawartość pliku tekstowego *.out.

TOTAL POWER DISSIPATION 1.64E+01 WATTS

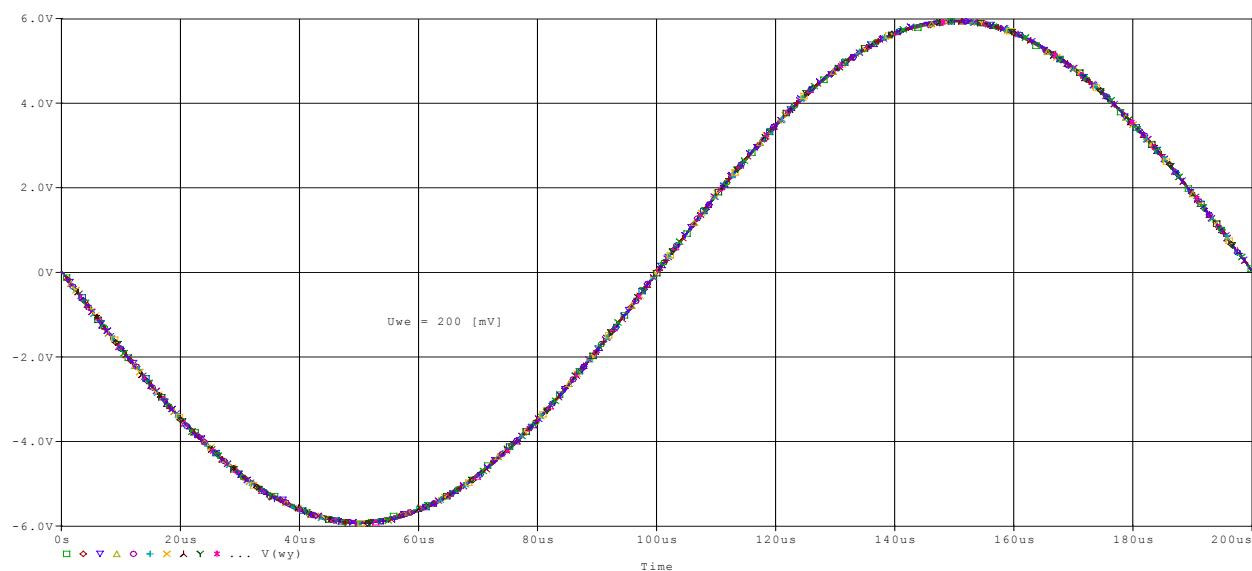
**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME	Q_T1	Q_T2	Q_T3	X_T4.Q
MODEL	BC857C	BC857C	BC847C	BDP947
IB	-3.31E-06	-9.22E-07	1.87E-06	1.25E-03
IC	-3.34E-03	-6.98E-04	1.25E-03	2.98E-01
VBE	-5.75E-01	-5.42E-01	6.60E-01	7.11E-01
VBC	3.57E+01	1.92E+01	-1.37E+01	-1.43E+01
VCE	-3.63E+01	-1.98E+01	1.43E+01	1.50E+01
BETADC	1.01E+03	7.57E+02	6.69E+02	2.38E+02
GM	1.28E-01	2.69E-02	4.80E-02	1.08E+01
RPI	7.84E+03	2.82E+04	1.39E+04	2.07E+01
RX	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	2.41E-01
RO	1.93E+04	6.91E+04	3.41E+04	4.86E+02
CBE	9.37E-11	3.22E-11	5.04E-11	1.16E-08
CBC	2.44E-12	3.04E-12	2.39E-12	1.72E-11
CJS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
BETAAC	1.00E+03	7.59E+02	6.67E+02	2.23E+02
CBX/CBX2	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	6.58E-12
FT/FT2	2.11E+08	1.21E+08	1.45E+08	1.48E+08

6.1.6 Parametryzacja źródła zasilania.

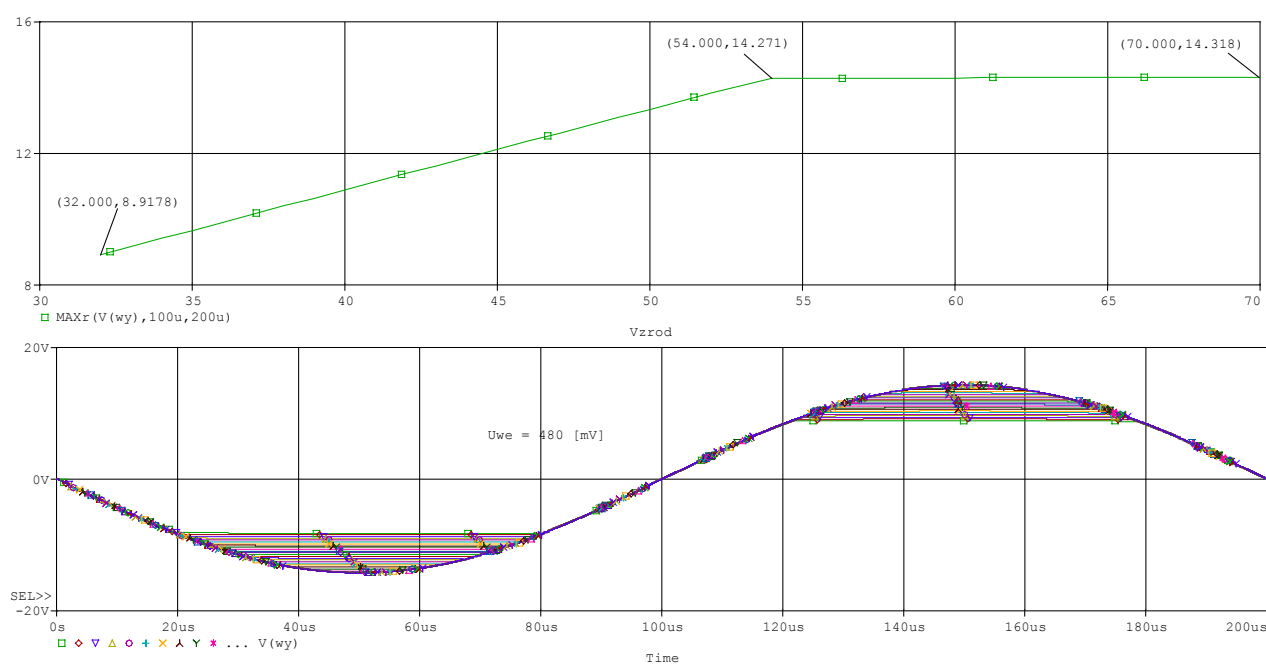
Napięcie źródła zasilania zmieniono w granicach $\pm 30\%$

