

ZESPÓŁ SZKÓŁ ELEKTRONICZNYCH im. STANISŁAWA STASZICA
w ZDUŃSKIEJ WOLI

P R A C A D Y P L O M O W A

Nr 25 / 87

Temat: MODEL WZMACNIACZA KLASY D

Wykonawcy:

JACEK SPYCHAŁSKI

ROBERT MUSZYŃSKI

Opiekun pracy:

mgr inż. PAWEŁ PAWŁOWSKI

Z D U Ń S K A W O L A 1 9 8 7

S P I S T R E S C I

	str.
I WSTĘP	2
II OGÓLNA CHARAKTERYSTYKA WZMACNIACZY KLASY D I ICH PODZIAŁ	3
III ZASADA DZIAŁANIA WZMACNIACZA KLASY D W OPARCIU O SCHEMAT BLOKOWY	6
IV SCHEMAT BLOKOWY I SPOSÓB PRACY WYKONANIA MODELOWEGO	8
V UKŁAD MODULATORA	12
V-a GENERATOR PRZEBIEGU TRÓJKĄTNEGO	13
V-b UKŁAD PORÓWNIANIA I STEROWANIA WZMACNIACZEM KOŃCOWYM	22
VI WZMACNIACZ KOŃCOWY	27
VII PRZEDWZMACNIACZ NAPIĘCIOWY	29
VIII ZASILACZ UKŁADU	33
IX PARAMETRY WYKONANEGO MODELU	34
X SCHEMAT IDEOWY MODELOWEGO WZMACNIACZA KLASY D	35
XI WYKAZ ELEMENTÓW	36
XII OBSŁUGA I SPOSÓB PRZEPROWADZENIA BADAŃ MODELU WZMACNIACZA KLASY D	38
XIII PŁYTKI MONTAŻOWE WZMACNIACZA	39

I WSTĘP

Poszukiwanie nowych, bardziej ekonomicznych metod wzmacniania sygnałów akustycznych doprowadziło do powstania nowej klasy wzmacniaczy akustycznych określanej jako klasa D. Zwłaszcza teraz, w dobie kryzysu energetycznego, powinno położyć się szczególny nacisk na rozwój tego typu wzmacniaczy. Dzięki wykorzystaniu przełącznikowego charakteru pracy tranzystorów można uzyskać bardzo dużą sprawność, nieosiągalną w innych klasach pracy, dochodzącą teoretycznie nawet do 100 %.

Model wzmacniacza klasy D wykonano z myślą wykorzystania go w pracowni elektronicznej. Umożliwia zapoznanie z jednym z rozwiązań wzmacniacza tego typu oraz przeprowadzenie pomiaru jego parametrów.

II OGÓLNA CHARAKTERYSTYKA WZMACNIACZY KLASY D I ICH PODZIAŁ

Ideą wzmacniacza klasy D jest wykorzystanie przełącznikowego charakteru pracy tranzystorów i zastosowanie modulacji szerokości impulsów. Falą nośną jest tu prostokątny ciąg impulsów modulowany sygnałem użytecznym, a czynnikiem przenoszącym informację jest zmodulowany współczynnik wypełnienia impulsu y .

Jeżeli sygnał akustyczny ma postać:

$$u_m = U_m \sin w_m t$$

gdzie: U_m - amplituda sygnału użytecznego / akustycznego /
 u_m - wartość chwilowa sygnału użytecznego
/ akustycznego /

w_m - pulsacja sygnału użytecznego / akustycznego /
to współczynnik wypełnienia może się zmieniać według następujących funkcji:

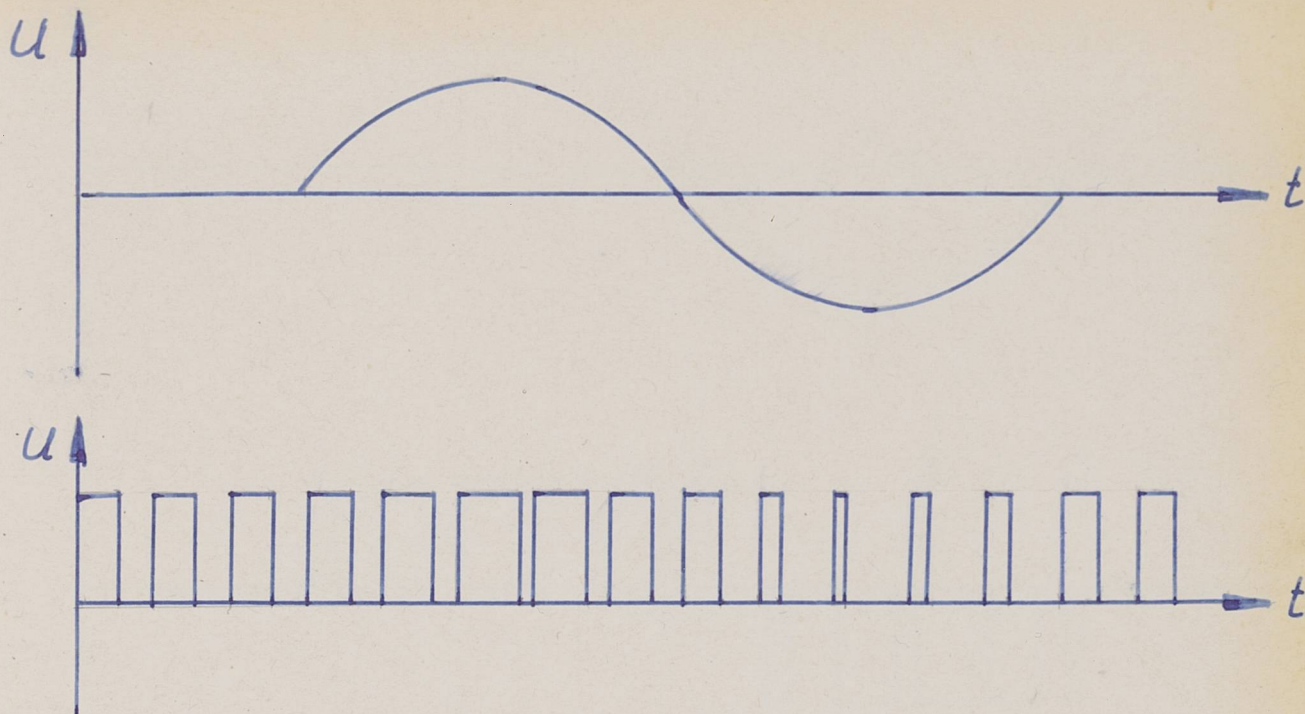
$$y / t / = y_0 / 1 + m \sin w_m t / \quad / 2 - 1 /$$

lub

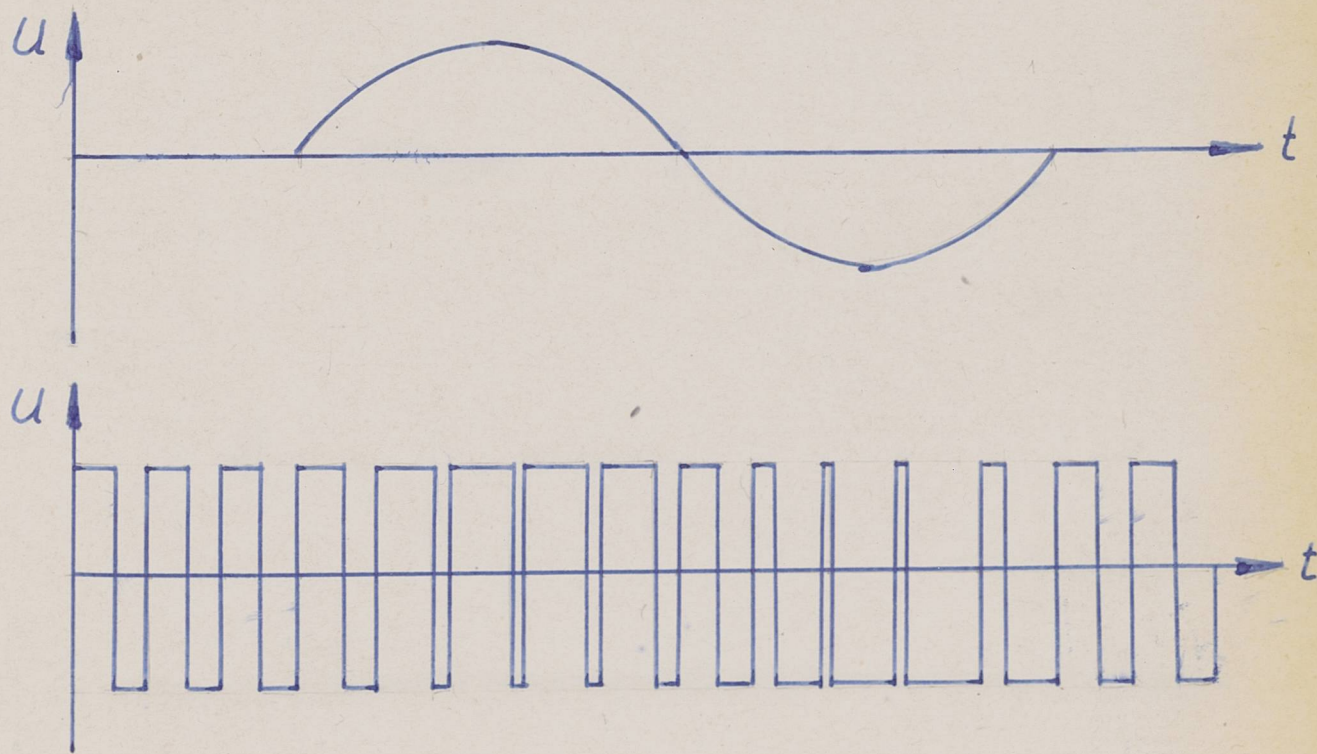
$$y / t / = m \sin w_m t \quad / 2 - 2 /$$

gdzie: y_0 - współczynnik wypełnienia przebiegu przy braku modulacji
 m - współczynnik głębokości modulacji

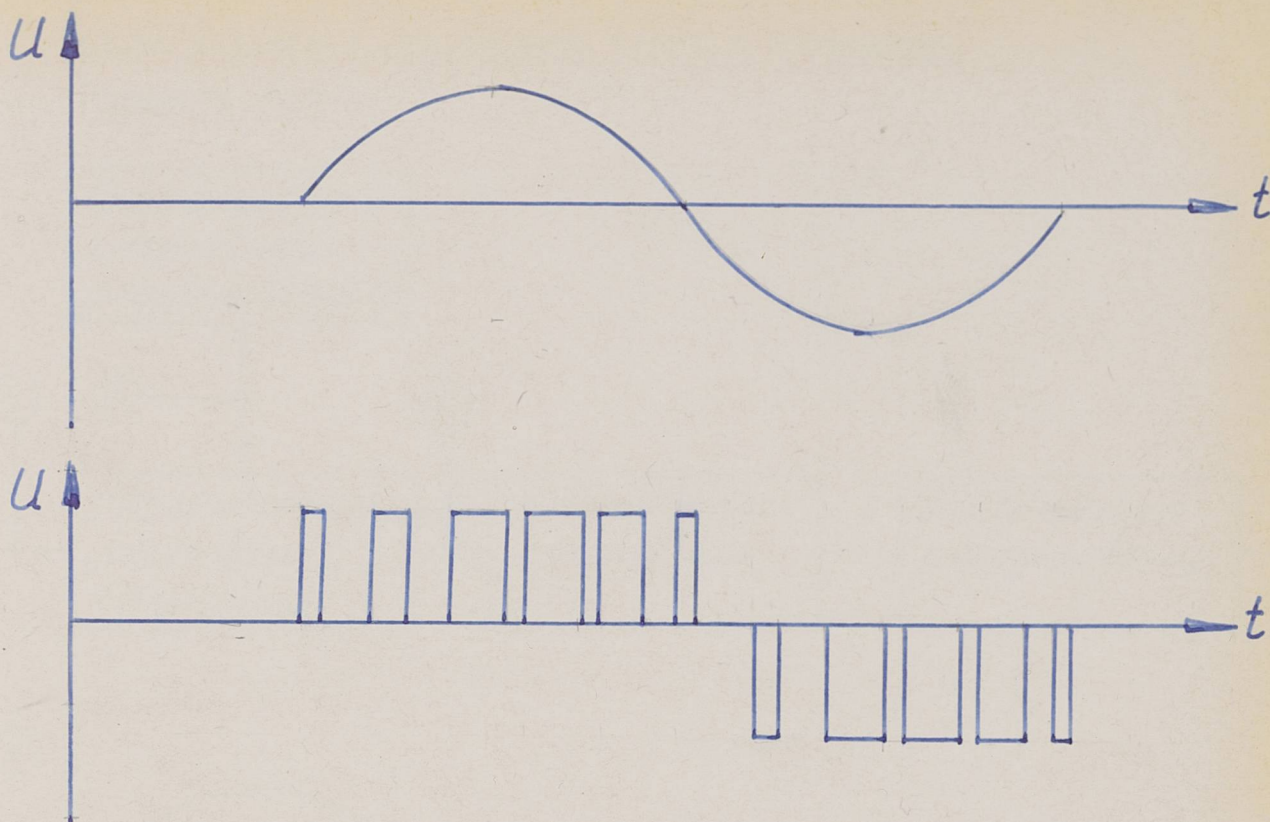
W pierwszym przypadku mówimy o wzmacniaczu klasy A - D, w drugim klasy B - D. Jeżeli przebieg zmodulowany według funkcji / 2 - 1 / jest przemienny, to mówimy o pracy w klasie 2 A - D. Na rysunku 2 - 1 przedstawiono przebiegi czasowe fali modulującej oraz zmodulowanej fali prostokątnej dla wzmacniacza pracującego w klasie A - D, na rysunku 2 - 2 w klasie 2 A - D, a na rysunku 2 - 3 w klasie 2 B - D.



