

Nieco ekstremalny Słuchawkowy wzmacniacz lampowy OTL

Prosty wzmacniacz dla łaknących decybeli melomanów, do współpracy z niskoimpedancyjnymi słuchawkami. Ob-
szerny opis pozwoli Czytelnikowi na opracowanie własnej
wersji a także wyjaśni, gdzie powstaje lampowe brzmienie.

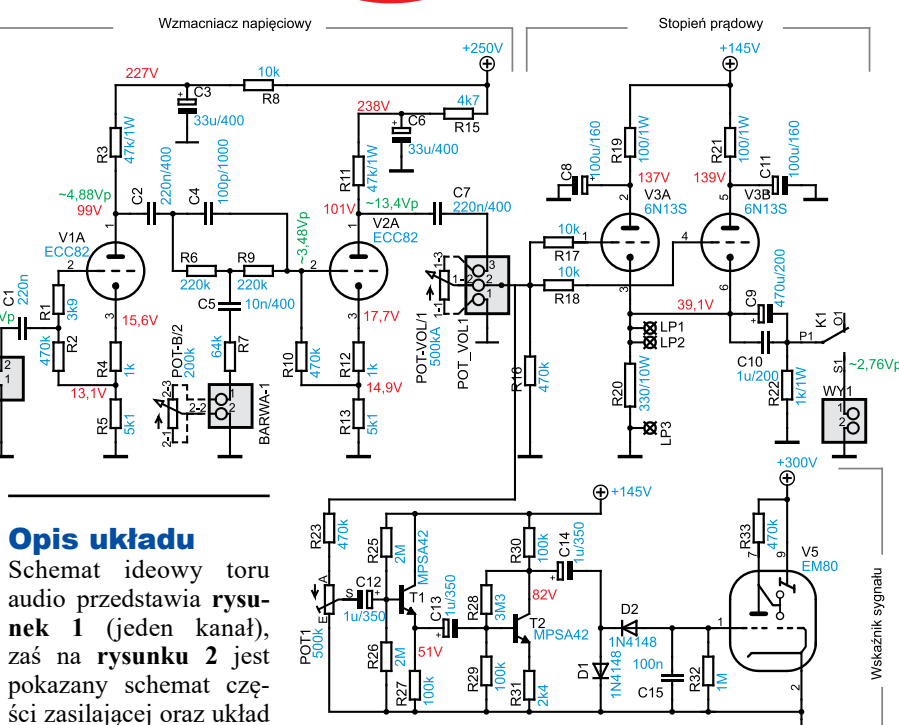


Po co kolejny wzmacniacz słuchaw-
kowy na lampach?

Przecież tyle już ich powstało!

Takie pytanie zada pewnie nie-
jednen Czytelnik. Zdecydowana
większość publikowanych dotych-
czas projektów słuchawkowych
wzmacniaczy OTL (bez transfor-
matorów wyjściowych) bazuje
na lampach przeznaczonych do
wzmacniania amplitudy napię-
cia, a nie do dostarczania dużej
mocy do obciążenia. Mając niską
wydajność prądową, nadają się do
pracy ze słuchawkami o wysokiej
impedancji. Tymczasem prawie
wszystkie współczesne słuchawki
mają niską impedancję, na ogół 32Ω,
a zdarzają się 24Ω lub nawet 18Ω.
Jeśli do tego ich skuteczność jest
mała, to uzyskanie zadowalającego
natężenia dźwięku z zastosowaniem
takiego wzmacniacza OTL może oka-
zać się niemożliwe.

Prezentowana konstrukcja wzmac-
niacza (fotografia tytułowa) jest
w stanie dostarczyć 100mW mocy do
obciążenia 32Ω i jest w swej idei pro-
sta, zawierając jedynie dwa podstawo-
we układy pracy triody. Prostota ukła-
du sprawia, że Czytelnik z łatwością
może go samodzielnie zaadaptować do
innych typów lamp, w czym pomoże
szczegółowy opis obliczeń wzmacnia-
cza, zawarty w dalszej części artyku-
łu. Zostanie też wyjaśnione od strony
konstrukcyjnej, skąd się bierze efekt
zwany **lampowym brzmieniem** i jak
można na niego wpływać.



Opis układu

Schemat ideowy toru
audio przedstawia **rys-
nek 1** (jeden kanał),
zaś na **rysunku 2** jest
pokazany schemat czę-
ści zasilającej oraz układ
opóźniający załącze-
nie gniazda słuchawek.

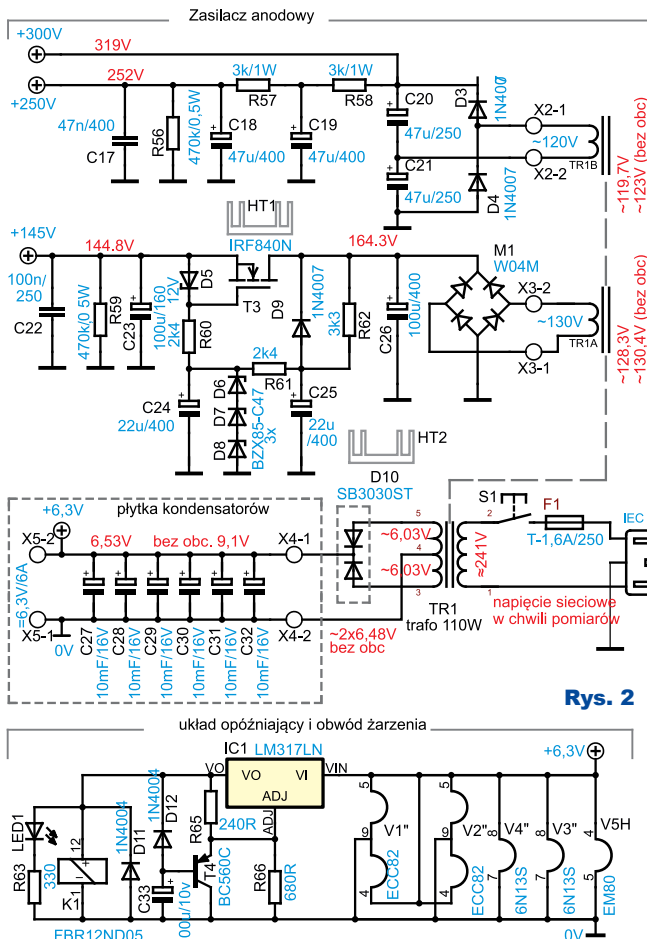
Rysunek 3a przedstawia główną płytkę
w widoku od strony elementów, a **rys-
nek 3b** – płytkę baterii kondensatorów
obwodu żarzenia.