- wartość początkowa 32V
- wartość końcowa 70V
- krok 1V
- wartość napięcia zasilania przyjęta w projekcie 54V



Rys. 27. Wykres napięcia wyjściowego dla amplitudy 200[mV]

W analizie czasowej wykorzystano funkcję przeszukującą MAXr(). Amplituda sygnału wejściowego wynosi 200mV. Zmiana napięcia źródła zasilania w granicach $\pm 30\%$ wywołuje zmiany napięcia wyjściowego nie większe, niż 0,45% co sprawia, że badany układ można uznać za stabilny w przypadku zmian wartości źródła zasilania.

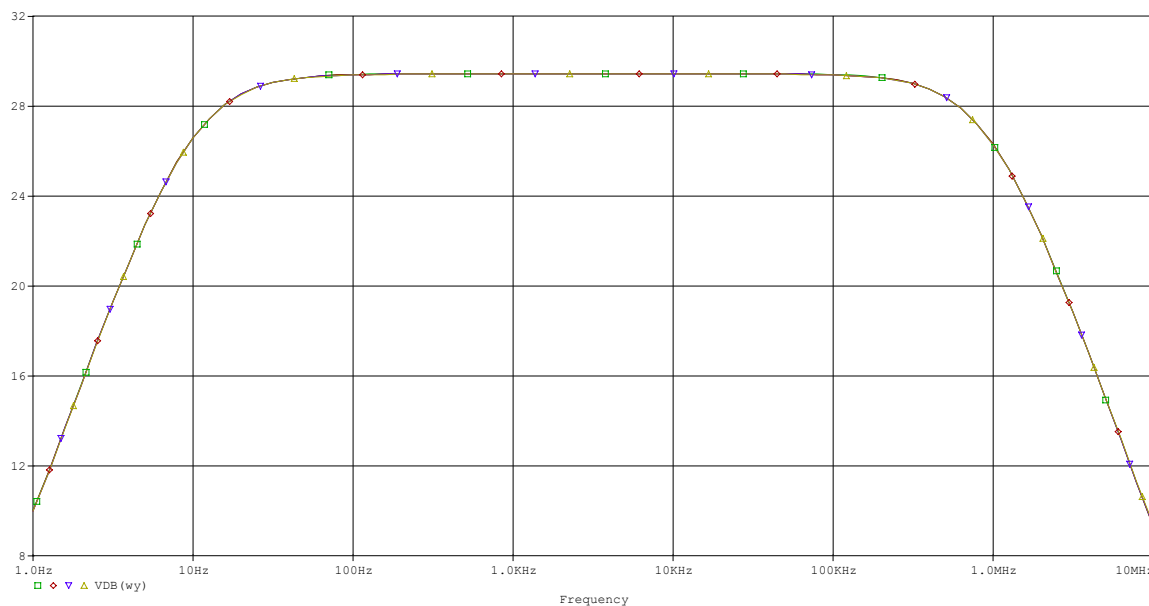


Rys. 28. a) Funkcja przeszukująca maksimum w zadanym przedziale b) sygnał wyjściowy w zależności od zmian wartości źródła zasilania

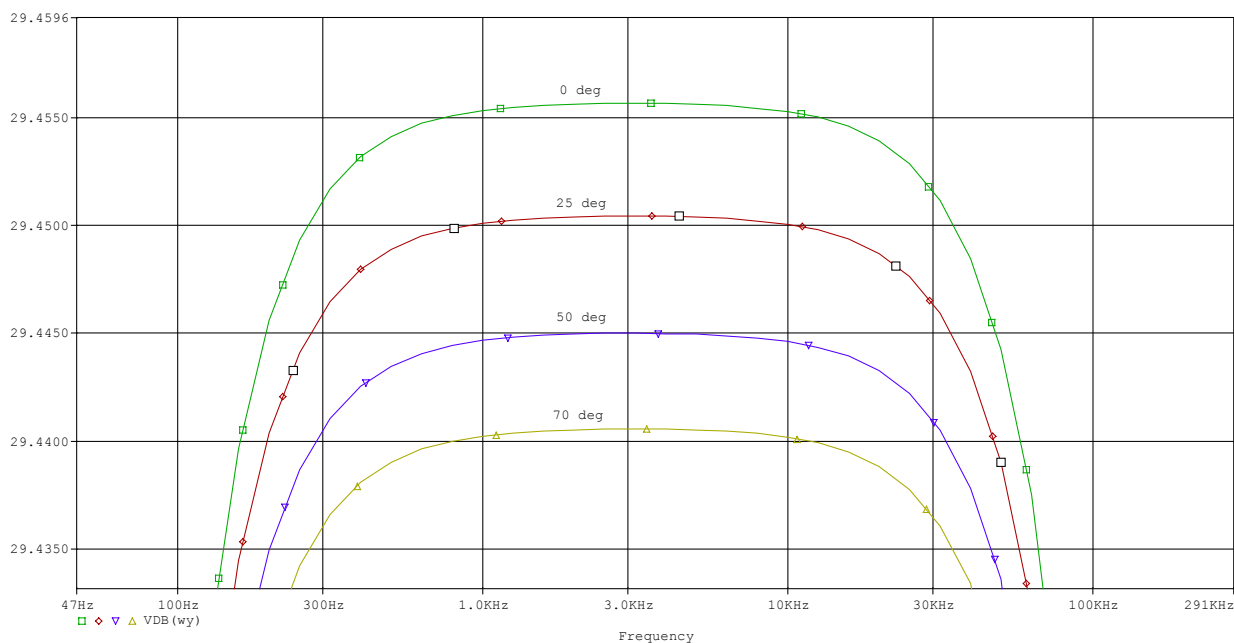
W przypadku, gdy sygnał wejściowy osiąga wartość 480mV (graniczna wartość, przy której nie występują zniekształcenia na wyjściu patrz punkt 1.1), zmiany napięcia źródła zasilania o –30% w stosunku do wartości przyjętej w projekcie (54V) powodują zmianę sygnału wejściowego o 37,4% i co się z tym wiąże zniekształcenie sygnału na wyjściu układu. Zwiększenie wartości źródła zasilania powyżej 54V nie wpływa na sygnał wyjściowy.