Rys. 2 - 1 Modulacja w klasie A - D



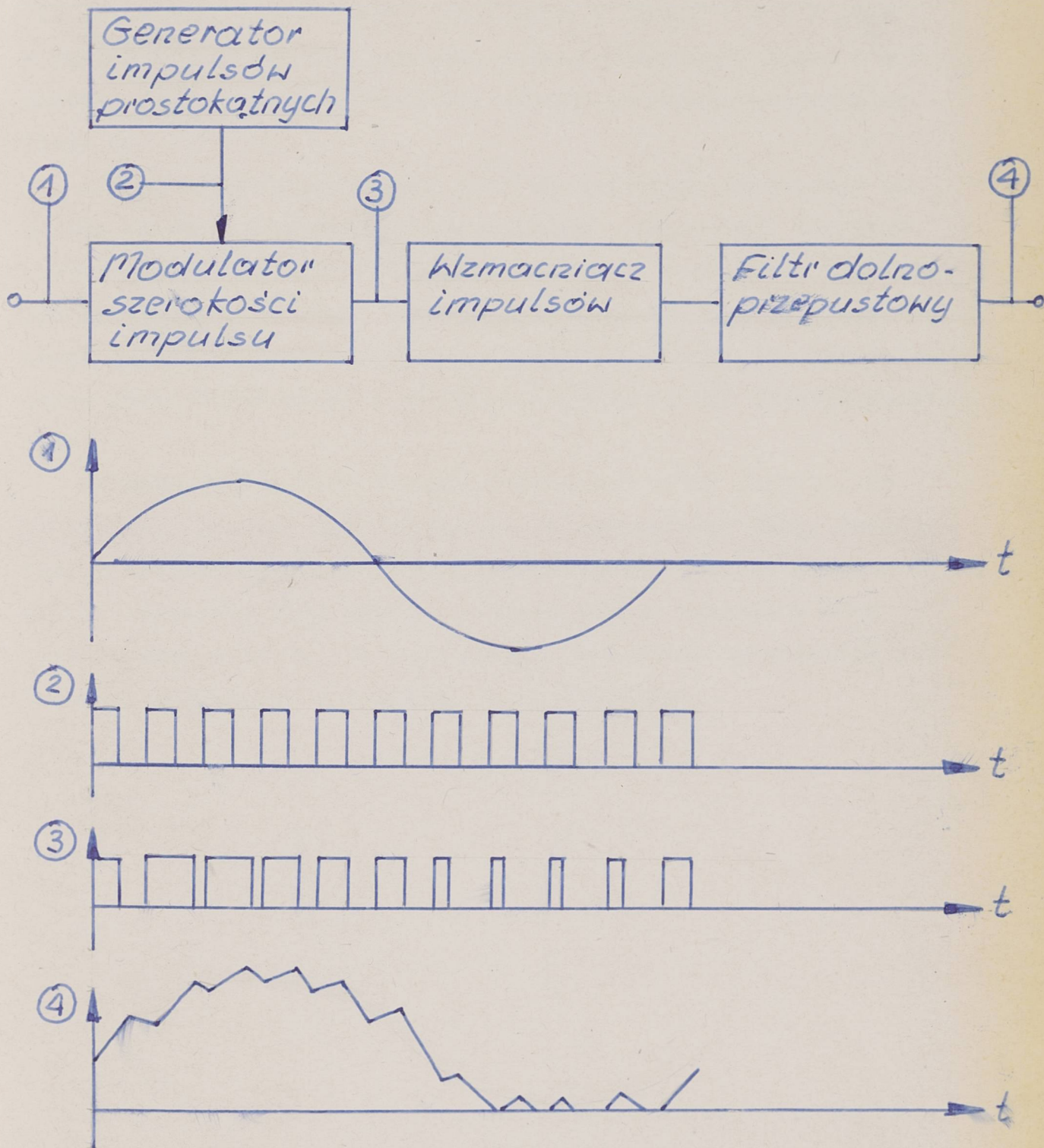
Rys. 2 - 2 Modulacja w klasie 2 A - D



Rys. 2 - 3 Modulacja w klasie 2 B - D

III ZASADA DZIAŁANIA WZMACNIACZA KLASY D W OPARCIU

O SCHEMAT BLOKOWY

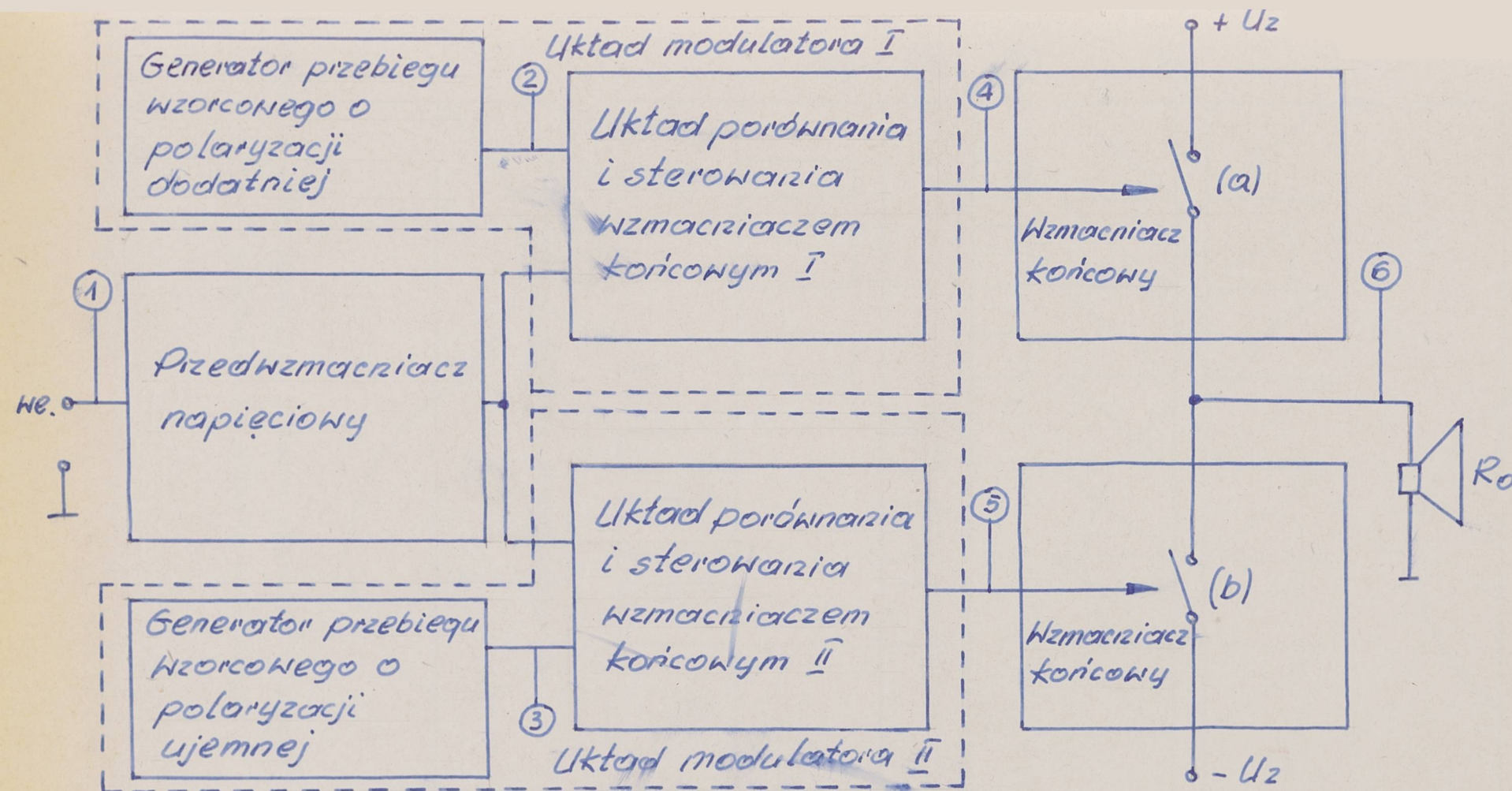


Rys. 3 - 1 Schemat blokowy wzmacniacza klasy D i przebiegi czasowe w charakterystycznych punktach.

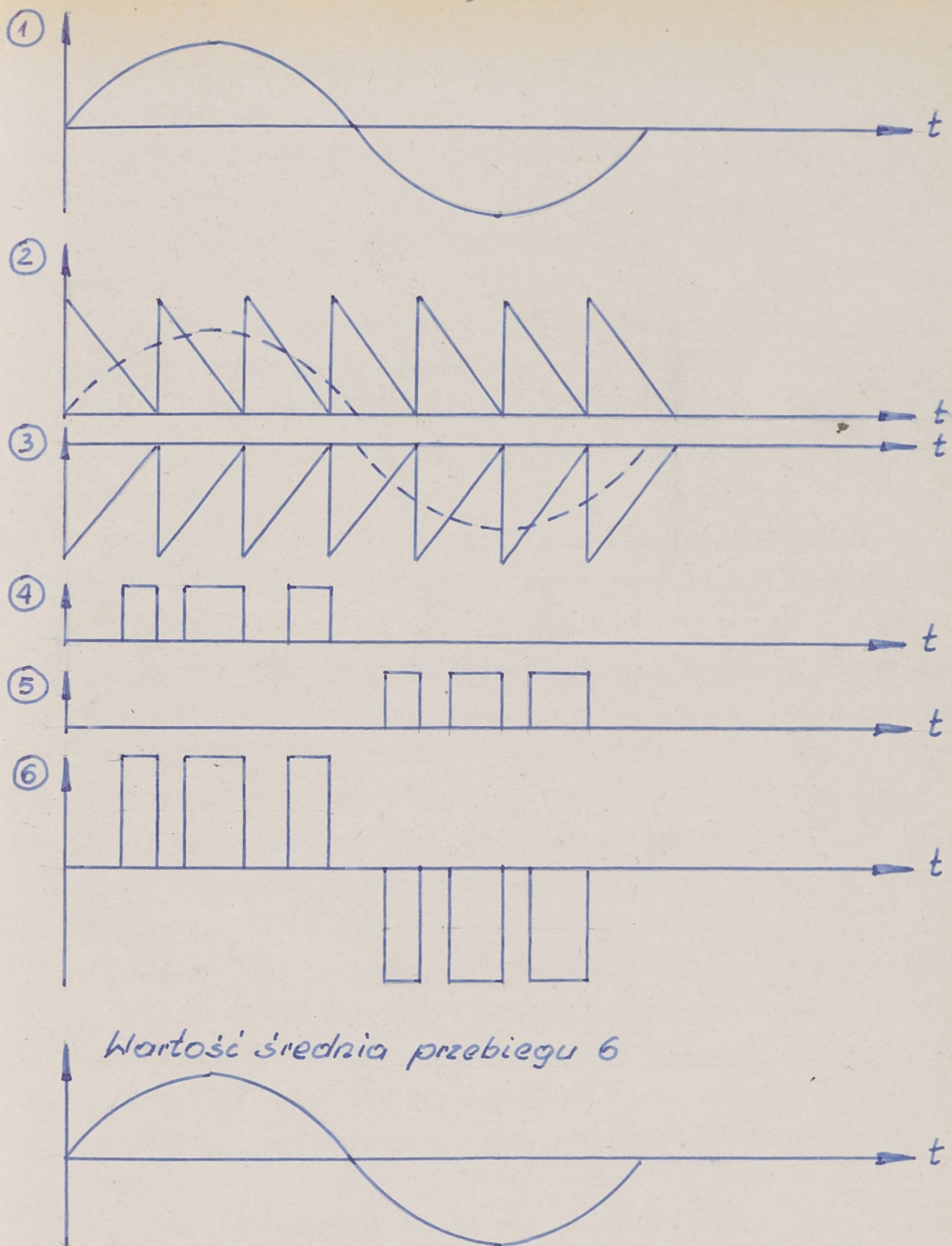
Przytoczony schemat blokowy odpowiada wzmacniaczowi mocy pracującemu w klasie A - D. W dalszej części pracy zajmiemy się dokładniej wzmacniaczem pracującym w klasie 2 B - D gdyż w takiej klasie pracuje wykonany model. Wzmacniacz klasy A - D posłuży jedynie do wytłumaczenia zasady działania wzmacniaczy klasy D.

Sygnał użyteczny podawany jest na modulator szerokości impulsów razem z przebiegiem prostokątnym z generatora impulsów prostokątnych. Po przeprowadzeniu modulacji szerokości impulsów przebieg zostaje poddany wzmocnieniu mocy. Zmodulowana fala nośna poddawana jest następnie procesowi demodulacji. Demodulatorem jest zwykle dławik, który pełni rolę filtra dolnoprzepustowego.