Na schemacie umieszczono wyróżnio-
ne kolorem czerwonym wartości napięć
stałych i zmiennych występujące w cha-
rakterystycznych punktach układu po
rozgrzaniu lamp. Przypis *bez obc.* (bez
obciążenia) oznacza pomiary wykonane
przy lampach wyjętych z podstawek.
Kolorem zielonym opisano występujące

Rys. 1

w układzie amplitudy napięć przebiegów
zmiennych po podaniu sygnału 1Vp na
wejście wzmacniacza.

Schemat na **rysunku 1** pokazuje jeden
kanał, drugi jest identyczny, numera-
cja elementów w obu jest taka sama,
przy czym, dla rozróżnienia, elementy
kanału drugiego mają w nazwie sufiks
„A”. Nie dotyczy to lamp, dla których
litera A lub B jest oznaczeniem ustroju
triody w bańce (wszystkie użyte triody
są podwójne). Wskaźnik (tzw. magicz-
ne oko) EM80 jest tylko w pierwszym



kanale, gdyż nie ma on w tym układzie żadnego praktycznego znaczenia i pełni jedynie funkcję dekoracyjną, a autor miał tylko jedną taką lampę.

Tor audio składa się z dwustopniowego wzmacniacza napięciowego wzmacniającego amplitudę sygnału oraz stopnia prądowego o dużej wydajności prądowej, dostarczającego sygnał o odpowiedniej mocy do sł-

na siatki poprzez rezystory R2 i R10. Rezystor R1 wraz z pojemnością wejściową lampy V1 stanowi filtr dolnoprzepustowy zapobiegający możliwości wzbudzenia się wzmacniacza na częstotliwościach ponadakustycznych. Identykzną funkcję pełnią rezystory R17 i R18 w stopniu prądowym.

Każdy kanał zawiera dwa stopnie napięciowe, a pomiędzy nimi znajduje się uproszczony układ regulacji barwy dźwięku w formie regulowanego filtra środkowo-zaporowego, osłabiającego tony średnie o około 8dB (elementy C2, C4, C5 i R6, R7, R9, POT-B). Stopień tłumienia reguluje się potencjometrem POT-B. W prezentowanym wzmacniaczu osta-

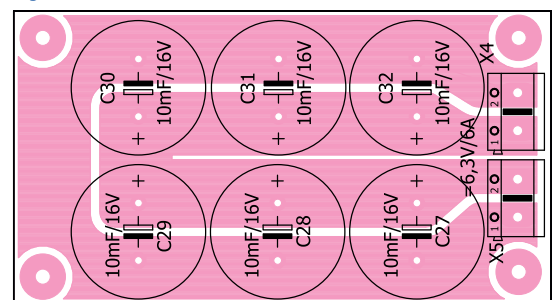
tecnie zrezygnowano z potencjometru, zastępując go na stałe rezystorami o wartościach dobranych na słuch tak, by uzyskać pożądaną barwę dźwięku.

Lampy celowo zostały wykorzystane tak, że każda z lamp obsługuje jeden stopień w obu kanałach, tzn. trioda A lampy pracuje w kanale pierwszym, a trioda B w kanale drugim. Dzięki temu nawet w przypadku użycia dwóch egzemplarzy lamp skrajnie różniących się parametrami, nie powstanie asymetria pomiędzy kanałami. Można też eksperymentować z różnymi typami lamp, innymi w każdym stopniu.

Pomiędzy drugim stopniem napięciowym a prądowym umieszczony jest potencjometr POT-VOL, służący do regulacji głośności. Jego umieszczenie tutaj nie jest przypadkowe. Jednym z powodów jest to, że zmniejszając głośność, zmniejszamy równocześnie poziom ewentualnych szumów i zakłóceń powstających we wzmacniaczu napięciowym, utrzymując w ten sposób stały stosunek sygnału do zakłóceń. Minusem takiego rozwiązania jest możliwość przesterowania wzmacniacza poprzez podanie na wejście sygnału o zbyt dużej amplitudzie, co w przypadku umieszczenia potencjometru na wejściu wzmacniacza jest niemożliwe.

W stopniu końcowym zastosowano radzieckie lampy 6H13C (w polskim brzmieniu 6N13S) na schemacie ozna-

Rys. 3b



Rys. 3a – skala 50%

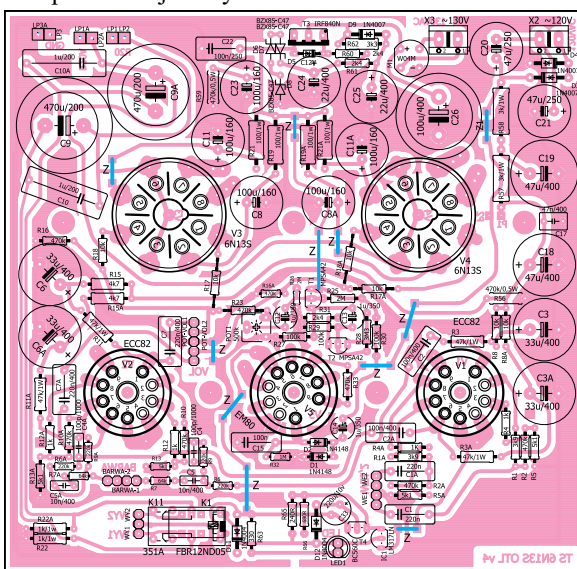


Tabela 1

Lampa		6H13C	ECC82	EM80
Parametry pracy typowe				
Napięcie żarzenia	U _h [V]	6,3	6,3	6,3
Prąd żarzenia	I _h [A]	2,5	0,3	0,3
Napięcie anodowe	U _a [V]	90	250	250
Prąd anodowy	I _a [mA]	76	10,5	0,37/2,3
Transkonduktancja	S [mA/V]	5,5	2,2	-
Rezystancja wewn.	R _i [Ω]	<460	7,7k	-
Wartości dopuszczalne				
Napięcie anodowe	U _a [V]	250	300	300
Napięcie anodowe zimnej lampy	U _{a0} [V]	500	550	550
Moc tracona na anodzie	Pa [W]	13	2,75	0,2
Prąd anodowy	I _a [mA]	130	20	3

czony V3 i V4. Ich odpowiednikami są 6AS7G. Są to wysokoprądowe podwójne triody o niskiej rezystancji wewnętrznej i stosunkowo wysokiej transkonduktancji przy niskim napięciu anodowym. Pierwotnie zaprojektowane do stabilizatorów napięć, mogą pracować z dużymi mocami. Ponadto efektownie wyglądają, co w przypadku konstrukcji z wyeksponowanymi lampami może mieć dla wielu osób niebagatelne znaczenie. Dodatkowym atutem wizualnym tych lamp jest częściowo odsłonięta, doskonale widoczna żarząca się katoda oraz naturalne występowanie tzw. efektu „blue glow”, czyli świecenia na niebiesko szkła bańki pod wpływem bombardowania elektronami uciekającymi spod anody, co widać na **fotografii okładkowej**.