6.2 Analiza w dziedzinie częstotliwości.

6.2.1 Wpływ temperatury na wzmacnienie napięciowe.



Rys. 29. Wykres wzmocnienia układu w funkcji temperatury(0, 27, 50, 75[°C])



Rys. 30. Wykres wzmocnienia napięcia układu w funkcji temperatury(0, 27, 50, 75[°C])
(Zbliżenie)

Zmiana temperatury w zakresie od 0 do 75°C powoduje wahania wzmocnienia napięciowego w granicach 16mV dla napięcia wejściowego 480mV. Różnica wzmocnień dla temperatur 27 i 75 °C wynosi 11mV, co stanowi to 0,048%. Z przeprowadzonej analizy można stwierdzić, iż zmiany temperatury nie wpływają znacząco na układ wzmacniacza.

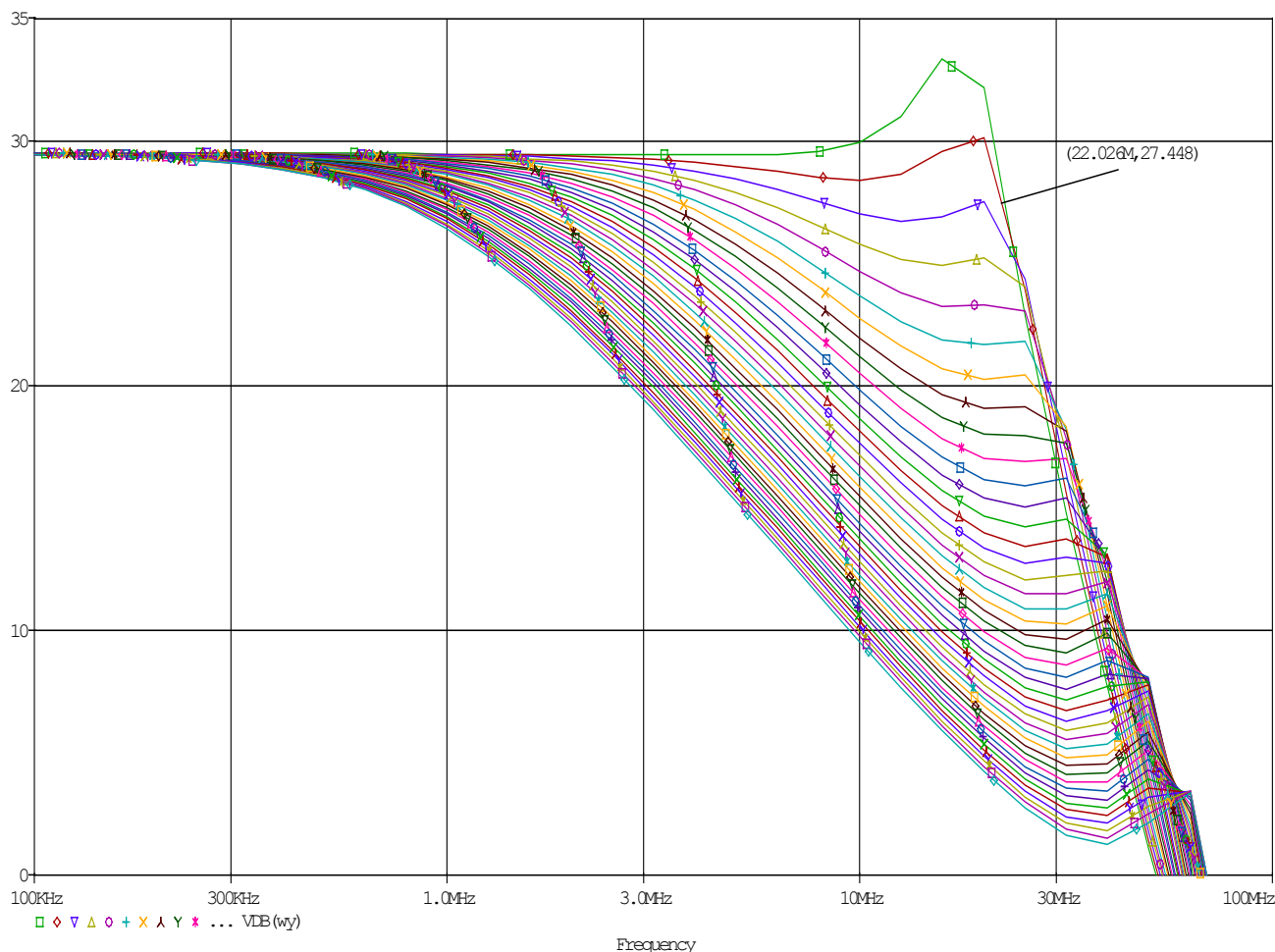
6.2.2 Poszerzenie pasma częstotliwości poprzez modyfikację sprzężenia zwrotnego, w warunkach, gdy wzmocnienie napięciowe układu nie zmniejsza się.