Istotną zaletą tego sposobu wzmacniania mocy jest to, że tranzystory /lampy/ mocy pracujące we wzmacniaczu mocy, decydujące o ostatecznym wzmocnieniu, znajdują się tylko w dwóch stanach pracy: nasycenia bądź odcięcia, kiedy to moc tracona w nich jest znikoma oraz to, że mogą zostać zastąpione tyrystorami lub triakami - typowymi elementami przełączającymi.



Rys. 4 - 1 Schemat blokowy wzmacniacza modelowego



Rys. 4 - 2 Przebiegi czasowe sygnałów w charakterystycznych punktach wzmacniacza modelowego

Wzmacniacz modelowy pracujący w klasie 2 B - D składa się praktycznie z dwóch części:

1. Części pracującej podczas dodatniego okresu sygnału wejściowego,
2. Części pracującej podczas ujemnego okresu sygnału wejściowego.

Jako przebieg wzorcowy do omówienia zasady działania modelu wykorzystamy przebieg piłk kształtny.

Układ porównania i sterowania I działa tak, że zamyka klucz /a/ gdy sygnał wejściowy ma wyższą amplitudę niż przebieg piłk kształtny.

Układ porównania i sterowania II działa tak, że zamyka klucz /b/ gdy sygnał wejściowy ma niższą amplitudę niż przebieg piłk kształtny.

Gdy na wejście wzmacniacza jest podawany sygnał o polaryzacji dodatniej względem masy układu /np. dodatni półokres przebiegu sinusoidalnego/ to w wyniku porównania go z przebiegami piłk kształtnymi zostaje załączony klucz /a/ na okres gdy sygnał wejściowy ma większą wartość chwilową niż dodatni przebieg piłk kształtny /klucz /b/ jest otwarty gdyż przebieg wejściowy jest zawsze większy niż ujemny przebieg piłk kształtny/.

Jeżeli sygnał wejściowy ma polaryzację ujemną to w wyniku porównania go z przebiegami piłk kształtnymi zostaje załączony klucz /b/ na okres gdy sygnał wejściowy ma mniejszą wartość chwilową niż ujemny przebieg piłk kształtny /klucz /a/ jest otwarty gdyż przebieg wejściowy jest zawsze mniejszy niż dodatni przebieg piłk kształtny/.

Jak widać o tym, który klucz ma zostać zamknięty decyduje polaryzacja sygnału wejściowego, a o momencie zamknięcia klucza decyduje jego wartość chwilowa zaś moment jego otwarcia powtarza się cyklicznie.

Tak utworzony przebieg podany zostaje poprzez dławik filtrujący wyższe harmoniczne na głośnik.

W pracy modelowej po wielu próbach, w celu jej uproszczenia,

zastosowane jako przebiegi wzorcowe przebiegi trójkątne /łatwiejsze do uzyskania/ zamiast piłokształtnych co wprowadziło dodatkową modulację położenia impulsu. Nie ma to jednak większego wpływu na jakość odtwarzanego dźwięku.

V UKŁAD MODULATORA

Zasadniczo rozróżniamy trzy typy modulatorów:

Modulator pierwszego rodzaju, który przy stałej częstotliwości impulsowania określa współczynnik wypełnienia impulsu na podstawie próbkowania funkcji modulującej na początku każdego okresu.

Modulator drugiego rodzaju charakteryzujący się stałą częstotliwością impulsowania, a określenie długości impulsu w każdym okresie następuje w wyniku porównania napięcia piłkowształtnego /trójkątnego przy dodatkowej modulacji położenia impulsu/ z napięciem modulującym.

Modulator trzeciego rodzaju jest samowzbudnym generatorem impulsów prostokątnych o modulowanej szerokości. Częstotliwość impulsowania jest funkcją wypełnienia impulsu, a przez to głębokości modulacji.

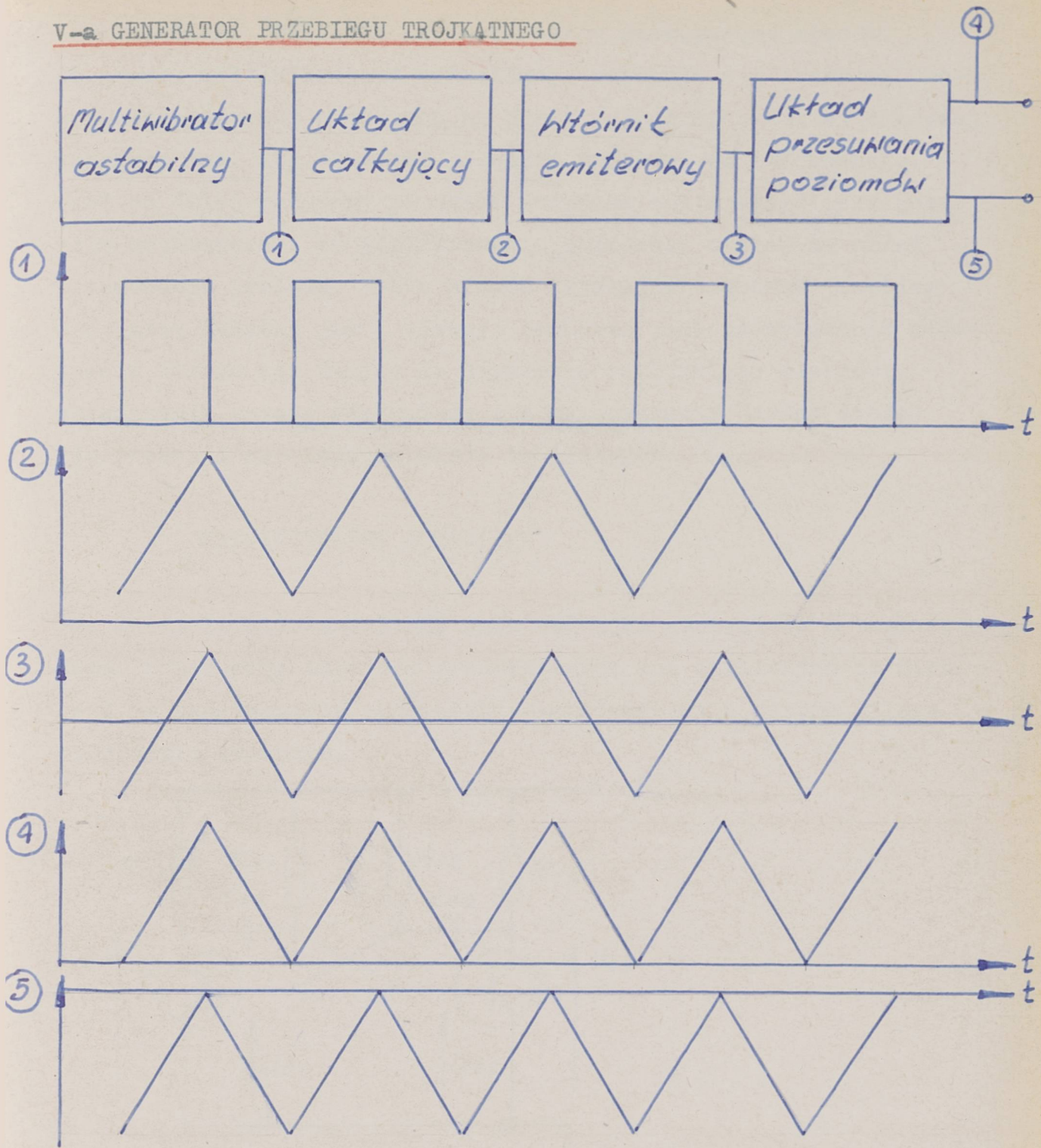
Przy małym stosunku częstotliwości nośnej do częstotliwości modulującej różnice pomiędzy poszczególnymi typami modulatorów uwypuklają się, natomiast przy dużej częstotliwości nośnej w porównaniu z modulującą wszystkie trzy rodzaje modulatorów dają ten sam efekt w procesie modulacji.

W pracy modelowej wykorzystano modulator drugiego rodzaju ze względu na prostotę realizacji.

W jego skład wchodzi:

1. Generator przebiegu trójkątnego,
2. Układ porównania i sterowania wzmacniaczem końcowym.

V-2 GENERATOR PRZEBIEGU TRÓJKĄTNEGO

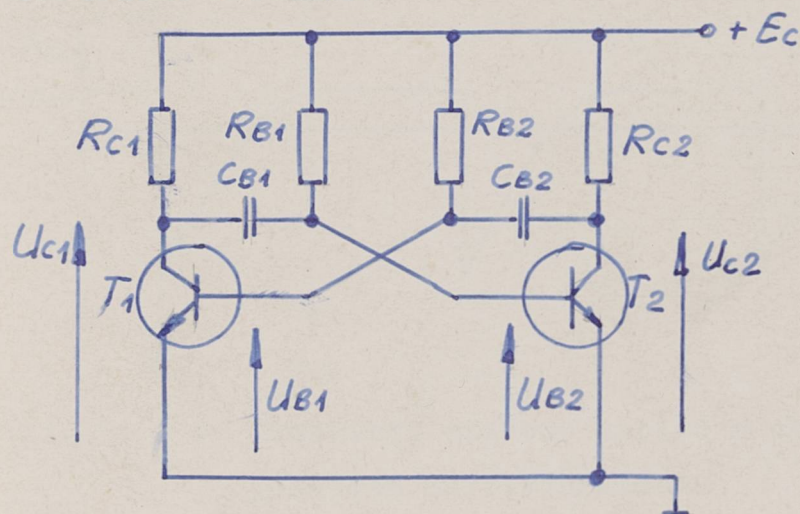


Rys. 5a - 1 Schemat blokowy generatora przebiegu trójkątnego i przebiegi czasowe w charakterystycznych punktach układu.

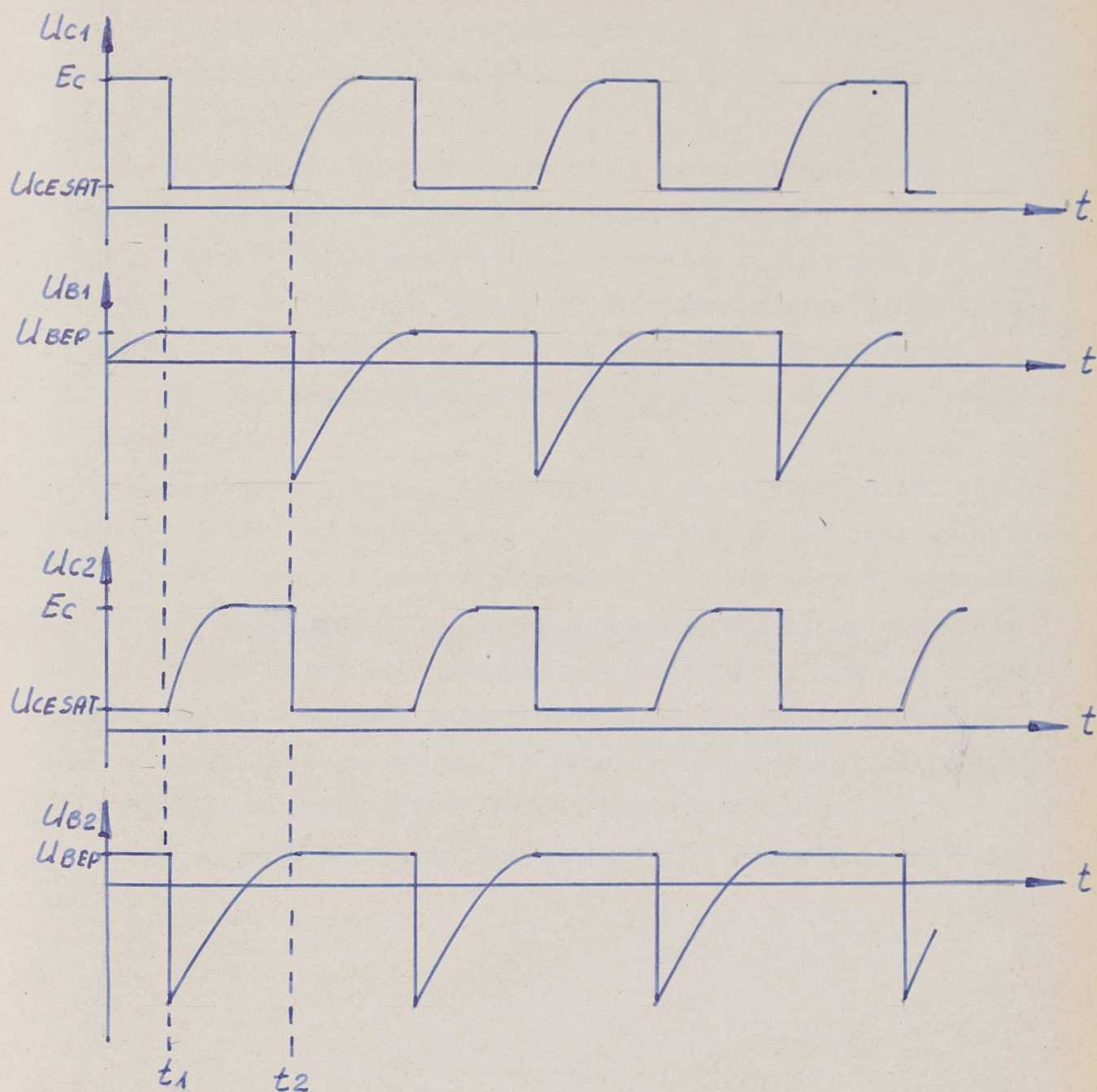
Przebiegi trójkątne uzyskuje się w następujący sposób. Za pomocą multiwibratora astabilnego uzyskuje się przebieg prostokątny podawany następnie na układ całkujący o stałej czasowej dobranej tak, aby otrzymać przebieg zbliżony do trójkątnego. Jest on dalej podawany na układ wtórnika emiterowego pełniącego rolę separatora i po odfiltrowaniu składowej stałej na układ przesuwania poziomu. W ten sposób uzyskujemy zarówno przebieg trójkątny dodatni jak i ujemny. Ponieważ jest to wykonanie modelowe w którym nie dążymy do uzyskania maksymalnej wierności odtwarzania przeto nie zależy nam na uzyskaniu bardzo dobrej liniowości i symetrii impulsów trójkątnych.