We wzmacniaczu lampy 6N13S pracują w układzie wtórnika katodowego, również z automatyczną polaryzacją, przy czym dla uzyskania odpowiedniej wydajności prądowej połączono w każdym kanale po dwie triody równolegle, ze wspólnym rezystorem katodowym R20. Przy równoległym łączeniu triod, dla wyrównania różnic w prądach anodowych, producent tej lampy zaleca stosowanie indywidualnych rezystorów katodowych, co w tym układzie jest niemożliwe. Dla tego zastosowano dodatkowe rezystory anodowe R19 i R21 blokowane dla przebiegów zmiennych do masy kondensatorami C8 i C11. Skuteczność takiego rozwiązania jest niższa, więc ich obecność będzie widoczna jedynie w przypadku dużych różnic pomiędzy triadami.

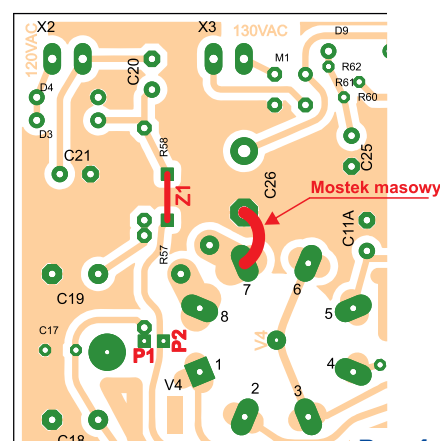
Na rezystorach katodowych R20 wydziela się znaczna ilość ciepła, dlatego zastosowano rezystory dziesięciowatowe w aluminiowej obudowie, umożliwiającej przymocowanie rezystorów do radiatora. Widoczne na schemacie punkty LP1, LP2, LP3 są punktami lutowniczymi, do których lutuje się przewody łączące rezystory R20 z resztą układu.

Na wyjściu stopnia końcowego znajduje się kondensator C9 odcinający od słuchawek stałe napięcie występujące na rezystorze katodowym R20. Ponieważ C9 jest kondensatorem elektrolitycznym mogącym gorzej przepuszczać wyższe częstotliwości, równolegle do niego dołączony jest foliowy kondensator C10 o niewielkiej pojemności 1µF. **Ze względów bezpieczeństwa oba kondensatory powinny mieć nominalne napięcie pracy wyższe od napięcia zasilającego lampy V3 i V4, gdyż są to jedyne elementy oddzielające nasze słuchawki od wysokich napięć występujących w układzie.**

Gniazdo słuchawkowe dołączane jest do wyjścia wzmacniacza poprzez styki przełącznika K1, będącego elementem układu opóźnionego załączania słuchawek (rysunek 2b). Zabezpiecza on słuchawki przed ładowaniem i rozładowywaniem przez nie kondensatorów wyjściowych C9 i C10 po włączeniu lub wyłączeniu wzmacniacza. Zastosowano miniaturowy przełącznik FBRI2DN05 z cewką na 5V, ale na płytce jest też miejsce na bardziej typowy przełącznik standardu DIL np. HFD27/005-S. Wykorzystano styki przełącznika K1 normalnie rozwarne (NO). Cewka przełącznika zasilana jest ze stabilizatora IC1 (LM317-LN). Tranzystor T4 i kondensator C33 powodują po włączeniu zasilania powolny narost napięcia na wyjściu, kondensator C33 ładuje się prądem płynącym przez bazę T4, tranzystor otwiera się, zwierając nóżkę ADJ stabilizatora do masy. W miarę ładowania się kondensatora tranzystor zamyka się, a napięcie wyjściowe rośnie do wartości wyznaczonej rezystorami R65 i R66 (około 5V). Przy wartości C33 = 100µF osiągnięcie napięcia 3,8V, przy którym łączy się przełącznik, trwa niecałą minutę, co wystarcza dla rozgrzania lamp i naładowania C9. Ponieważ układ zasilany jest z napięcia żarzenia lamp, po wyłączeniu wzmacniacza napięcie to zanika natychmiastowo, a słuchawki są błyskawicznie odłączane. Równocześnie kondensator C33 jest rozładowywany przez diodę D12.

Bardzo ważny jest rezystor R22, przez który następuje ładowanie i rozładowanie kondensatorów C9. Niezależnie od istnienia przełącznika K1 w układzie, przy braku tego rezystora i niepodłączeniu słuchawek przed włączeniem wzmacniacza, kondensator C9 w ogóle by się nie naładował. Natomiast po nagraniu się lamp włożenie wtyku słuchawek do gniazdka spowodowałoby jego gwałtowne ładowanie, zwłaszcza przy słuchawkach o niskiej rezystancji. Energia tego impulsu z uwagi na pojemność i napięcie, do jakiego ładuje się C9, mogłaby spowodować mechaniczne uszkodzenie przetworników słuchawek, a na pewno efekt akustyczny byłby co najmniej nieprzyjemny dla osoby mającej wtedy słuchawki na uszach.

Wskaźnik poziomu sygnału wykorzystuje lampę V5 – EM80 (ros. 6E11I). Sygnał dla wskaźnika pobierany jest z suwaka potencjometru POT_VOL. Dla pełnego wychylenia listków lampy EM80 wymagane jest ujemne napięcie na siatce sterującej w wysokości około -20V. Sygnał na potencjometrze POT-



Rys. 4

-VOL nie osiąga tego poziomu, więc potrzebne jest jego niewielkie wzmocnienie. Zastosowano prosty wzmacniacz na wysokonapięciowych tranzystorach T1 i T2. Diody D2 i D2 połączone są w układ podwajacza napięcia, ale tu chodzi głównie o dostarczenie do siatki lampy V5 jedynie ujemnych połówek sygnału. Czulość wskaźnika reguluje się potencjometrem POT1. Stała czasowa C15 * R32 decyduje o szybkości reakcji wskaźnika na zmiany napięcia.

Lampa EM80 powinna być zasilana napięciem 250V, tu zasilana jest napięciem ponad 300V ze względu na znaczne zużycie posiadanego egzemplarza. Podwyższanie tego napięcia zwiększa jasność świecenia, lecz równocześnie przyspiesza zużycie luminoforu. Jeśli mamy lampę nową lub w dobrym stanie, należy obniżyć napięcie poprzez usunięcie (niezamontowanie) zwory Z1, a w zamian połączenie punktów P1 i P2 (**rysunek 4**).

Spostrzegawczy Czytelnik zapewne zauważył, że część rezystorów w układzie wzmacniacza ma przesadnie duże moce nominalne. Nie jest to przypadek. Zależnie od producenta, rezystory o mocach 0,125W i 0,25W mają maksymalne napięcia pracy w granicach 160÷200V. Napięcia w wielu miejscach układu wzmacniacza są wyższe, zwłaszcza po włączeniu wzmacniacza, gdy lampy są zimne i nie przewodzą prądu. Właśnie dlatego należy zastosować rezystory o mocach 0,5W lub 1W, mające dopuszczalne napięcie pracy 350V lub więcej.