Zmiana wartości kondensatora C_f

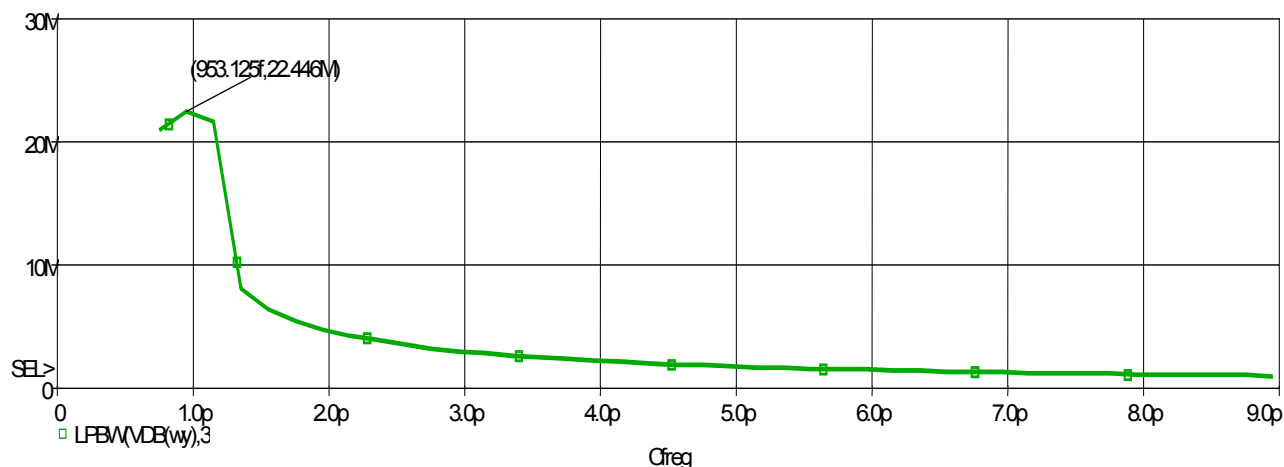
Wartość początkowa 0.75pF

Wartość końcowa 9.1pF

Krok przeszukiwania 0.2pF



Rys. 31. Wpływ pojemności C_f na górną częstotliwość graniczną



Rys. 32. Charakterystyki częstotliwościowe - funkcja przeszukująca

Modyfikując wartość pojemności kondensatora C_f w sprzężeniu zwrotnym, można poszerzyć lub zmniejszyć częstotliwość górną układu. Wykreślona w programie Pspice ver. 9.2 charakterystyka $K_u(C_f)$ wykazała, że największe poszerzenie pasma częstotliwości otrzymamy dla kondensatora o pojemności 0.95pF. Wartość 3dB spadku wzmacnienia wskazuje częstotliwość górną, która w tym wypadku wynosi 22,778MHz.

6.3 Analiza szumów w układzie wzmacniacza

6.3.1 Wyznaczenie współczynnika szumów układu bez sprzężenia zwrotnego

$$F_0 = 1 + \frac{1}{4kT_0} \left(\frac{\bar{E}_n^2}{R_g} + \bar{I}_n^2 R_g \right)$$

$$k = 1,381 \cdot 10^{-23} \left[\frac{J}{K} \right] \quad - \text{stała Boltzmanna}$$

$$T_0 = 300[K] \quad - \text{temperatura otoczenia}$$

$$\bar{E}_n^2 = 1,076 \cdot 10^{-17} \left[\frac{V^2}{Hz} \right] \quad - \text{średnia gęstość widmowa napięcia w paśmie 10 kHz – 1MHz}$$

odczytana z programu Pspice

$$\bar{I}_n^2 = 2,991 \cdot 10^{-23} \left[\frac{V^2}{Hz} \right] \quad - \text{średnia gęstość widmowa prądu w paśmie 10 kHz – 1MHz}$$

odczytana z programu Pspice

$$R_g = 600[\Omega] \quad - \text{rezystancja generatora}$$

6.3.2 Wyznaczenie współczynnika szumów układu ze sprzężeniem zwrotnym

$$F_f = 1 + \frac{\overline{E_n^2} + 4kT_0 df R_f + \overline{I_n^2} (R_g + R_f)^2}{4kT_0 df R_g}$$

$\overline{E_n^2} = 1,040 \cdot 10^{-17} \left[\frac{V^2}{Hz} \right]$ - średnia gęstość widmowa napięcia w paśmie 10 kHz – 1MHz
odczytana z programu Pspice

$\overline{I_n^2} = 2,889 \cdot 10^{-23} \left[\frac{V^2}{Hz} \right]$ - średnia gęstość widmowa prądu w paśmie 10 kHz – 1MHz
odczytana z programu Pspice