MULTIWIBRATOR ASTABILNY

Multiwibrator astabilny jest rodzajem generatora wytwarzającego samobieżnie ciąg impulsów prostokątnych lub zbliżonych do nich. Jest to dwustopniowy wzmacniacz rezystancyjny o bardzo silnym sprzężeniu zwrotnym.



Rys. 5a - 2 Schemat ideowy multiwibratora astabilnego.



Rys. 5a - 3 Przebiegi czasowe napięć w charakterystycznych punktach multiwibratora.

U_{BEP} - napięcie baza - emiter przewodzenia tranzystora

$U_{CE SAT}$ - napięcie nasycenia tranzystora

E_C - napięcie zasilania

Układ multiwibratora działa w sposób następujący:
Jako chwilę początkową przyjmujemy stan kiedy tranzystor T1 zaczął przewodzić, natomiast tranzystor T2 został zatkany / chwila t_1 na rys. 5a - 3 /.

Kondensator C_{B1} rozładowywuje się z poprzedniego cyklu w obwodzie kolektor - emiter tranzystora T1, źródło zasilania E_C , rezystor R_{B1} . W tym samym czasie kondensator C_{B2} zaczyna się ładować w obwodzie złącze baza - emiter tranzystora T1, źródło zasilania E_C , rezystor R_{C2} . Elementy muszą być tak dobrane, aby proces rozładowania kondensatora C_{B1} był dłuższy niż ładowanie kondensatora C_{B2} .

Jeżeli kondensator C_{B1} rozładowuje się do wartości bliskiej zera to umożliwi to przewodzenie tranzystora T2. Na jego kolektorze nastąpi wówczas ujemny skok napięcia, który zostanie przeniesiony przez kondensator C_{B2} na bazę tranzystora T1 co spowoduje jego zatkanie. Teraz cykl zaczyna się powtarzać z tym, że kondensator C_{B1} ładuje się zaś kondensator C_{B2} rozładowuje w obwodach analogicznych do poprzednich. Po ponownym nasyceniu tranzystora T1 i zatkaniu tranzystora T2 powracamy do chwili t_1 .

Czasy trwania kolejnych faz polaryzacji wstecznej tranzystorów są równe:

$$T_1 = 0,69 R_{B1} C_{B1}$$

$$T_2 = 0,69 R_{B2} C_{B2}$$

Okres powtarzania impulsów T jest sumą tych czasów.

$$T = T_1 + T_2$$

Czasy narastania impulsów na kolektorach tranzystorów są równe odpowiednio:

$$t_{n1} = 2,2 R_{C1} C_{B1}$$

$$t_{n2} = 2,2 R_{C2} C_{B2}$$

Wynika to ze stałej czasowej ładowania kondensatorów w czasie zatkania tranzystora.

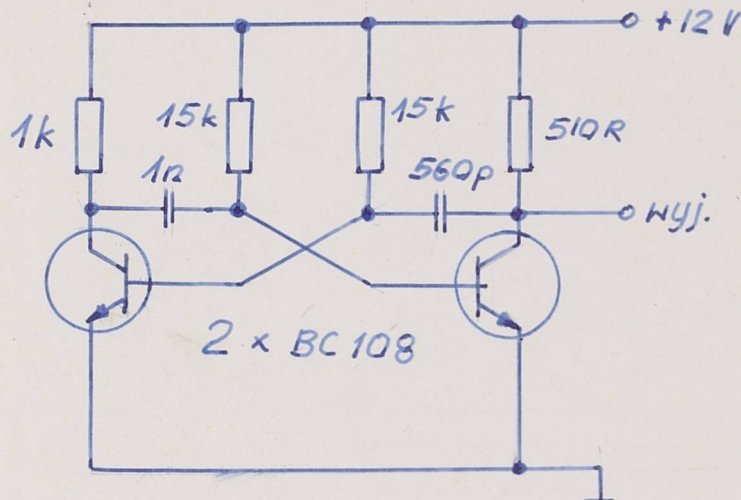
Czas opadania impulsów na kolektorach tranzystorów zależy przede wszystkim od pojemności obciążającej kolektory.

$$t_{\bullet} = 2,2 R_C C_{\bullet}$$

gdzie: $C_{\bullet}$ - pojemność obciążająca multiwibrator

Zwykle czas opadania jest dużo razy mniejszy od czasu narastania zboczy generowanych impulsów.

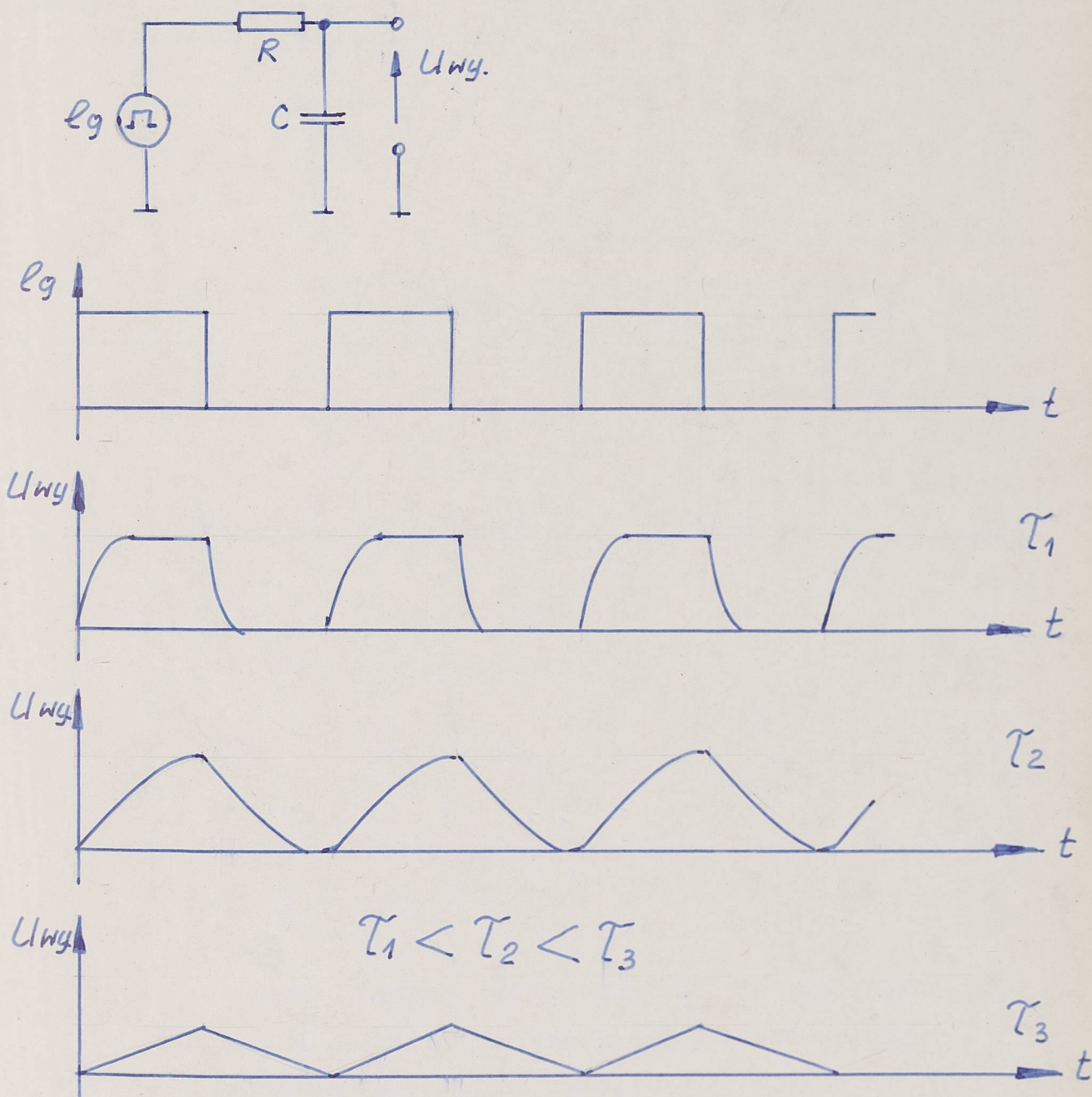
Układ multiwibratora astabilnego zastosowany w wykonanym modelu wzmacniacza klasy D ma za zadanie wytworzyć przebieg zbliżony do prostokątnego o częstotliwości próbkowania. Zastosowany generator jest niesymetrycznym multiwibratorem astabilnym o częstotliwości około 60 kHz.



Rys. 5a - 4 Schemat ideowy multiwibratora astabilnego zastosowanego w pracy. Wartości elementów.

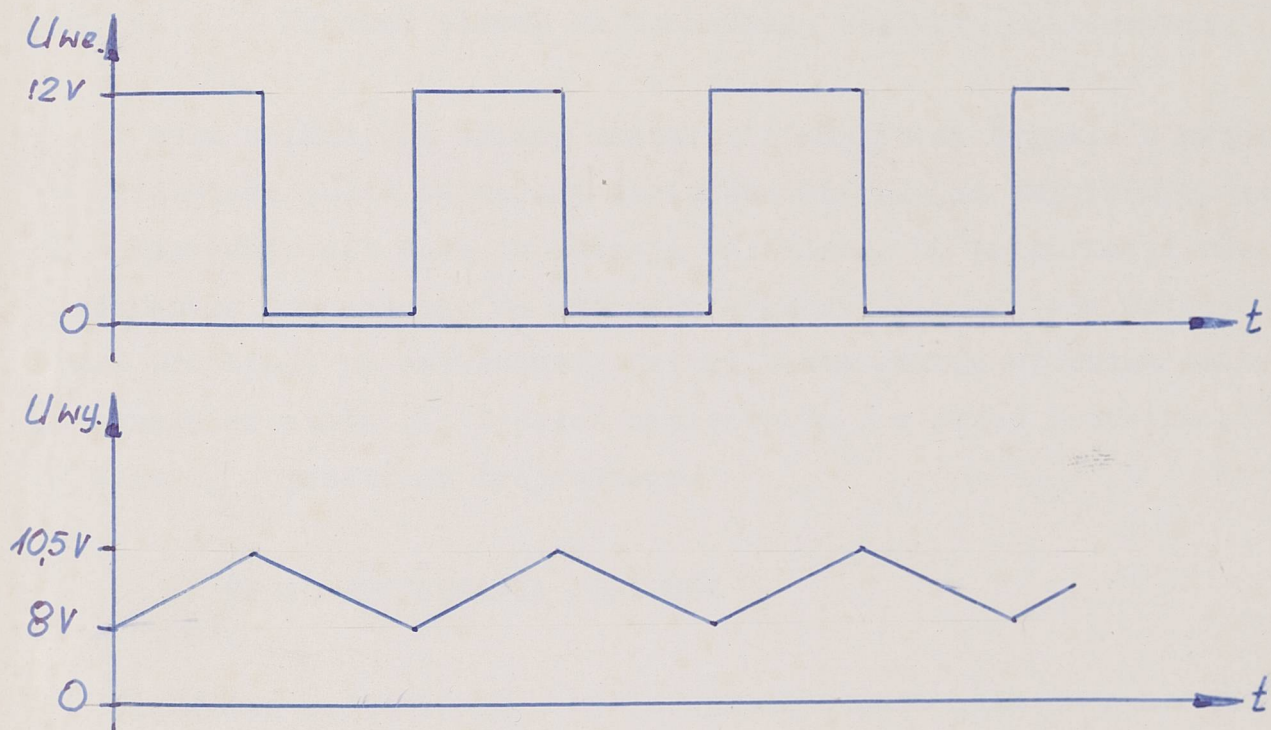
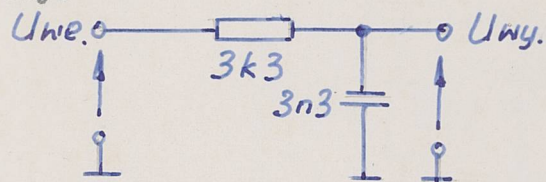
UKŁAD CAŁKUJĄCY

Układ całkujący jest układem kształtowania przebiegu. Podając na wejście układu całkującego odpowiednie dobranej stałej czasowej RC impulsy prostokątne otrzymamy przebieg o kształcie podobnym do przebiegu trójkątnego.