Zasilanie. Część zasilająca wzmacniacz składa się z dwóch oddzielnych zasilaczy napięć anodowych i obwodu zasilania żarzenia lamp. Zastosowano dwa zasilacze anodowe z uwagi na to, że wzmacniacz napięciowy wymaga znacznie wyższych napięć od stopnia prądowego.

Pierwszy zasilacz dostarcza napięcia 250V dla wzmacniacza napięciowego

oraz 300V do wskaźnika EM80. Wymagana wydajność prądowa jest niewielka, poniżej 15mA, toteż dla ułatwienia nawijania transformatora sieciowego, zamiast prostownika mostkowego zastosowano podwójacz napięcia na diodach D3, D4 i kondensatorach C20 i C21. Dalej jest dwustopniowy filtr RC. Stabilizacja napięcia nie jest wymagana, a tętnienia z podwójacza doskonale tłumią stosunkowo duże stałe czasowe RC w zasilaczu i filtrach odprężających zasilanie każdego ze stopni napięciowych (elementy R8, R15, C3, C6).

Drugi zasilacz dostarcza napięcie 145V do lamp V3 i V4. Ze względu na większy pobór prądu, około 260mA, zdecydowano się na układ ze stabilizatorem napięcia w celu odfiltrowania tętnień. Przy wymaganym stopniu filtracji zwykły filtr RC, jak w pierwszym zasilaczu, powodowałby bardzo duże straty napięcia i energii na rezystorach. W stabilizatorze jako element aktywny pracuje tranzystor MOSFET (T3) z uwagi na jego odporność na zjawisko wtórnego przebicia, jakie występuje w tranzystorach bipolarnych przy pracy z wyższymi napięciami. Napięcie na wyjściu jest sumą napięć diod Zenera D6, D7 i D8 oraz napięcia załączenia U_{GS} tranzystora T3. Zastosowanie aż trzech diod Zenera nie jest koniecznością, ale ułatwia dobór diod dla uzyskania pożądanej wartości napięcia. Diody D5 i D9 zabezpieczają bramkę tranzystora T3 przed zbyt wysokim napięciem U_{GS} w stanach nieustalonych przy włączaniu i wyłączaniu wzmacniacza.

Rezystory R56 i R59 są istotne dla bezpieczeństwa układu – rozładowują kondensatory zasilaczy po odłączeniu napięcia zasilającego.

Dla zmniejszenia przydźwięku sieciowego przenikającego z żarzenia lamp, ich żarniki są zasilane prądem stałym, a właściwie wyprostowanym i wygładzonym baterią sześciu kondensatorów 10mF. Sumaryczny prąd żarzenia lamp wynosi 6A. Przy niskich napięciach i dużych prądach znaczenia nabierają spadki napięcia i straty mocy na prostowniku. Dla zminimalizowania strat, zamiast typowego mostka prostowniczego, zastosowano układ z symetrycznym uzwojeniem transformatora i podwójną diodą D10. Dodatkowe zmniejszenie strat uzyskano, stosując diodę Schottky'ego zamiast zwykłych diod prostowniczych.

Transformator. To najdroższy (poza obudową) i najtrudniejszy do

wykonania element wzmacniacza lampowego. Aby sobie ułatwić pracę i ograniczyć koszty, wykorzystano transformator toroidalny, służący pierwotnie do zasilania lampek halogenowych 12V. Moc transformatora to 110W. Choć sumaryczna moc pobierana przez wzmacniacz wynosi niecałe 80W, to przyjmuje się, że w dobrych wzmacniaczach audio transformator powinien być dobierany ze znacznym zapasem mocy. Należy również uwzględnić to, że w tym wzmacniaczu pobierana moc jest stała w czasie, a obciążenie transformatora w sposób ciągły maksymalną mocą powodowałoby jego silne nagrzewanie się.

Na rdzeniu, po usunięciu oryginalnego uzwojenia wtórnego 12V, w pierwszej kolejności nawinięto dwa uzwojenia dla napięć zasilacza anodowego, a następnie uzwojenia dla napięcia żarzenia. Na schemacie (rysunki 1,2) podano napięcia, jakie występują na uzwojeniach na biegu jałowym transformatora i pod obciążeniem. O ile wartości napięć dla zasilaczy anodowych nie są krytyczne, (wystarczy przyjąć, że do liczby zwojów wynikających z przekładni transformatora dodajemy 3÷5% na spadki napięć), to w przypadku napięcia żarzenia jest przeciwnie. Trzeba mu poświęcić więcej uwagi. Dopuszczalne wahania tego napięcia wynoszą 10%, czyli tyle samo co wahania napięcia w sieci energetycznej 230V. Ponieważ napięcie żarzenia jest niestabilizowane, to margines błędu jest zerowy, a liczba zwojów uzwojenia żarzenia musi zostać dobrana dokładnie. Rzeczywista wartość napięcia pod obciążeniem będzie zależeć od wielu czynników, m.in. należy pamiętać, że prostownik z kondensatorem filtrującym obciążają transformator w sposób impulsowy, a nie ciągle, prądem o amplitudzie znacznie większej niż prąd pobierany przez odbiornik. Przebiegi napięć i prądów występujące w rzeczywistym układzie obrazuje oscylogram na **rysunku 5**.

Niebieski przebieg to napięcia na uzwojeniach transformatora (dodatnie

połówki), zielony – na zaciskach złączki X5, skala 1V/dz., czerwony to prąd płynący przez diody D10, skala 2A/dz.

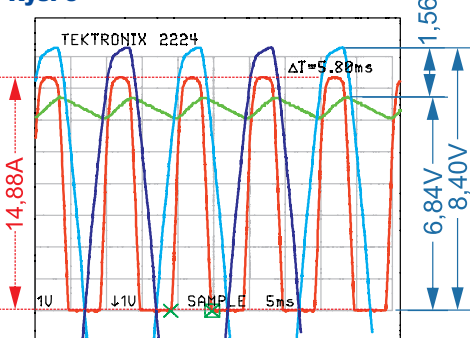
Nie chcąc wdawać się w żmudne obliczenia uwzględniające wpływ impulsowego obciążenia i spadki napięć w całym obwodzie, dobrano liczbę zwojów uzwojenia podczas uruchamiania wzmacniacza w realnych warunkach obciążenia transformatora. Dlatego korzystnie jest zastosować transformator toroidalny i nawinąć uzwojenia żarzenia jako ostatnie. Na takim transformatorze odwiniecie kilku nadmiarowych zwojów nie będzie stanowiło problemu. Podczas pomiarów należy uwzględnić aktualną wartość napięcia w sieci zasilającej tak, by przy zmianach napięcia sieciowego do skrajnych wartości zmieścić się w dopuszczalnym zakresie zmian dla napięcia żarzenia.