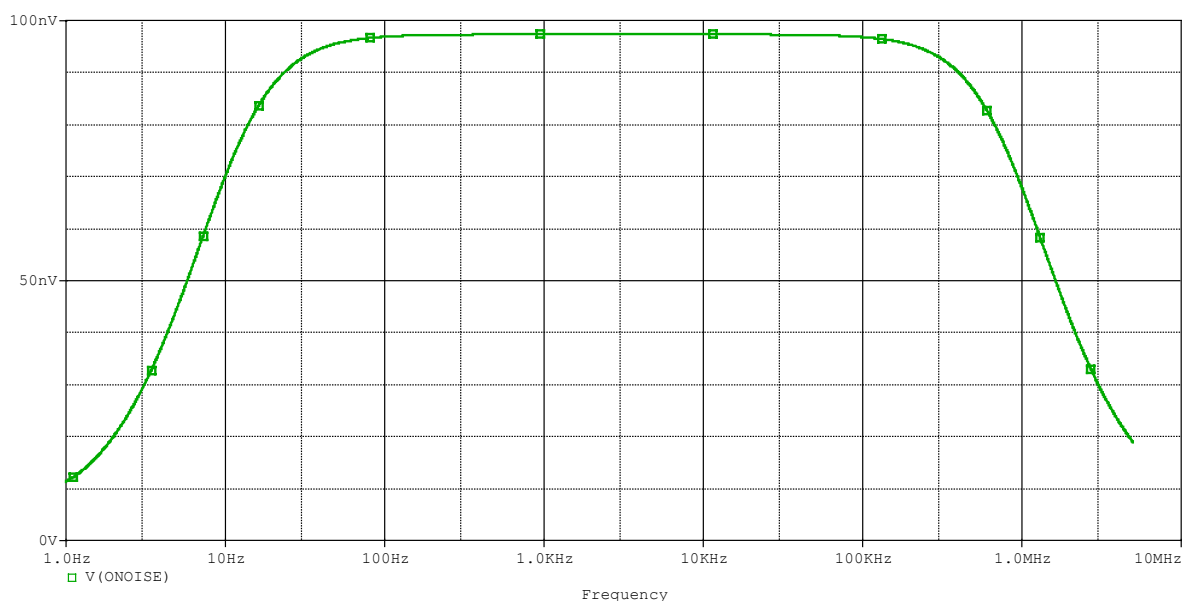
$df = 990 [kHz]$ - przedział częstotliwości w którym obliczamy moc szumów

$R_f = 18 [k\Omega]$ - rezystancja sprzężenia zwrotnego

Tabela 12. Współczynniki szumów dla układów ($R_g = 600\Omega$ oraz $R_g = 100k\Omega$)

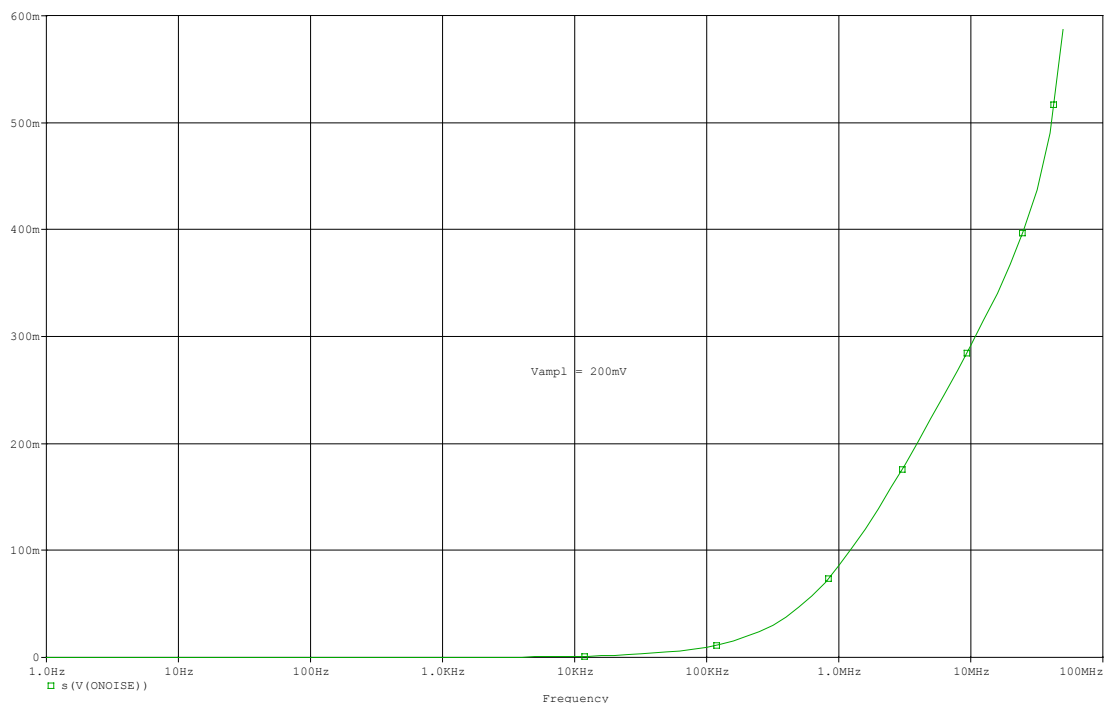
	F_0 (dla $R_g = 600\Omega$)	F_f (dla $R_g = 600\Omega$)	F_0 (dla $R_g = 100k\Omega$)	F_f (dla $R_g = 100k\Omega$)
	3,092	31,001	16,602	40,013
[dB]	4,902	14,914	12,202	16,022

Z zamieszczonej powyżej tabeli można potwierdzić, iż zastosowanie sprzężenia zwrotnego nie poprawia stosunku sygnału do szumu, ponieważ sygnały zakłócające – w tym również szumy- zawarte w sygnale wejściowym, są wzmacniane identycznie jak sygnał użyteczny. Obwód sprzężenia zawiera rezystor, który jest źródłem dodatkowych szumów. Dla układu o impedancji generatora równej $100k\Omega$, wartość współczynnika szumu nieznacznie wzrosła w stosunku do układu w którym $R_g = 600\Omega$.