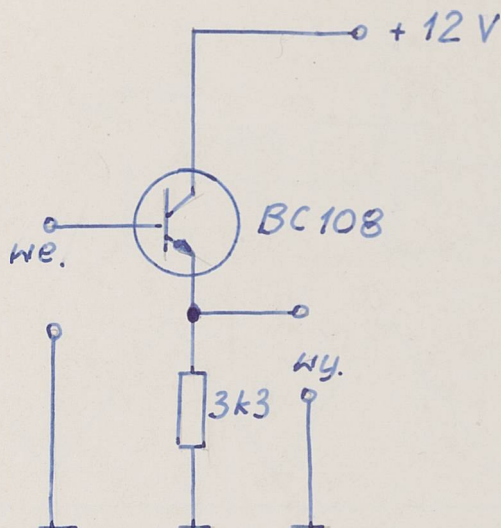
Rys. 5a - 5 Schemat układu całkującego. Wpływ stałej czasowej RC na kształt przebiegu wyjściowego.

Z zamieszczonych powyżej wykresów widać, że czym stała czasowa układu całkującego jest większa tym lepsza jest liniowość zboczy uzyskiwanego przebiegu. Jednak wraz ze wzrostem stałej czasowej maleje amplituda przebiegu wyjściowego. Zastosowany w pracy dyplomowej układ całkujący umożliwia uzyskanie przebiegu o wartości międzyszczytowej 2,5 V i stosunkowo dobrej liniowości zboczy.



Rys. 5a - 6 Schemat ideowy i wartości elementów zastosowanego układu całkującego. Przebiegi czasowe sygnału wejściowego i wyjściowego.

WTÓRNIK EMITEROWY

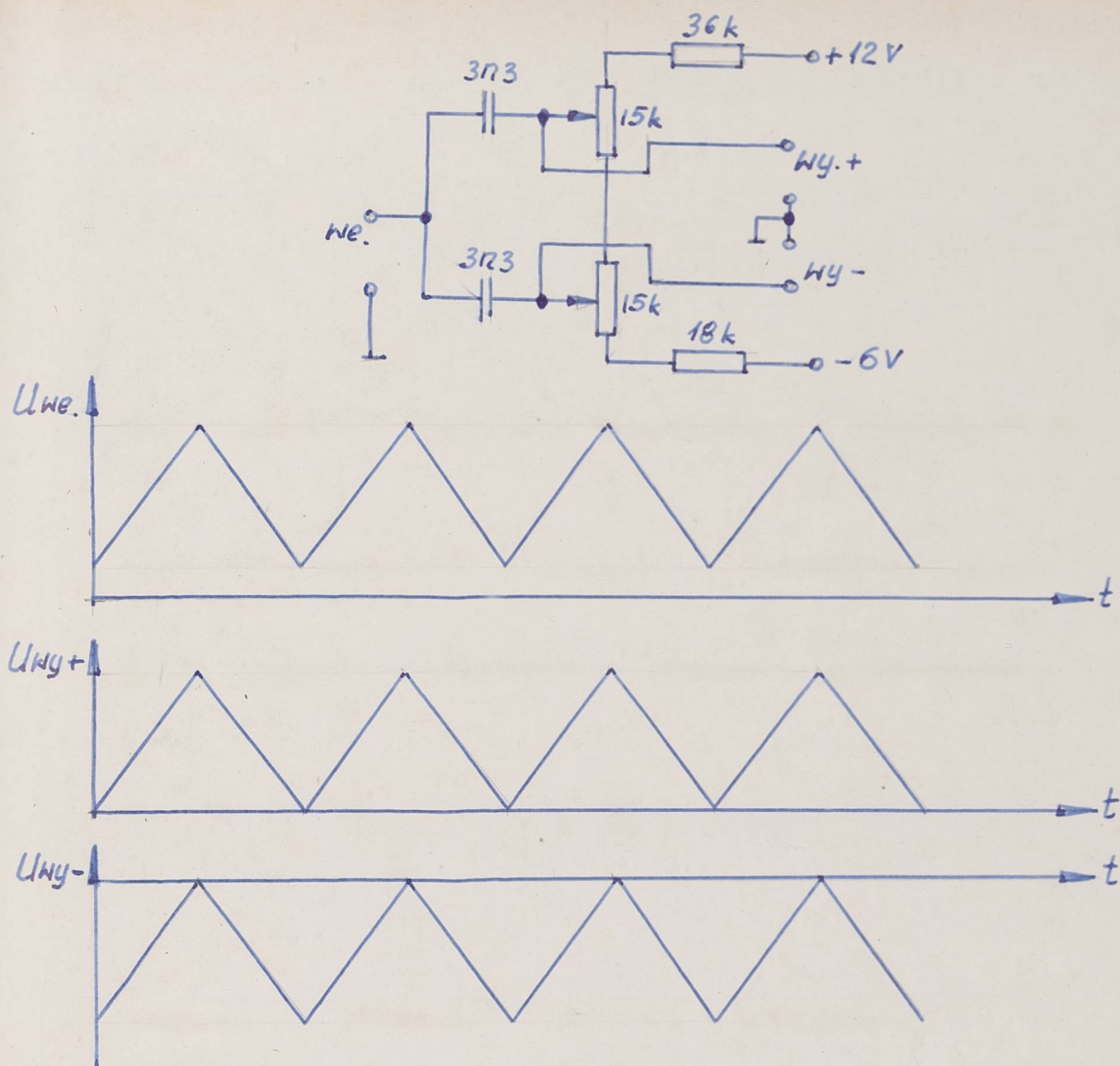


Rys. 5a - 7 Schemat ideowy zastosowanego wtórnika emiterowego.

W celu uniknięcia zmiany kształtu i amplitudy sygnału o przebiegu trójkątnym układ całkujący obciążony wtórnikiem emiterowym, który charakteryzuje się dużą impedancją wejściową. Do polaryzacji bazy tranzystora pracującego we wtórniku wykorzystana została składowa stała przebiegu po całkowaniu. Dzięki zastosowaniu wtórnika emiterowego generator staje się źródłem napięciowym / o małej rezystancji wyjściowej / przebiegu trójkątnego.

UKŁAD PRZESUWANIA POZIOMÓW

Układ ten zastosowano z myślą wykorzystania jednego generatora przebiegu trójkątnego w celu wytworzenia dwóch przebiegów tego samego kształtu i o tej samej amplitudzie lecz o innych składowych stałych, które są przez niego dodawane.



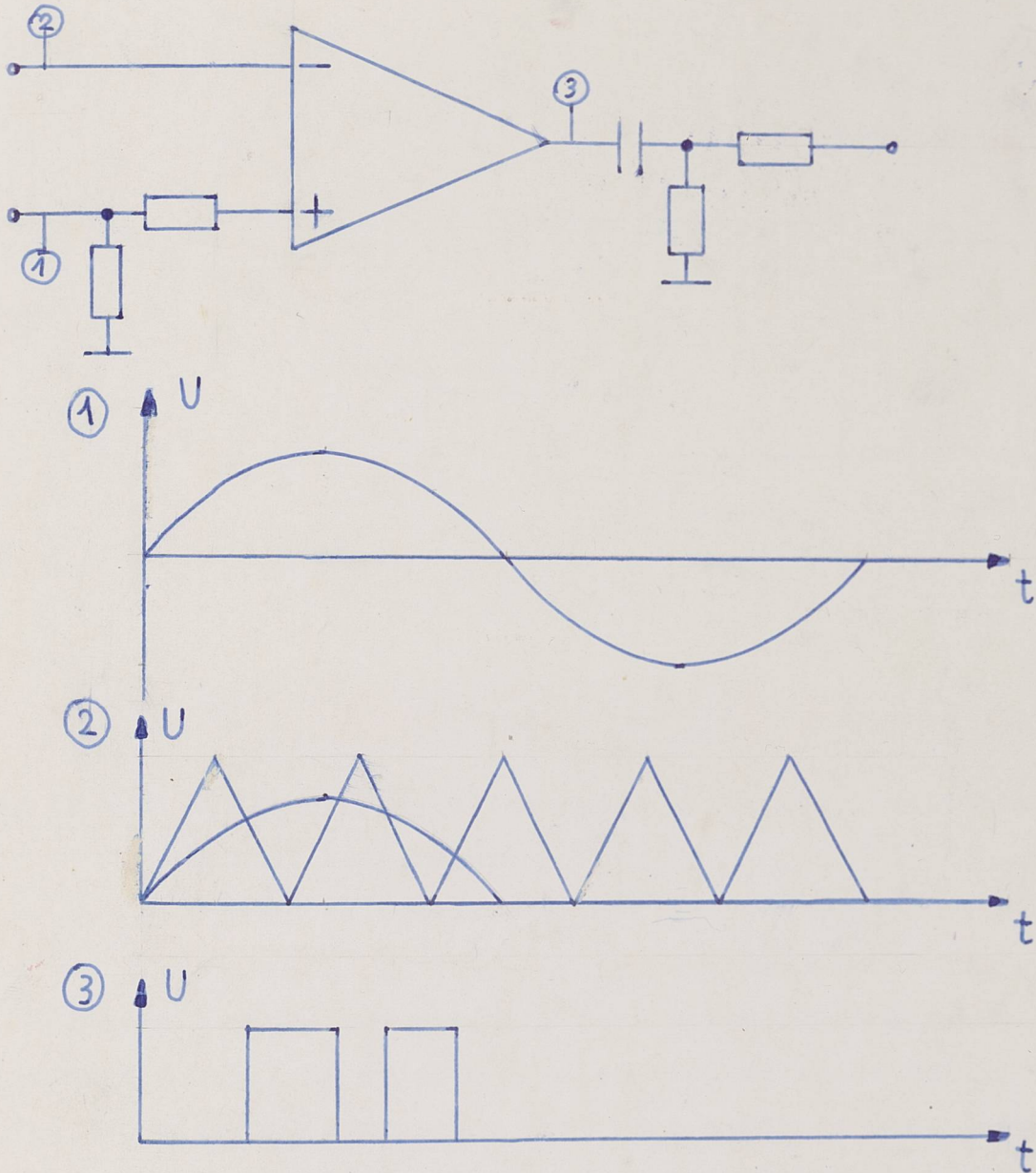
Rys. 5a - 8 Schemat ideowy i przebiegi czasowe w charakterystycznych punktach układu przesuwania poziomów.

Na wejście układu zostaje doprowadzony sygnał z wtórnika emiterowego poprzez kondensatory do potencjometrów. Zadaniem kondensatorów jest wyeliminowanie niepożądanej składowej stałej.

Regulację przeprowadza się jednorazowo przy uruchamianiu modelu.

Zakres regulacji jest ograniczony ponieważ sygnały wyjściowe są doprowadzone do wejść komparatorów i zbyt wysokie ustawienie poziomu składowej stałej mogłoby spowodować uszkodzenie komparatorów.

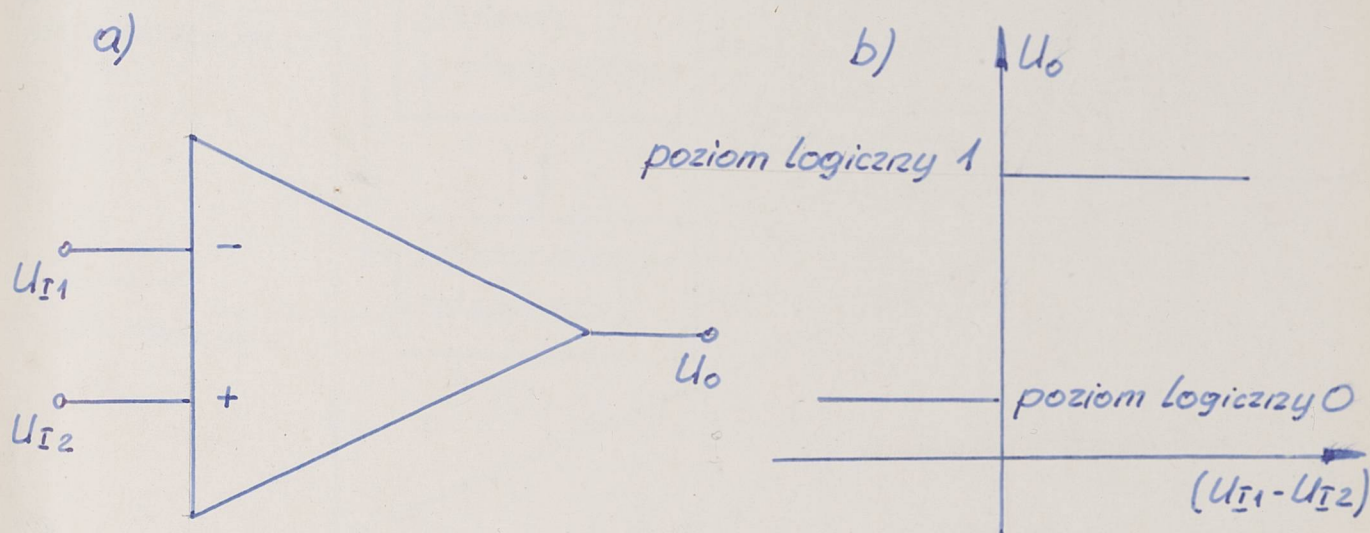
V-b UKŁAD PORÓWNIANIA I STEROWANIA WZMACNIACZEM KOŃCOWYM



Rys. 5b - 1 Schemat ideowy układu porównania i sterowania wzmacniaczem końcowym i przebiegi czasowe w charakterystycznych punktach.