Montaż i uruchomienie

Konstrukcja mechaniczna. Wzmacniacz umieszczono w aluminiowej obudowie typu 1706 o wymiarach 170×60×290mm. Obudowa dostępna jest u różnych sprzedawców na znanym chińskim portalu handlowym w wielu kombinacjach, od samej obudowy bez jakichkolwiek otworów, po w pełni wyposażoną w potencjometr, gałki, wyłącznik sieciowy, bezpiecznik i komplet gniazd, a także bez lub z otworami wentylacyjnymi. Praktyka wykazała, że zdecydowanie należałoby zastosować obudowę z dużą liczbą otworów wentylacyjnych, gdyż rezystory R20, transformator i kilka innych elementów silnie podgrzewają wnętrze.

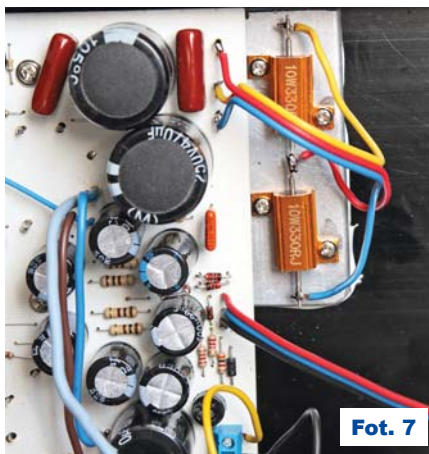
Elektronikę wzmacniacza wykonano z elementów przewlekanych. Prawie wszystkie elementy znajdują się na jednej płytce z wyjątkiem baterii kondensatorów 10mF/16V – C27...C32 będącej na osobnej płytce oraz diody D10 i tranzystora T3, które umieszczono na tylnej ścianie obudowy, będącej jednocześnie radiatorem dla tych elementów. W miejscu mocowania D10 i T3 do zewnętrznej powierzchni ścianki przylepiono klejem termoprzewodzącym dodatkowy niewielki radiator (**fotografia 6**).

Rys. 5



Fot. 6



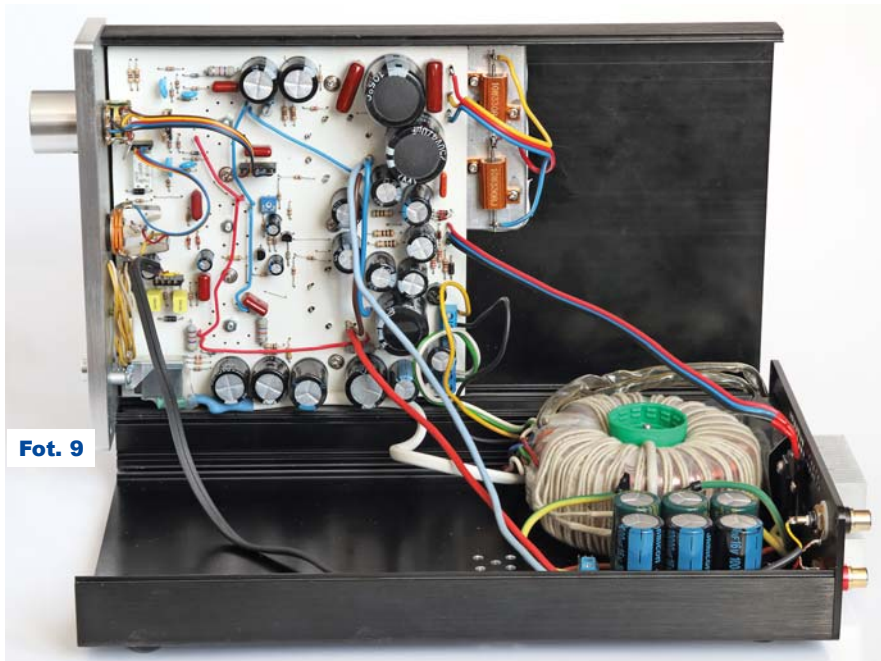
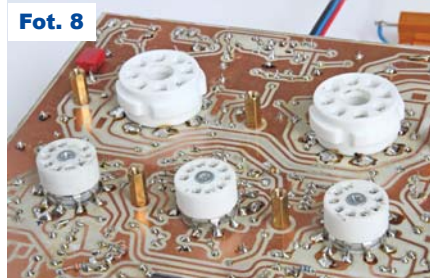


Także rezystory katodowe R20 umieszczone są poza główną płytką. Ze względu na wydzielaną na nich ilość ciepła rezystory przykręcone są do płaskownika aluminiowego 4mm, a ten przyklejony jest do pokrywy obudowy (**fotografia 7**).

Pokrywa jest więc radiatorem dla tych rezystorów, co powoduje jej mocne rozgrzanie po kilku godzinach pracy. Nie osiąga jednakże temperatur niebezpiecznych dla użytkownika czy innych elementów wzmacniacza.

Główna płytką z elektroniką mocowana jest do górnej pokrywy obudowy elementami w dół, za pomocą słupków dystansowych z gwintem M3 o długości 8mm (**fotografia 8**). Podstawki pod lampy lutowane są od strony ścieżek. Ponieważ podstawki pod lampy wymagają sporej siły do umieszczenia w nich lamp (zwłaszcza nowe), a mocowane są tylko do laminatu, zastosowano dość gruby laminat 1,8mm w celu uzyskania dużej sztywności.

Podstawki nowalowe są niższe od octalowych, więc dla wyrównania poziomów i zlicowania ich z pokrywą obudowy przykręcono je do laminatu śrubkami M3, wykorzystując centralny otwór podstawki i podkładając pod podstawki po trzy podkładki o grubości 1,5mm, wycięte z laminatu z usuniętą warstwą miedzi. Podstawek octalowych nie da się przykręcić, więc dla zwiększenia wytrzymałości połącze-

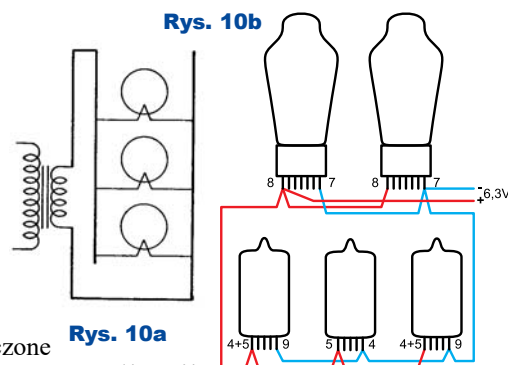


nia mechanicznego zastosowano sztucznie powiększone pola lutownicze, przy czym dodatkowo można zagiąć końcówki nóżek po drugiej stronie laminatu.