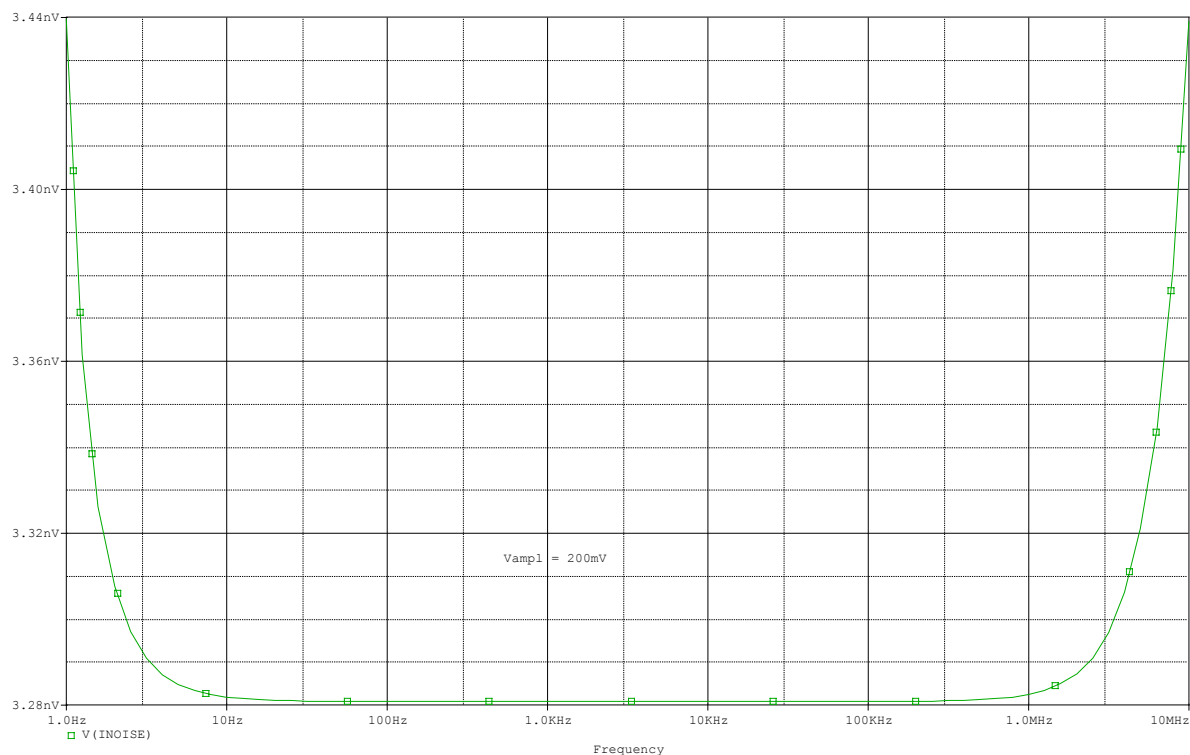


Rys. 33. Funkcja gęstości napięcia szumów wyjściowych ($R_g=600\Omega$, $V_{amp1}=100mV$).

Dla niskich częstotliwości widoczny jest wyraźnie składnik $1/f$ (szumy migotania). Dla częstotliwości wysokich zmniejszenie gęstości widmowej szumów związane jest ze zmniejszeniem wzmocnienia układu poniżej wartości 1.0 – obserwowane szumy powstają głównie w pobliżu wejścia wzmacniacza i wzmacniane są podobnie jak sygnał wejściowy układu.



Rys. 34. Wykres obrazujący całkowite napięcie wyjściowe szumów jako funkcję maksymalnej rozważanej częstotliwości ($R_g=600\Omega$, $V_{amp1}=100mV$).



Rys. 35. Funkcja gęstości widmowej napięcia szumów zredukowana do wejścia układu ($R_g=600\Omega$, $V_{ampl}=100mV$).

W celu uzyskania najlepszego stosunku sygnału do szumu na wyjściu układu jest wybór odpowiednich tranzystorów oraz impedancji generatora. Jeżeli nie jest możliwa zmiana Z_g , to pozostaje tylko wybór punktu pracy, przy którym współczynnik szumów w danych warunkach jest najmniejszy.

7. Spis elementów wraz z typami obudów.

Tabela 13. Raport „Bill of material” z programu Protel 2004

Designator	Description	Footprint	LibRef
C1	Capacitor	RAD-0.3	Cap
C2	Capacitor	RAD-0.3	Cap
C3	Capacitor	RAD-0.3	Cap
C4	Capacitor	RAD-0.3	Cap
C5	Capacitor	RAD-0.3	Cap
C6	Capacitor	RAD-0.3	Cap
C7	Capacitor	RAD-0.3	Cap
CF	Capacitor	RAD-0.3	Cap
J1	Wejscie	HDR1X2	CON2
J2	Wyjscie	HDR1X2	CON2
J3	Zasilanie	HDR1X3	CON3
RB1	Resistor	AXIAL-0.4	Res2
RB2	Resistor	AXIAL-0.4	Res2
RB3	Resistor	AXIAL-0.4	Res2
RB4	Resistor	AXIAL-0.4	Res2
RB5	Resistor	AXIAL-0.4	Res2
RB6	Resistor	AXIAL-0.4	Res2
RC1	Resistor	AXIAL-0.4	Res2
RC2	Resistor	AXIAL-0.4	Res2
RE1	Resistor	AXIAL-0.4	Res2
RE2	Resistor	AXIAL-0.4	Res2
RE3	Resistor	AXIAL-0.4	Res2
RF	Resistor	AXIAL-0.4	Res2
RG	Resistor	AXIAL-0.4	Res2
RL	Resistor	AXIAL-0.4	Res2
T1	PNP General Purpose Amplifier	SOT23	BC857C
T2	PNP General Purpose Amplifier	SOT23	BC857C
T3	NPN General-purpose Transistor	SOT23	BC847C
T4	NPN Medium Power Transistor	SOT223	BDP947