W skład układu porównania i sterowania wchodzi komparator napięcia porównujący przebieg trójkątny z przebiegiem wejściowym oraz układ pełniący rolę zabezpieczenia przed ewentualnymi nieprawidłowościami w pracy wzmacniacza prowadzącymi do przeciążenia końcówki mocy.

KOMPARATOR NAPIĘCIA



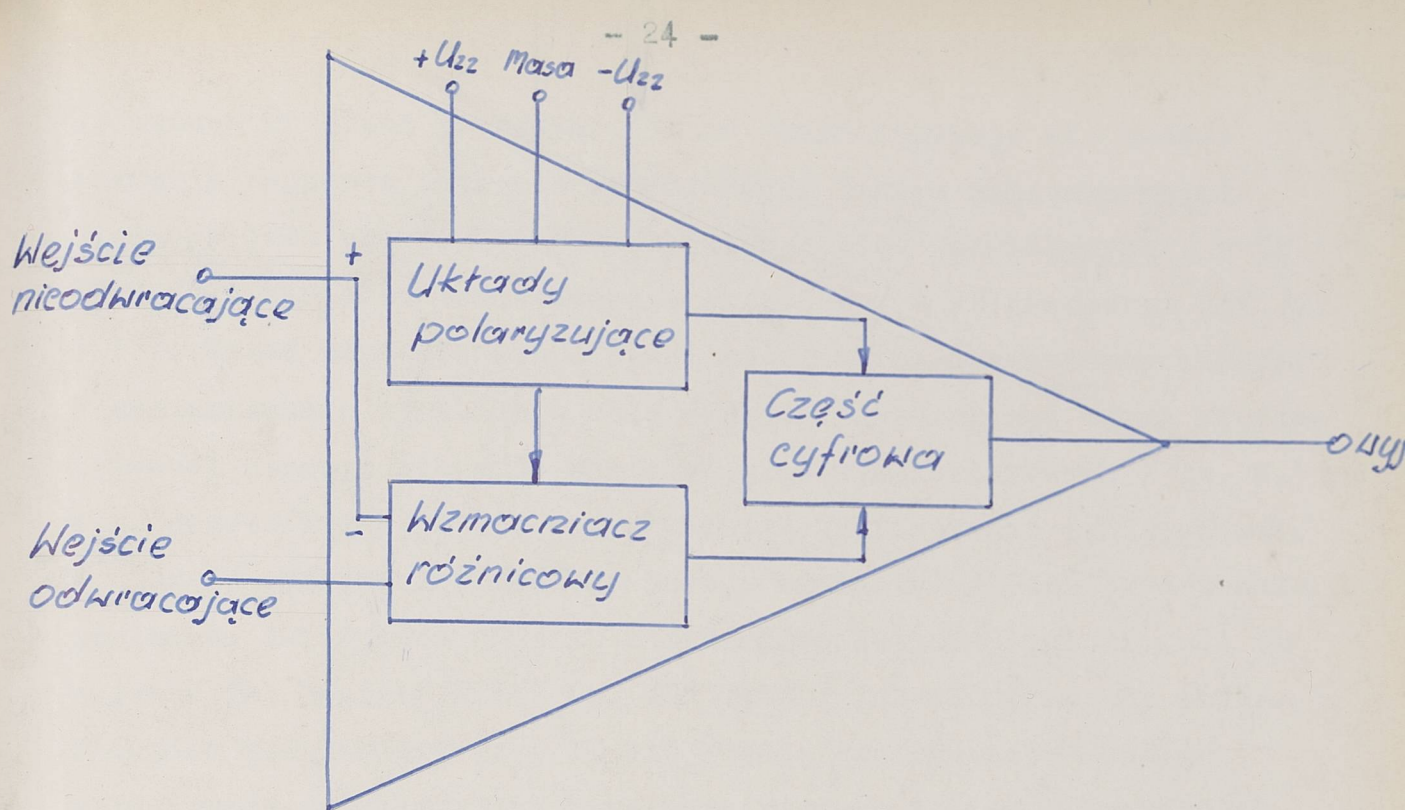
Rys. 5b - 2 Charakterystyka idealnego komparatora napięcia

a/ symbol komparatora

b/ wykres zależności $U_o = f / U_{I1} - U_{I2} /$

Zadaniem komparatora napięcia jest wytworzenie sygnału logicznego 0 lub 1 na wyjściu w zależności od znaku różnicy napięć wejściowych. Komparator jest więc elementarnym, jedno-bitowym przetwornikiem analogowo-cyfrowym i stanowi ogniwo pośrednie między układami analogowymi i cyfrowymi. Charakterystykę idealnego komparatora napięcia pokazano na rys. 5b - 2.

Istotną zaletą komparatora jest jego szybkość działania / czas odpowiedzi 40 ns / i duża rezystancja wejściowa / wejściowy prąd polaryzujący 0,02 mA /. W pracy wykorzystano standardowy komparator napięcia ULY 7710.



Rys. 5b - 3 Budowa komparatora napięcia.

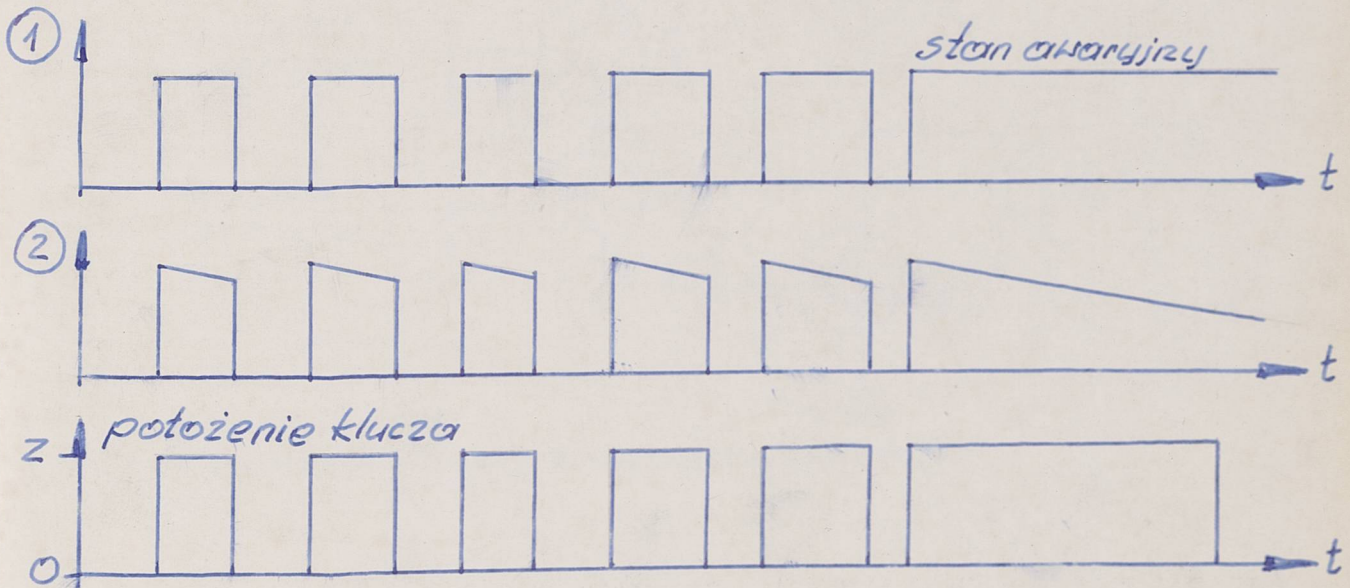
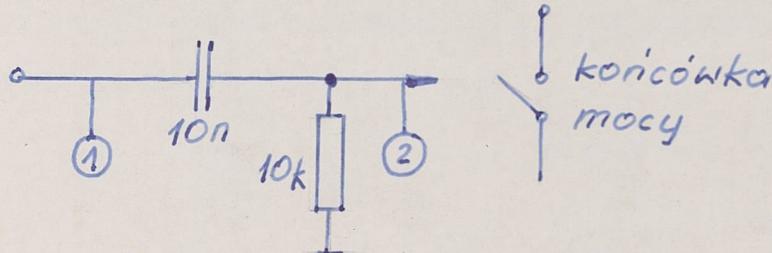
Ze względu na swe przeznaczenie komparator napięcia musi zawierać część analogową na wejściu i cyfrową na wyjściu. Wymagania dotyczące obu tych części są często przeciwstawne i ich pogodzenie jest głównym problemem przy opracowywaniu komparatorów monolitycznych. Budowę typowego komparatora napięcia pokazano na rys. 5b - 3.

Układem wejściowym jest z reguły wzmacniacz różnicowy o bardzo dużym wzmocnieniu, zasilany przez odpowiednie układy polaryzacji, zapewniające odseparowanie od zasilania części cyfrowej. Wzmacniacz powinien charakteryzować się możliwie szerokim pasmem częstotliwości i dużą szybkością zmian sygnału wyjściowego.

W komparatorach standardowych stopniem wejściowym jest prosty wzmacniacz różnicowy o dość dużych prądach kolektorowych / w ULY 7710 0,9 mA / i małych wartościach rezystorów w kolektorach, dzięki którym uzyskuje się szerokie pasmo częstotliwości. W komparatorach dokładnych stosuje się bardziej rozbudowany układ wejściowy. Na przykład w komparatorze LM 111 zastosowane wtórnik emiterowe

UKŁAD ZABEZPIECZENIA

Na wyjściu komparatora napięcia znajduje się układ zabezpieczający w skład którego wchodzi kondensator C_1 i rezystor R_1 / rys. 5b - 1 /. W przypadku niewłaściwej pracy komparatora i pojawieniu się na jego wyjściu stałego poziomu powodującego, przy pominięciu układu zabezpieczenia, nasycenie tranzystorów końcowych kondensator C_1 ładując się w obwodzie wyjście komparatora, rezystor R_1 powoduje stopniowe zmniejszanie spadku napięcia na rezystorze R_1 co z kolei doprowadza do zatkania tranzystorów mocy. Stałą czasową obwodu $R_1 C_1$ dobrane tak, aby wyłączenie końcówki mocy nastąpiło w przypadku pojawienia się poziomu załączającego na czas dłuższy niż kilka / 5 do 6 / okresów przebiegu trójkątnego. W trakcie normalnej pracy impulsowej sygnał sterujący zostaje podany przez kondensator C_1 i rezystor R_2 na wzmacniacz końcowy. Rezystor R_2 pełni rolę ogranicznika prądu wejściowego końcówki mocy. Sposób pracy układu zabezpieczającego ilustruje rys. 5b - 4.



Rys. 5b - 4 Układ zabezpieczenia i przebiegi w charakterystycznych punktach układu.

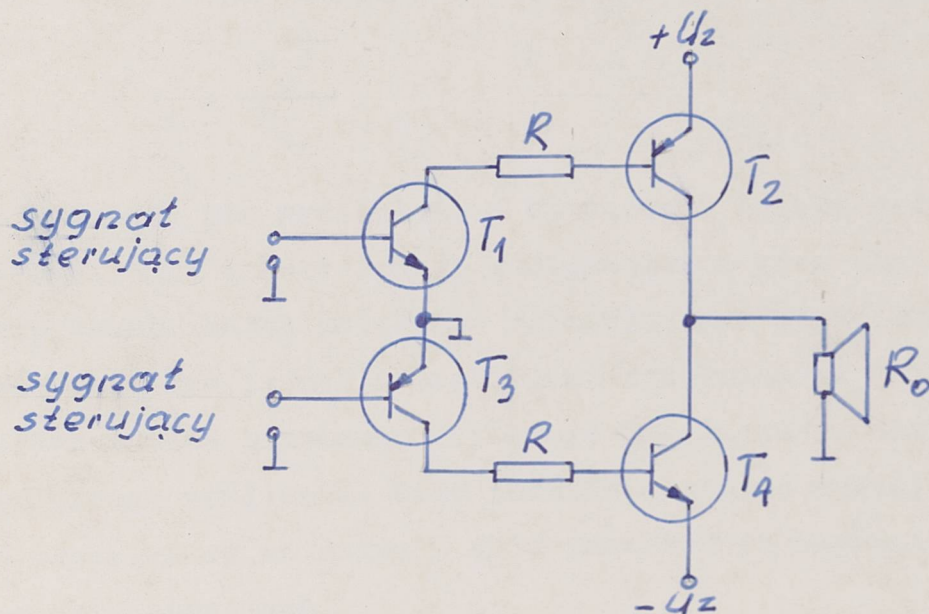
VI WZMACNIACZ KOŃCOWY

Zastosowany wzmacniacz końcowy jest impulsowym wzmacniaczem mocy. Sterowany jest impulsami prostokątnymi o modulowanej szerokości, których wartość średnia zmienia się w takt zmian napięcia wejściowego. Tranzystory pracujące w nim znajdują się tylko w dwóch stanach tj. nasycenia i zatkania, dzięki czemu moc tracona w układzie jest znikomo mała co pozwala na uzyskanie bardzo dużej sprawności.

W stanie nasycenia, mimo że przez tranzystor płynie duży prąd, dzięki niskiemu napięciu kolektor - emiter moc strat jest niewielka, zaś w stanie zatkania prąd płynący przez tranzystor jest znikomo mały i mimo dużego napięcia kolektor - emiter moc strat jest również niewielka.

Tranzystory T_1 i T_3 mają za zadanie wzmacnienie prądowe sygnału sterującego do poziomu wystarczającego do wysterowania tranzystorów T_2 i T_4 .