Kolejność lutowania elementów nie jest istotna, choć najwygodniej zacząć od podstawek pod lampy, co ułatwia ewentualną korektę położenia względem otworów w obudowie. W płytkę należy wlotować kilka zworek z drutu, oznaczone są na rysunku 3 literą Z.

Przewody łączące obwód żarzenia, dla uniknięcia niepotrzebnych spadków napięć, powinny mieć duży przekrój – nie mniej niż 1,5mm². Gniazda wejściowe łączymy ze złączkami WE1, WE2 na płycie za pomocą przewodów ekranowanych, prowadząc je możliwie daleko od transformatora. Gniazdo słuchawkowe łączymy ze złączkami Wy1, Wy2, a potencjometr siły głosu ze złączkami POT-VOL.

Na płycie nie ma ścieżek stanowiących obwód zasilania żarników lamp, są tylko punkty lutownicze przy podstawkach lamp, a na **fotografii 9** widoczne są mostki z drutu w izolacji, którymi wykonano te połączenia. **Rysunek 10a** pochodzi z noty katalogowej lampy 6AS7G firmy Tung-sol przedstawia preferowany układ łączenia żarników lamp, zapewniający takie samo napięcie na każdej lampie, niezależnie od wielkości spadków napięć na przewodach łączących. **Rysunek 10b** przedstawia zastosowany układ połączeń, dobrany doświadczalnie pod kątem mini-



Rys. 10a

malizacji przenikania tętnień, a uwzględniający powyższe zalecenie.

Metalową obudowę wzmacniacza łączymy z masą obwodu audio w jednym punkcie. Zazwyczaj najlepsze miejsce to gniazda wejściowe. Z tego powodu należy odizolować gniazdo słuchawkowe od obudowy, jeśli stosujemy takie, które mocowane jest metalową tulejką będącą jednocześnie stykiem masy dla wtyku słuchawek. W przeciwnym razie stworzymy pętlę masy.

Prawidłowo zmontowany układ nie wymaga specjalnych czynności uruchomieniowych i działa od razu. Po pełnym rozgrzaniu lamp, co trwa kilka minut, należy zweryfikować napięcia w charakterystycznych punktach układu, szczególnie napięcie żarzenia.

Wykonując pomiary, pamiętaj, że w układzie występują niebezpiecznie wysokie napięcia.

Poza ewentualną korektą tego napięcia należy połączyć ze sobą w jednym punkcie obwodu żarzenia i wzmacniacza. Przy żarzeniu prądem stałym

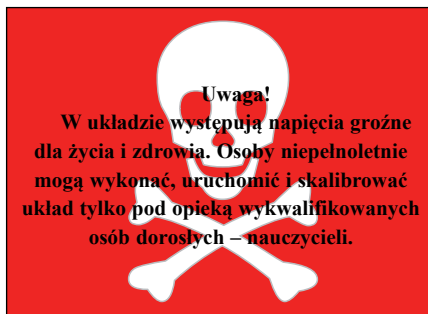
najczęściej wykonuje się połączenie mas obwodów w miejscu dobranym tak, by zminimalizować zakłócenia z obwodu żarzenia. W tej konstrukcji najlepszym miejscem okazało się najbardziej oczywiste, czyli punkt centralny masy – wykonano mostek z krótkiego odcinka drutu łączący „minusową” nóżkę kondensatora C26 i nóżkę 7 podstawki lampy V4 (rysunek 4).

Potencjometr POT1 ustawiamy tak, by uzyskać pełne wychylenie listków lampy EM80 przy maksymalnej mocy wyjściowej, z jaką będziemy słuchać muzyki.

Testy wzmacniacza

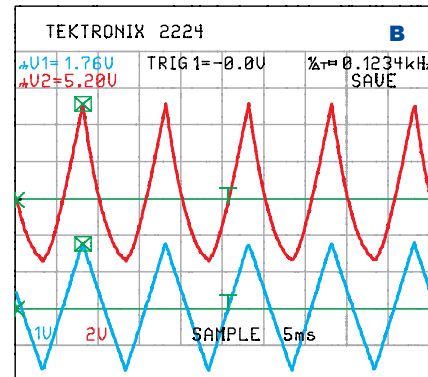
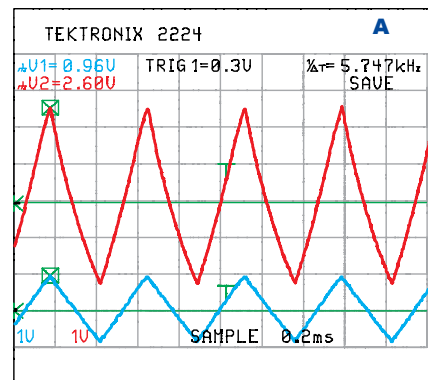
Odsłuch opisywanego wzmacniacza wypadł dobrze! Gra inaczej niż wyjście słuchawkowe typowego amplitunera. Słucha się przyjemnie. I tyle! Nie będę tu przynudzał pseudoaudiofilskimi zwrotami o „zsywaniu średnicy z górą” czy basach „energetyzujących słuchacza”. Nie to czasopismo...

Zmierzone pasmo przenoszonych częstotliwości przekracza 100kHz. **Oscylogram A** przedstawia napięcie na wyjściu wzmacniacza (przebieg czerwony) przy



obciążeniu 32Ω i podaniu na wejście sygnału trójkątnego o amplitudzie 1Vp (niebieski), skala 1V/dz. Wzmacniacz uzyskuje złożoną amplitudę 2,5Vp, widać tylko nieznaczny asymetrię połówek sygnału.

Oscylogram B pokazuje maksymalny sygnał, jaki da się uzyskać bez silnego zniekształcania dolnych połówek, skala 2V/dz. Widać już dużą asymetrię i silną nieliniowość, przy czym pomiary wykazały, że źródłem tych zniekształceń są lampy V3 i V4. Szczegółowe informacje, dlaczego tak jest, staną się jasne po lekturze drugiej części artykułu (w następnym numerze). Podane tam też będą wskazówki, jak zoptymalizować układ lub wręcz przeciwnie – jak go jeszcze troszkę „zepsuć”, zależnie od efektów, jakie chcemy uzyskać.



Oscylogram B pokazuje spory potencjał wzmacniacza w zakresie zwiększania mocy wyjściowej. Równoległe połączone triody 6N13S nie są mocno obciążone. Można zwiększyć prąd spoczynkowy triod, podnosząc napięcie zasilające Ub, lecz tylko na tyle, by nie przekroczyć dopuszczalnej mocy traconej na anodach. W jednej z wcześniejszych wersji tego wzmacniacza pozwoliło to uzyskać moc wyjściową rzędu 400mW, co powinno umożliwić zasilenie nawet najbardziej opornych słuchawek. Skutkiem ubocznym jest konieczność zwiększenia mocy transformatora w zasilaczu do około 140W. I teraz, zważywszy że wzmacniacz dostarcza do słuchawek poniżej 1W mocy, widać, dlaczego tytuł artykułu brzmi „*Nieco ekstremalny...*”.