8. Schemat montażowy płytki drukowanej.

9. Wnioski i uwagi.

Wyznaczone wartości elementów rezystancyjnych i pojemnościowych powodują, że układ wzmacniacza spełnia założenia projektowe dla dwóch rezystancji generatora. W analizie stałoprądowej punkty pracy tranzystorów dobrano tak, aby maksymalna amplituda sygnału na wyjściu była zgodna z założeniami projektowymi. Dla przyjętego napięcia zasilania $U_{CC} = 54$ [V], układ działa prawidłowo w szerokim zakresie temperatur. W zaprojektowanym układzie należałoby jedynie poprawić sposób polaryzacji tranzystora T3 pracującego w konfiguracji z tranzystorem T4 w układzie Darlingtona, na przykład przez zastosowanie dodatniego sprzężenia zwrotnego (układ bootstrap). Takie rozwiązanie znacznie poprawiłoby stałość temperaturową tranzystora T3 przy zachowaniu dużej rezystancji wejściowej układu.

Symulacja układu odbyła się przy pomocy programu Pspice, co potwierdziło wyniki uzyskane przy analizie stałoprądowej, jak i analizie temperaturowej.. Moc wydzielona w układzie wyniosła 16,44 [W] i jest do przyjęcia. Nie zostały przekroczone moce maksymalne elementów aktywnych.

W analizie zmiennoprądowej dla dwóch różnych rezystancji generatora, należało umiejętnie dobrać wartości elementów układu (rezystorów i kondensatorów) w taki sposób, aby wzmacniacz spełniał założenia projektowe. Przy stałej wartości siły elektromotorycznej źródła sygnału jego rezystancja wewnętrzna powoduje zmniejszenie amplitudy napięcia wyjściowego, zmniejszenie dolnej częstotliwości granicznej i zmniejszenie górnej częstotliwości granicznej układu. Obliczone dwoma metodami parametry robocze układu są ze sobą porównywalne, przy czym metodę macierzową można uznać za dokładniejszą, ponieważ w metodzie sprzężeń wprowadzono wiele uproszczeń.

Stabilność wzmacniacza potwierdziło kryterium Hurwitz'a. Jak widać stopień mianownika $K(s)$ jest większy od stopnia licznika oraz wszystkie bieguny rzeczywiste są ujemne czyli leżą w lewej półpłaszczyźnie zespolonej s . A zatem układ ten jest stabilny. Układ posiada identyczne bieguny dla rezystancji generatora równej 100 [kΩ].

Do schematu projektu wprowadzono dodatek w postaci kondensatora C_F dołączonego równolegle do R_F , oraz kondensator C_7 10[uF], który odseparowuje składową stałą. Jest to konieczne ze względu na ograniczenie częstotliwości górnej układu, która wynosi 1 [MHz]. Wartość pojemności kondensatora C_F 0,027 [pF] dobrana dla układu z $R_G = 100$ [kHz] jest wartością teoretyczną, w praktyce nie produkuje się tak małych kondensatorów.

Przeprowadzona analiza komputerowa wykazała, że wartość maksymalnego napięcia wyjściowego, przy którym nie występują zniekształcenia wierzchołków napięcia wyjściowego wynosi około 480mV, a współczynnik zniekształceń nieliniowych 0,073%.

Wpływ temperatury na napięcie wyjściowe okazał się nieistotny. Jedynie w granicznym przypadku, gdy amplituda sygnału wejściowego wynosi 480mV, zmiany temperatury mogą powodować zniekształcenia napięcia na wyjściu układu, zjawisko to związane jest z wchodzeniem tranzystora w stan odcięcia lub nasycenia. Wzmocnienie napięciowe potwierdziło fakt, iż jest najmniej wrażliwe na zmiany temperatury

Podobnie jak w przypadku zmian temperatury, parametryzacja źródła nie powoduje znaczących zmian parametrów układu, gdy wartość napięcia wejściowego osiągnie 480 [mV] można zaobserwować zniekształcenia napięcia na wyjściu układu.

Najciekawsze obserwacje dokonane zostały podczas próby poszerzenia pasma częstotliwości poprzez modyfikację sprzężenia zwrotnego, w warunkach, gdy wzmocnienie napięciowe układu nie zmniejsza się. Wykreślona w programie Pspice charakterystyka

Ku(Cf) pokazała, że największe poszerzenie pasma częstotliwości otrzymamy dla kondensatora o pojemności 0.95pF, a częstotliwość górna wyniesie wtedy 22,778MHz.

Szum w układzie wyznaczony podczas symulacji komputerowej potwierdził wyniki obliczone teoretycznie, iż zastosowanie sprzężenia zwrotnego nie poprawia stosunku sygnału do szumu, ponieważ sygnały zakłócające – w tym również szumy- zawarte w sygnale wejściowym, są wzmacniane identycznie jak sygnał użyteczny. Dla większej rezystancji generatora układ charakteryzuje się większym współczynnikiem szumu.

Większość obliczeń wymagała wielkiego nakładu czasu, więc skorzystano z programów komputerowych, w których można było zaobserwować w czasie rzeczywistym zmiany parametrów elementów układu. Do projektu dołączono dodatek w postaci wydruków z programu Mathsoft Mathcad ver.11 oraz poszczególnych analiz z programu Pspice ver.9.2 umieszczonych na płycie CD.