Tranzystory T_1 i T_2 pracują gdy na wejście wzmacniacza podana jest dodatnia część sygnału wzmacnianego, natomiast tranzystory T_3 i T_4 podczas części ujemnej.



Rys. 6 - 1 Schemat ideowy wzmacniacza końcowego.

Sprawność wzmacniacza i poziom strat w dużej mierze zależy od szybkości przechodzenia tranzystorów z jednego stanu pracy w drugi, gdyż stan pośredni jest stanem aktywnym kiedy to straty mocy w kolektorze tranzystora są duże.

W czasie przewodzenia jednego z tranzystorów chwilowy prąd płynący przez obciążenie jest równy

$$i = \frac{U_c - U_{CE \text{ sat}}}{R_o}$$

gdzie: U_c - napięcie zasilania
 $U_{CE \text{ sat}}$ - napięcie kolektor - emiter tranzystora w stanie nasycenia
 R_o - rezystancja obciążenia

Moc szczytowa

$$P_m = i^2 R_o = \frac{(U_c - U_{CE \text{ sat}})^2}{R_o}$$

a przy założeniu $U_{CE \text{ sat}} \ll U_c$

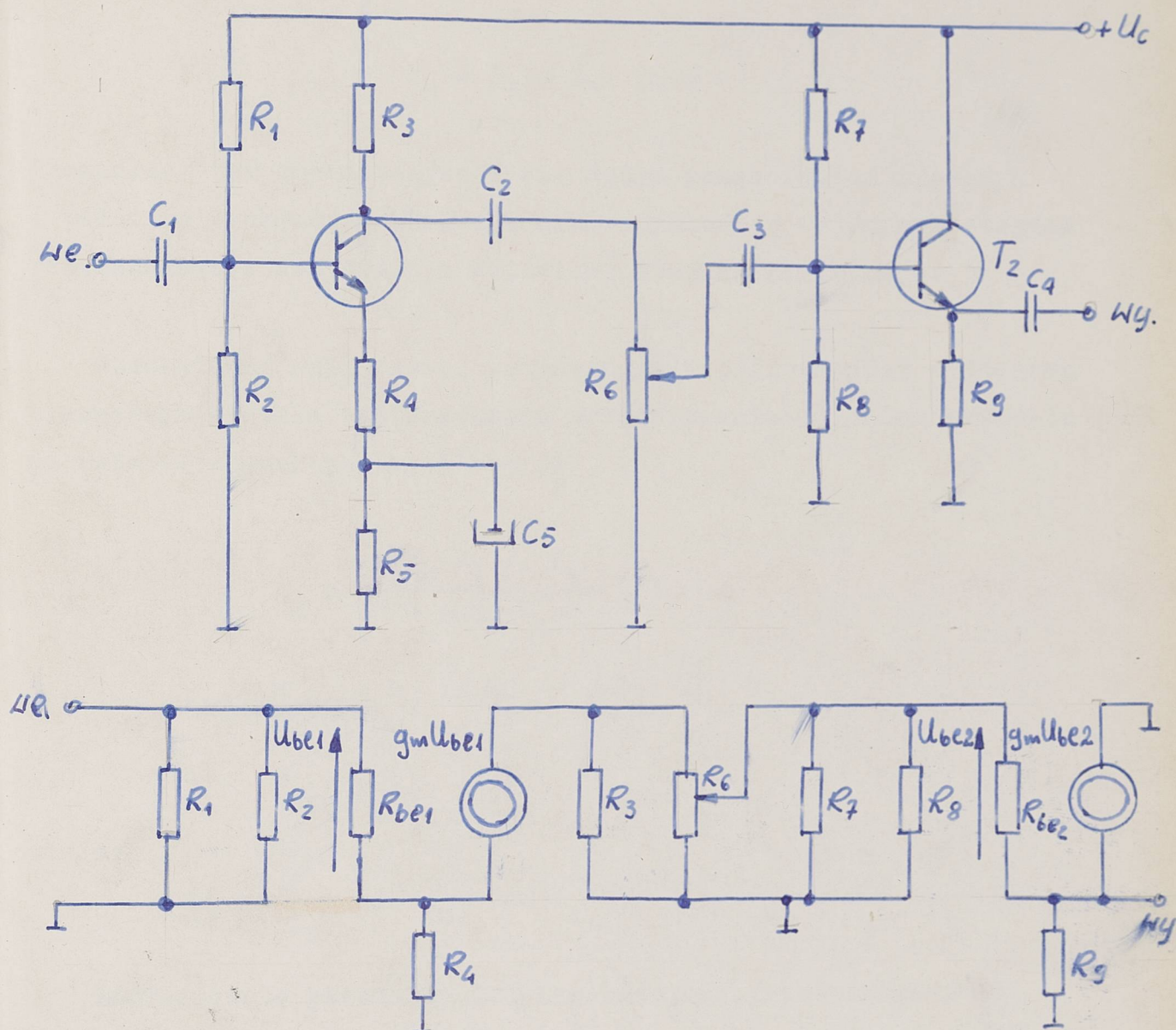
$$P_m = \frac{U_c^2}{R_o}$$

Wynika z tego, że moc wydzielona w obciążeniu zależy jedynie od napięcia zasilania i rezystancji obciążenia, a więc nie zmieniając układu sterowania można zwiększyć użyteczną moc wyjściową.

Należy się przy tym liczyć z problemami wynikającymi z impulsowej pracy układu tzn. z problemem szybkiego przełączania dużych mocy oraz impulsowego zasilania. Może również wystąpić szkodliwa emisja zakłóceń przez układ związana z dużą zawartością harmonicznych w wytwarzanych sygnałach.

Zadaniem zastosowanych diod jest zapobieganie oscylacjom powstającym na skutek indukcyjnego charakteru obciążenia.

VII PRZEDWZMACNIACZ NAPIĘCIOWY



Rys. 7 - 1 Schemat ideowy i zastępczy zastosowanego przedwzmacniacza.

Przedstawiony powyżej układ jest dwustopniowym wzmacniaczem, którego wypadkowe wzmocnienie napięciowe wynosi $K_u = 10$. Pierwszy stopień jest stopniem wzmacniającym napięcie. Jest to wzmacniacz o wspólnym emiterze WE z dzieloną rezystancją emiterową co zapewnia sprzężenie zwrotne, ujemne dla składowej zmiennej i zwiększa rezystancję wejściową oraz poszerza pasmo przenoszonych częstotliwości przy jednoczesnym pogorszeniu wzmocnienia.

Stopniem drugim jest wzmacniacz o wspólnym kolektorze WC /wtórnik emiterowy/ o wzmacnieniu napięciowym mniejszym od jedności.

$$K_u = 0,90 \dots 0,98$$

Wzmacniacz ten charakteryzuje się dużym wzmacnieniem prądowym i pełni rolę układu dopasowującego rezystancję wyjściową stopnia poprzedniego z rezystancją wejściową stopnia następnego.

Wzmocnienie napięciowe, rezystancję wejściową oraz wyjściową pierwszego stopnia zastosowanego przedwzmacniacza można określić na podstawie następujących wzorów:

$$K_u = \frac{-g_m R_3 // R_6}{1 + g_m R_4}$$

$$R_{wej} = R_1 // R_2 // r_{be} + R_4 /$$

$$R_{wyj} = R_3$$

gdzie:

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} ; \quad g_m = 40 I_c ; \quad I_c = \frac{U_{zas}}{R_3 + R_4 + R_5} .$$

Analogicznie parametry drugiego stopnia przedwzmacniacza wyrażone są wzorami:

$$K_u = \frac{g_m R_9}{1 + g_m R_9}$$

$$R_{wej} = R_7 // R_8 // r_{be} + R_9 /$$

$$R_{wyj} = R_9 // \frac{R_g + r_{be}}{\beta}$$

gdzie:

$$R_g = R_3 // R_6 // R_7 // R_8 .$$

Za pomocą potencjometra R_6 regulujemy amplitudę sygnału wejściowego dla wtórnika emiterowego.

Zastosowanie kondensatorów ma na celu odseparowanie składowej stałej oraz ograniczenie pasma przenoszonych częstotliwości od dołu / dolna częstotliwość graniczna /. W praktyce oblicza się pojemności wszystkich kondensatorów dla jednej częstotliwości, a później wszystkie obliczone wartości oprócz jednej powiększa się kilka / np. 10 / razy. Zapewnia to stałość dolnej częstotliwości granicznej.

Częstotliwość graniczną wyznacza się ze wzoru:

$$w = \frac{1}{C / R_L + R_P /}$$

gdzie:

w - dolna pulsacja graniczna

R_L - rezystancja widziana z lewej nóżki kondensatora do masy

R_P - rezystancja widziana z prawej nóżki kondensatora do masy

C - szukana pojemność

Zgodnie z powyższym pojemności poszczególnych kondensatorów można obliczyć na podstawie następujących wzorów:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 / R_g + R_{we1} /}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_1 / R_3 + R_6 // R_{we2} /}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_1 / R_3 // R_6 + R_{we2} /}$$

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_1 / R_9 + R_{\bullet} /}$$

gdzie:

- R_g - rezystancja wyjściowa źródła sygnału wzmacnianego
 R_o - rezystancja obciążenia
 R_{we1} - rezystancja wejściowa pierwszego stopnia przedwzmacniacza
 R_{we2} - rezystancja wejściowa drugiego stopnia przedwzmacniacza

Przybliżone wartości parametrów przedwzmacniacza wynoszą:

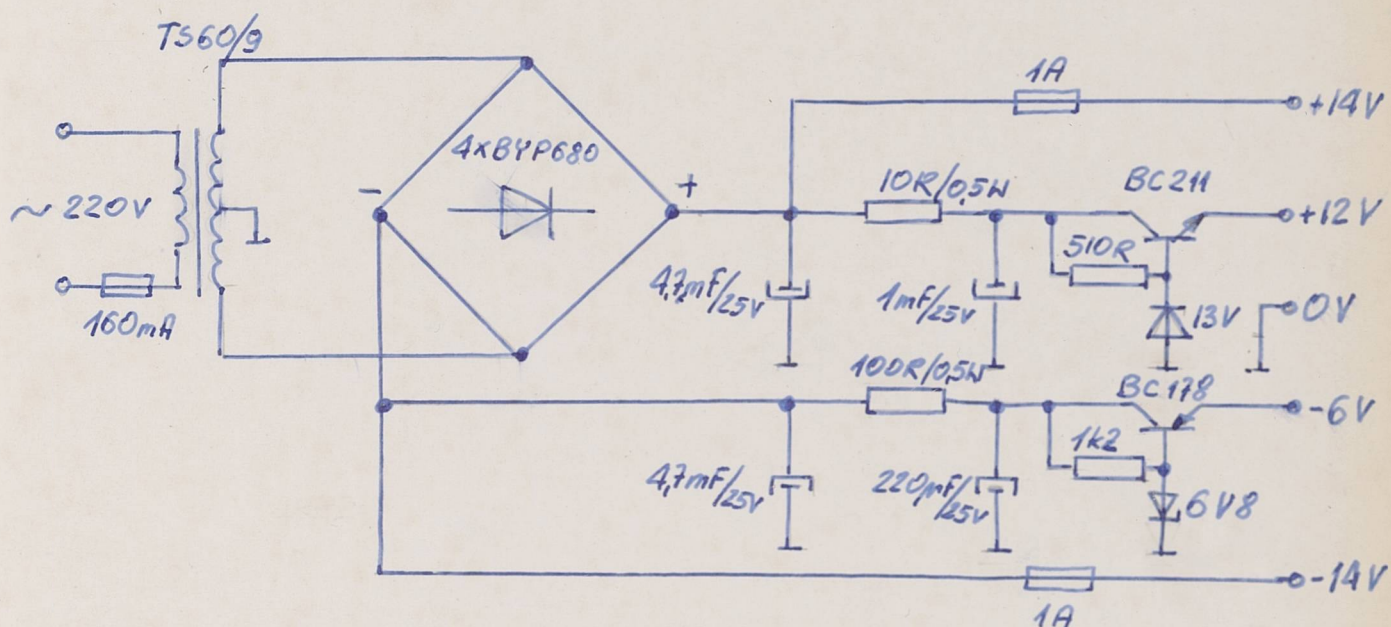
Wzmocnienie napięciowe	$K_u = 0 \dots 10$
Rezystancja wejściowa	$R_{we} = 5600 \ \Omega$
Rezystancja wyjściowa	$R_{wy} = 50 \ \Omega$
Dolna częstotliwość graniczna	$f_d = 50 \text{ Hz}$
Napięcie zasilania	$U_z = 12 \text{ V}$

VIII ZASILACZ UKŁADU

Do zasilenia wykonanego modelu wzmacniacza klasy D potrzebne są następujące napięcia zasilające:

- niestabilizowane, symetryczne napięcie ± 14 V przy maksymalnym prądzie impulsowym dochodzącym do 1 A;
- stabilizowane napięcie +12 V przy maksymalnym prądzie obciążenia 150 mA;
- stabilizowane napięcie - 6 V przy maksymalnym prądzie obciążenia 50 mA.