W materiałach dodatkowych w Elporcie znajdują się rysunki płytek w formacie PDF z warstwami, co umożliwia wydrukowanie dowolnych elementów rysunków, np. same ścieżki do wykonania płytki metodą „żelazkową”. Jest także kompletny schemat.

W dalszej części artykułu przedstawione zostaną dodatkowe bardzo cenne informacje, pozwalające według potrzeb i upodobań samodzielnie zaprojektować podobne wzmacniacze, także z wykorzystaniem innych lamp.

Wykaz elementów

R19, R19A, R21, R21A	100Ω/1W
R65	240Ω
R63	330Ω
R20, R20A	330Ω/10W
R66	680Ω
R4, R4A, R12, R12A	1kΩ
R22, R22A	1kΩ/1W
R31	2,4kΩ
R60, R61	2,4kΩ
R57, R58	3kΩ/1W
R62	3,3kΩ
R1, R1A	3,9kΩ
R15, R15A	4,7kΩ
R5, R5A, R13, R13A	5,1kΩ
R8, R8A, R17, R17A, R18, R18A	10kΩ
R3, R3A, R11, R11A	47kΩ/1W
R7, R7A	64kΩ
R27, R29, R30	100kΩ
R6, R6A, R9, R9A	220kΩ
R2, R2A, R10, R10A, R16, R16A, R23, R33	470kΩ
R56, R59	470kΩ/0,5W
R32	1MΩ
R25, R26	2MΩ
R28	3,3MΩ
POT1	500kΩ, typ RM65 lub CA6-V
POT_B	2×200k-B
POT_VOL	2×500k-A (logarytmiczny)
C4, C4A	100pF/1000V
C5, C5A	10nF/400V
C17	47nF/400V
C15	100nF/100V
C22	100nF/250V
C2, C2A, C7, C7A	220nF/400V
C1, C1A	220nF/250V

C10, C10A	1μF/200V foliowy
C12, C13, C14	1μF/350V elektrolityczny
C24, C25	22μF/400V elektrolityczny
C3, C3A, C6, C6A	33μF/400V
C20, C21	47μF/250V elektrolityczny
C18, C19	47μF/400V elektrolityczny
C8, C8A, C11, C11A, C23	100μF/160V elektrolityczny
C26	100μF/400V elektrolityczny
C33	100μF/10V elektrolityczny
C9, C9A	470μF/200V elektrolityczny
C27, C28, C29, C30, C31, C32	10mF/16V
D1, D2	1N4148
D3, D4, D9	1N4007
D5	BZX85-C12V
D6, D7, D8	BZX85-C47V
D10	SB3030ST (dowolna Schottky'ego, min. 10A/20V)
D11, D12	1N4004, 1N4007
M1	W04M lub dowolny mostek prostowniczy 400V/1A
LED1	dowolna dioda LED
IC1	LM317LN (TO-92)
T1, T2	MPSA42 (NPN, U _{CE} min. 200V)
T3	IRF840N, IRF740N
T4	BC560C (PNP, BC556C ÷ BC560C)
V1, V2	ECC82
V3, V4	6N13S
V5	EM80
WE1, WE2, WY1, WY2, POT_VOL1, POT_VOL2	BARWA_1, BARWA_2
K1	przełącznik FBR12ND05 lub HFD27/005-S
X2, X3, X4, X5	Listwa zaciskowa ARK500-2
Podstawki ceramiczne 9pin NOVAL PCB1 Ø18mm	
Podstawki ceramiczne 8pin OCTAL PCB9 Ø26,5mm	

Komplet podzespołów z płytą jest dostępny w Sklepie AVT jako zestaw AVT3290

Tomasz Sukiennik
edw@tom.vpro.pl

Nieco ekstremalny Słuchawkowy wzmacniacz lampowy OTL



Zgodnie z zapowiedzią, w drugiej części artykułu zostaną przedstawione dodatkowe cenne informacje.

Modyfikacje wzmacniacza

Jak już wspomniano wcześniej, prostota konstrukcji wzmacniacza, bazująca na podstawowych układach pracy triody, umożliwia zastosowanie w układzie rozmaitych lamp. Autor z powodzeniem wypróbował we wcześniejszych wersjach popularne triody ECC81, ECC83, ECC85 oraz 6SN7 (rosyjski odpowiednik 6H8C), a w stopniu prądowym pentody EL84 pracujące w układzie triodowym i ich odpowiedniki 6П14П-EB. Powstał również wzmacniacz na lampach subminiaturowych: triodach 6H28B (6N28B) i pentodach 5902 (w układzie triodowym) niewymagający tak wysokich napięć zasilających (co umożliwiło, przy zastosowaniu czterokrotnego powiela-

cza napięcia, użycie w zasilaczu łatwo dostępnego transformatora $2 \times 13V + 6,3V$ o mocy zaledwie 40W).

Aby zastosować inne lampy, należy zmodyfikować wartości niektórych elementów, by ustalić właściwy punkt pracy lamp. W tym celu musimy zapoznać się bliżej ze sposobem używania charakterystyk pracy triody. Przyglądnijmy się **rysunkowi 11** przedstawiającemu najprostszy wzmacniacz oporowy ze stałą polaryzacją siatki oraz charakterystyki anodowe triody ECC82 pochodzące z karty katalogowej firmy Philips.

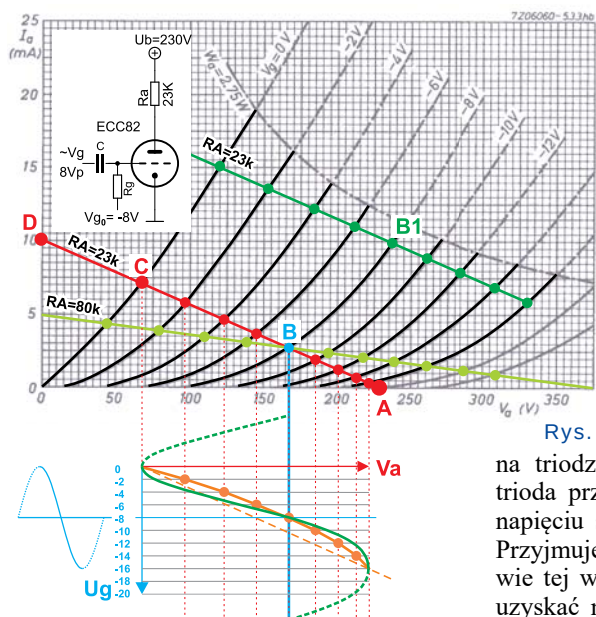
Wyznamy linię pracy triody. Gdy napięcie U_g na siatce jest bardzo niskie, trioda nie przewodzi prądu ($I_a = 0$), nie ma spadku napięcia na R_a i napięcie na anodzie U_a jest równe napięciu zasilającemu U_b 230V. Zaznaczmy ten punkt na charakterystyce (punkt A). Gdy trioda jest w pełni otwarta (teoretycznie, bo w praktyce to niemożliwe), to nie ma na niej spadku napięcia, więc $U_a = 0V$, a prąd I_a jest ograniczony tylko wartością rezystora R_a i wynosi 10mA (punkt D). Połączmy oba punkty – linia czerwona. Zaznamy punkt przecięcia linii pracy z pierwszą charakterystyką anodową odpowiadającą napięciu $U_g = 0V$ (punkt C). Punkt ten wyznaczy maksymalny prąd anodowy i minimalny spadek napięcia na triodzie. Jednocześnie widzimy, że trioda przestanie przewodzić prąd przy napięciu siatki U_g nieco poniżej $-16V$. Przyjmujemy napięcie U_g równe połowie tej wartości, czyli $-8V$, co pozwoli uzyskać największą możliwą amplitudę