10. Spis tabel i rysunków

Tabela 1. Wyliczone punkty pracy tranzystorów w temp. 25[°C]
Tabela 2. Odczytane punkty pracy tranzystorów z programu Pspice ver. 9.2
Tabela 3. Wartości rezystorów, napięć i prądów odczytane z programu Pspice ver.9.2
Tabela 4. Zestawienie wyników obliczeń – analiza temperaturowa
Tabela 5. Zestawienie wyników obliczeń – strata mocy w układzie
Tabela 6. Elementy modelu hybryd- Π , macierzy hybrydowej i admitancyjnej
Tabela 7. Porównanie wartości dla różnych wartości rezystora R_g
Tabela 8. Porównanie wyników otrzymanych dwoma metodami dla dwóch wartości R_g
Tabela 9. Tabela zbiorcza dla $R_G = 600 [\Omega]$
Tabela 10. Tabela zbiorcza dla $R_G = 100 [k\Omega]$
Tabela 11. Wyniki analizy Fouriera
Tabela 12. Współczynniki szumów dla układów ($R_g = 600\Omega$ oraz $R_g = 100k\Omega$)
Tabela 13. Raport „Bill of material” z programu Protel 2004

Rys. 1. Schemat prostego wzmacniacza akustycznego.
Rys. 2. Schemat wzmacniacza mocy do gitary.
Rys. 3. Układ „kaczka gitarowa”.
Rys. 4. Schemat ideowy układu.
Rys. 5. Schemat stałoprądowy (Pspice ver. 9.2).
Rys. 6. Analiza temperaturowa stopień T3 i T4.
Rys. 7. Analiza temperaturowa stopień T2.
Rys. 8. Analiza temperaturowa stopień T1.
Rys. 9. Wykres prądu kolektora tranzystora T3 w funkcji temperatury (0 25 50 70) [°C].
Rys. 10. Układ Darlingtona z ulepszonym obwodem zasilania bazy.
Rys. 11. Schemat zastępczy układu wzmacniacza dla średnich częstotliwości.
Rys. 12. Schemat blokowy idealnego układu ze sprzężeniem N – R.
Rys. 13. Przekształcenie czwórnika sprzężenia β do postaci idealnej.
Rys. 14. Schemat zastępczy układu wzmacniacza dla wysokich częstotliwości.
Rys. 15. Wykres zależności wzmocnienia od częstotliwości $R_g = 600 [\Omega]$.
Rys. 16. Wykres zależności wzmocnienia od częstotliwości $R_g = 100 [k\Omega]$.
Rys. 17. Charakterystyka częstotliwościowa układu wykreślona za pomocą programu Pspice 9.2.
Rys. 18. Charakterystyka częstotliwościowa układu wykreślona za pomocą programu Pspice 9.2.
Rys. 19. Pełny schemat wzmacniacza z naniesionymi wartościami elementów $R_G = 600 [\Omega]$.
Rys. 20. Pełny schemat wzmacniacza z naniesionymi wartościami elementów $R_G = 100 [k\Omega]$.
Rys. 21. Wartość napięcia na wyjściu wzmacniacza w funkcji napięcia wejściowego.
Rys. 22. Wartość napięcia na wyjściu wzmacniacza w funkcji napięcia wejściowego (zbliżenie).
Rys. 23. Porównanie wyników analizy FFT.
Rys. 24. Wykres napięcia wyjściowego w funkcji temperatury (0, 27, 50, 75[°C]) (1).
Rys. 25. Wykres napięcia wyjściowego w funkcji temperatury (0, 27, 50, 75[°C]) (2).
Rys. 26. Wykres napięcia wyjściowego w funkcji temperatury (0, 27, 50, 75[°C]) (3).
Rys. 27. Wykres napięcia wyjściowego dla amplitudy 200[mV].
Rys. 28. a) Funkcja przeszukująca maksimum w zadanym przedziale
b) sygnał wyjściowy w zależności od zmian wartości źródła zasilania.
Rys. 29. Wykres wzmocnienia układu w funkcji temperatury(0, 27, 50, 75[°C]) (1).
Rys. 30. Wykres wzmocnienia napięcia układu w funkcji temperatury(0, 27, 50, 75[°C]) (2).
Rys. 31. Wpływ pojemności C_f na górną częstotliwość graniczną.
Rys. 32. Charakterystyki częstotliwościowe - funkcja przeszukująca.

Rys. 33. Funkcja gęstości napięcia szumów wyjściowych ($R_g=600\Omega$, $V_{amp1}=100mV$).
Rys. 34. Wykres obrazujący całkowite napięcie wyjściowe szumów jako funkcję maksymalnej rozważanej częstotliwości ($R_g=600\Omega$, $V_{amp1}=100mV$).
Rys. 35. Funkcja gęstości widmowej napięcia szumów zredukowana do wejścia układu.
Rys. 36. Schemat montażowy płytki drukowanej.

11. Literatura.

- [1] Nosal Z., Baranowski J., „Układy elektroniczne”, Wyd. WNT, Warszawa, 1993
- [2] Filipkowski A., „Układy elektroniczne analogowe i cyfrowe”, Wyd. WNT, Warszawa, 1993
- [4] Marciniak W., „Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone”, Wyd. WNT, Warszawa 1984
- [5] Nadachowski M., Kulka Z., „Analogowe układy scalone” Wyd. WKiŁ Warszawa 1979
- [6] Notatki z przedmiotu „Układy elektroniczne – projekt”, prowadzący mgr inż. Rafał Zdunek
- [7] Notatki z przedmiotu „Układy elektroniczne – projekt”, prowadzący dr inż. Remigiusz Mydlikowski
- [8] Czasopisma elektroniczne „Elektronika Praktyczna”, „Elektronika”.
- [9] Materiały dostępne w sieci Internet.
- [10] Programy komputerowe
 - Mathcad 2001
 - Pspice wersja 9.2
 - Paint Shop Pro v.7.0
 - Protel DXP 2004
 - Microsoft Word
 - Microsoft Excel
 - Adobe Acrobat 5.0