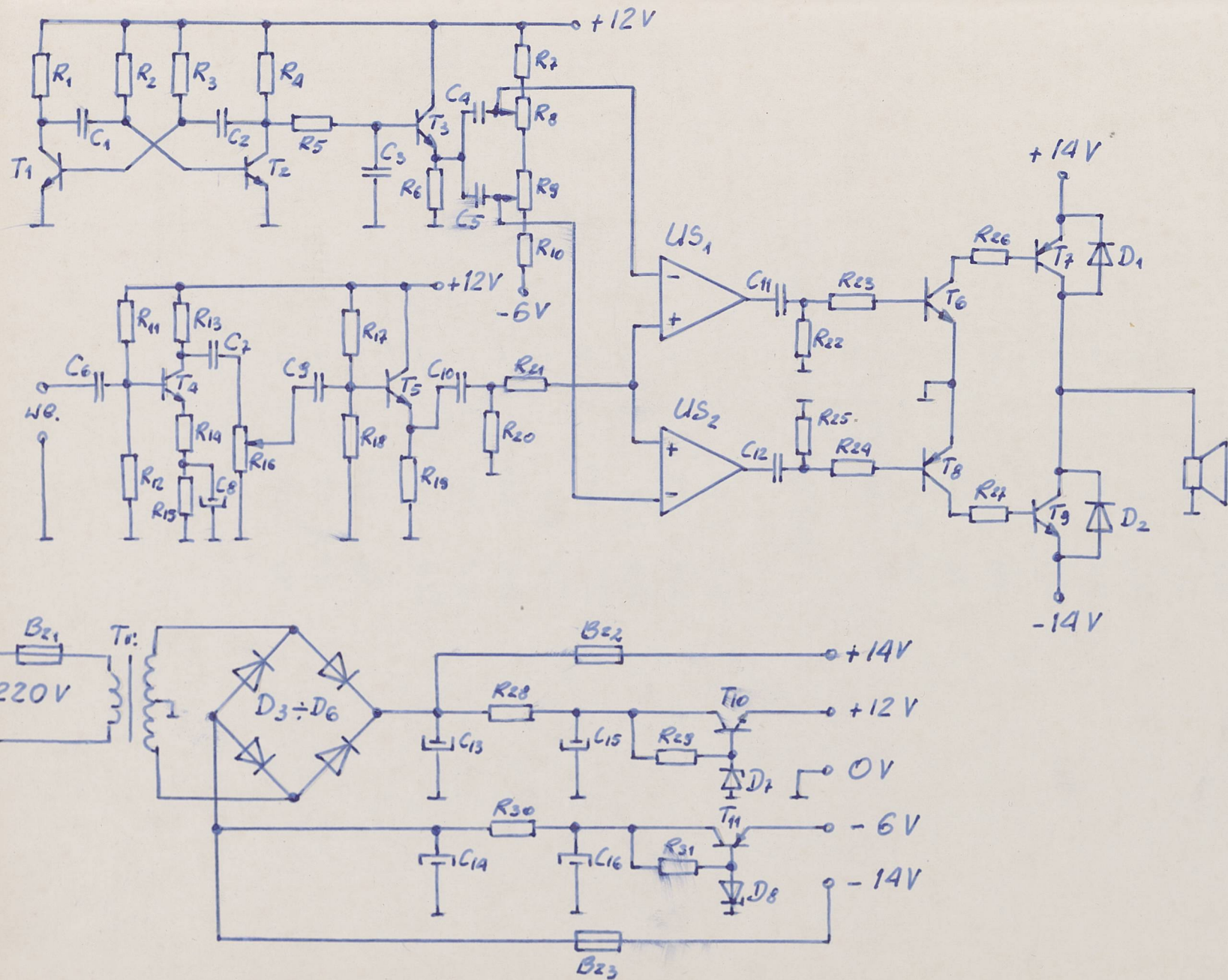
W zasilaczu zastosowane dwa przetworniki całofalowe z filtrami pojemnościowymi oraz dwa szeregowo stabilizatory napięcia. Całość jest zasilana z energetycznej sieci prądu przemiennego 220 V po obniżeniu napięcia do 14 V za pomocą transformatora z rdzeniem ferromagnetycznym.



Rys. 8 - 1 Schemat ideowy zasilacza układu.

IX PARAMETRY WYKONANEGO MODELU

Maks. napięcie wejściowe	-	150 mV
Rezystancja obciążenia / min. /	-	16 Ω
Moc wyjściowa	-	2 W
Sprawność	-	92 %
Pasmo przenoszonych częstotliwości / 3 dB /:		
- całego układu	-	100 - 10000 Hz
- wzmacniacza mocy	-	1 - 6000 Hz
Zasilanie	-	sieciowe 220 V ; 50 Hz



XI WYKAZ ELEMENTÓW

GENERATOR PRZEBIEGU TRÓJKĄTNEGO

R_1	--	1	k Ω
R_2, R_3, R_8, R_9	--	15	k Ω
R_4	--	510	Ω
R_5, R_6	--	3,3	k Ω
R_7	--	36	k Ω
R_{10}	--	18	k Ω
C_1	--	1	nF
C_2	--	560	pF
C_3, C_4, C_5	--	3,3	nF
T_1, T_2, T_3	--	BC 108	

PRZEDWZMACNIACZ NAPIĘCIOWY

R_{11}, R_{16}	--	47	k Ω
R_{12}	--	33	k Ω
R_{13}	--	2,2	k Ω
R_{14}	--	150	Ω
R_{15}	--	3,3	k Ω
R_{17}	--	220	k Ω
R_{18}	--	100	k Ω
R_{19}	--	10	k Ω
C_6, C_7	--	150	nF
C_8	--	22	μ F
C_9, C_{10}	--	100	nF
T_4, T_5	--	BC 108	

WZMACNIACZ KONCOWY

R ₂₀ , R ₂₁ , R ₂₂ , R ₂₃ , R ₂₄ , R ₂₅	-	10	k Ω
R ₂₆ , R ₂₇	-	1	k Ω
C ₁₁ , C ₁₂	-	10	nF
D ₁ , D ₂	-	BYP 401	/100
T ₆	-	BC 108	
T ₇	-	BC 313	
T ₈	-	BC 178	
T ₉	-	BC 211	
US ₁ , US ₂	-	ULY 7710	

ZASILACZ

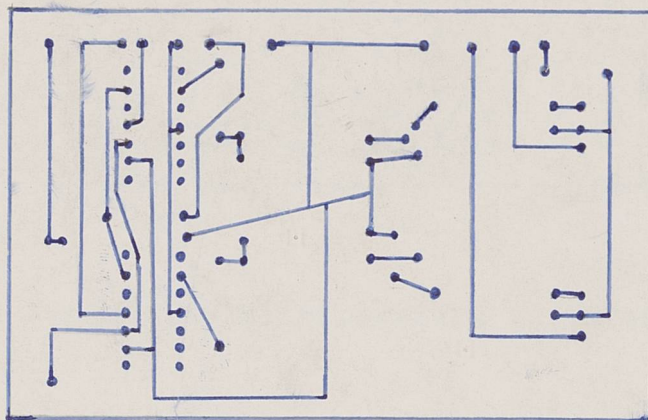
Transformator	-	TS 60	/ 9
R ₂₈	-	10	Ω / 0,5 W
R ₂₉	-	510	Ω
R ₃₀	-	100	Ω / 0,5 W
R ₃₁	-	1,2	k Ω
C ₁₃ , C ₁₄	-	4,7	mF / 25 V
C ₁₅	-	1	mF / 25 V
C ₁₆	-	220	μ F / 25 V
D ₃ , D ₄ , D ₅ , D ₆	-	BYP 680	/ 50
D ₇	-	DZ 13V	
D ₈	-	DZ 6V8	
T ₁₀	-	BC 211	
T ₁₁	-	BC 178	
Bz ₁	-	160	mA
Bz ₂ , Bz ₃	-	1	A

XII OBSŁUGA I SPOSÓB PRZEPROWADZENIA BADAŃ MODELU

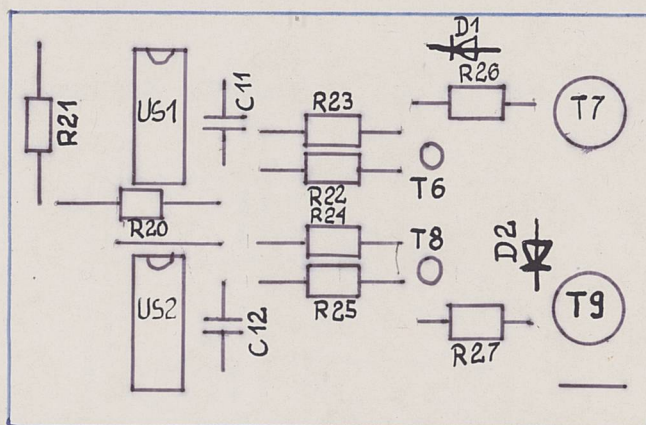
WZMACNIACZA KLASY D

Po włączeniu wzmacniacza do sieci elektrycznej, podłączeniu na wyjściu kolumny głośnikowej o impedancji znamionowej nie mniejszej niż 16Ω i mocy co najmniej 15 W i podaniu na wejście przedwzmacniacza sygnału o wartości nie większej niż 150 mV / przy potencjometrze głośności ustawionym na maksimum / lub na wejście układu porównania sygnału o wartości nie większej niż 1,5 V lub stałego potencjału nie przekraczającego 2 V układ powinien rozpocząć normalną pracę. Przy podaniu sygnału akustycznego powinien zostać on wzmacniony, natomiast podanie stałego potencjału umożliwia obserwowanie przebiegów w charakterystycznych punktach układu i wpływu napięcia na wejściu na ich kształt.

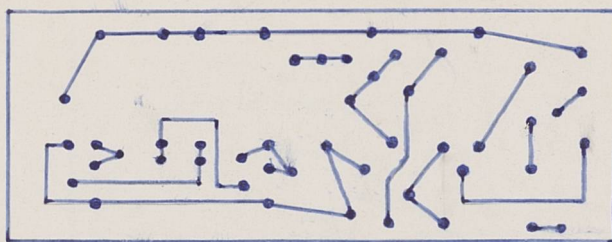
XIII PŁYTKI MONTAŻOWE WZMACNIACZA



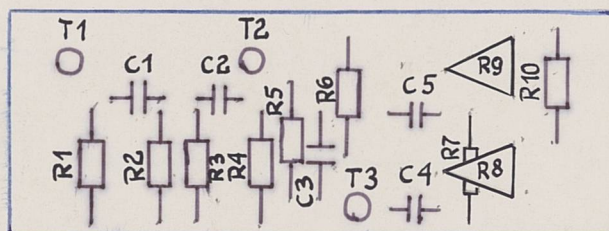
Rys. 13 - 1 Wygląd płytki układu porównania i sterowania oraz wzmacniaczy końcowych od strony druku.



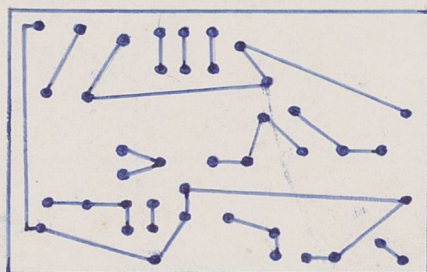
Rys. 13 - 2 Rozkład elementów na płytce układu porównania i sterowania oraz wzmacniaczy końcowych.



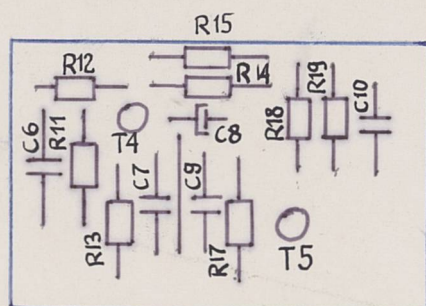
Rys. 13 - 3 Wygląd płytki generatora od strony druku.



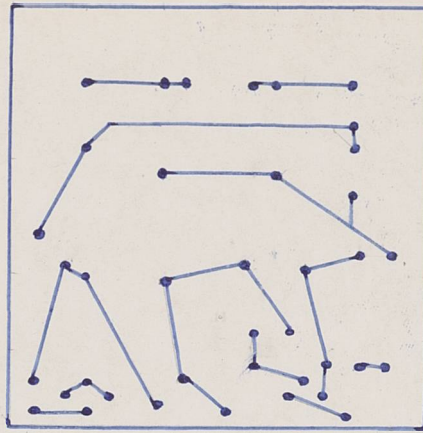
Rys. 13 - 4 Rozkład elementów na płytce generatora.



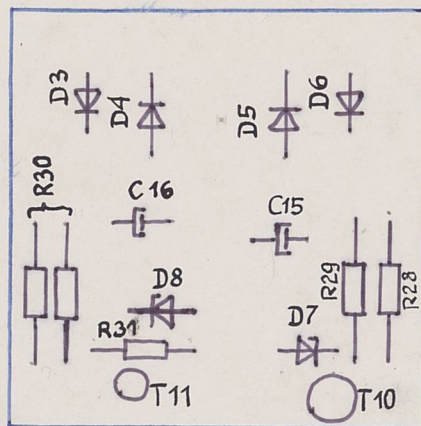
Rys. 13 - 5 Wygląd płytki przedwzmacniacza od strony druku.



Rys. 13 - 6 Rozkład elementów na płytce przedwzmacniacza.



Rys. 13 - 7 Wygląd płytki zasilacza od strony druku.



Rys. 13 - 8 Rozkład elementów na płytce zasilacza.