zmian napięcia na siatce i tym samym na anodzie. Punkt przecięcia linii pracy z charakterystyką anodową odpowiadającą temu napięciu U_g jest punktem spoczynkowym pracy naszego układu – punkt B. Teraz możemy graficznie wyjaśnić...

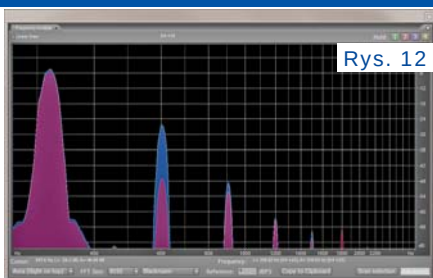
...skąd się bierze charakterystyczne lampowe brzmienie?

Powszechnie uważa się, że za specyficzne brzmienie wzmacniacza lampowego odpowiadają zniekształcenia dźwięku, jakie wprowadza, skutkujące powstaniem parzystych harmonicznych. Tak faktycznie jest, ale to tylko część prawdy.

Na wyznaczonej wcześniej linii pracy (rysunek 11) zaznaczono czerwonymi kropkami punkty przecięcia ze wszystkimi krzywymi oznaczającymi kolejne napięcia U_g . Zwróćmy uwagę, że licząc od lewej, odstęp między nimi na linii pracy są coraz mniejsze. Poniżej charakterystyki anodowej naniesiona jest ta zależność napięcia anodowego U_a od napięcia siatki sterującej U_g (krzywa pomarańczowa) – nie tworzy ona linii prostej, zależność nie jest liniowa. Wskutek tego, gdy na siatkę podamy przebieg sinusoidalny, na anodzie uzyskamy dużą asymetrię połówek górnej i dolnej (krzywa zielona). Mimo że napięcie sterujące $\sim U_g$ zmienia się symetrycznie względem punktu spoczynkowego w zakresie $\pm 8V$, to napięcie na anodzie dla dodatniej połówki zmienia się w przybliżeniu o 100V, a dla ujemnej połówki tylko o 54V. Takie zniekształcenie sinusoidy generuje przede wszystkim dużą liczbę parzystych harmonicznych, głównie drugą. Druga harmoniczna jest to dźwięk podniesiony o oktawę w stosunku do częstotliwości źródłowej (zgodnie brzmiący – konsonans), z tego powodu wzmacniacz oporowy na triodzie wywołuje efekt dźwięku bogatszego i cieplejszego.



Rys. 11



Rys. 12

Zawartość drugiej harmonicznej można w przybliżeniu określić z długości odcinków linii pracy:

$$H2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{BC - AB}{AB + BC} \cdot 100\% = 0,5 \cdot \frac{100 - 54}{154} \cdot 100 = 14,9\%$$

Przypatrzmy się widmu częstotliwości sygnału na wyjściu naszego wzmacniacza przy maksymalnej amplitudzie napięcia na wyjściu – **rysunek 12**. Czerwone pola to sygnał 300Hz podany na wejście, a niebieskie to sygnał na wyjściu. Widać bardzo duży wzrost poziomu drugiej harmonicznej przy znikomym wzroście kolejnych. Dla większości triod poziom tych zniekształceń jest proporcjonalny do amplitudy sygnału, toteż najwięcej zniekształceń generuje zazwyczaj ostatni stopień wzmacniacza.

Jest też drugi, równie ważny skutek takiego charakteru pracy wzmacniacza oporowego. Zmniejszenie amplitudy jednych połówek wzmacnianego sygnału powoduje, że różnica wartości średniej górnych i dolnych połówek nie wynosi już zero, jak dla symetrycznego przebiegu. Odpowiada to pojawieniu się składowej stałej w sygnale, która powoduje dynamiczne przesuwanie punktu pracy triody, tym bardziej, im większa jest amplituda sygnału i poziom asymetrii, a to zmienia parametry lampy zależne od punktu pracy. Zależności te dla triody ECC82 możemy prześledzić na **rysunku 13** pochodzącym z karty firmy Tesla.

We wzmacniaczu powstaje efekt kompresora – wzmocnienie jest różne dla dźwięków o różnej amplitudzie. I tu dochodzimy do sedna, bowiem uważa się, że to zjawisko wpływa bardziej na efekt nazywany lampowym brzmieniem wzmacniacza niż samo produkowanie harmonicznych parzystych.

Popatrzmy raz jeszcze na rysunek 11. Zawiera on dwie dodatkowe linie pracy. Pierwsza, jasnozielona, odpowiada zastosowaniu rezystora anodowego o znacznie większej wartości $R_a=80k\Omega$, bez zmiany napięcia U_g i punktu pracy. Wymagało to jednocześnie podniesienia napięcia U_b do 375V. Teraz punkty przecięcia z krzywymi napięć U_g są rozmieszczone znacznie bardziej równomiernie – zniekształcenia będą mniejsze. Jeszcze większą równomierność, a więc i mniejsze zniekształcenia uzyskamy, podnosząc U_b , lecz bez zmiany

R_a i U_g , a tym samym zwiększając prąd anodowy i przesuwając punkt spoczynkowy do miejsca B1 (linia ciemnozielona). Zwróćmy uwagę na to, że linia pracy przebiega teraz blisko krzywej dopuszczalnej mocy anodowej W_a , a napięcie zasilające U_b przekracza 450V. Potwierdza to znaną regułę, że najmniejsze zniekształcenia wzmacniacz triodowy uzyska przy pracy z maksymalną mocą anodową lampy i przy dużych napięciach.

Wniosków z powyższych wywodów wypłyne kilka. Wybór typu użytej lampy na pewno ma wpływ na brzmienie triodowego wzmacniacza oporowego (i na poziom zniekształceń), ale w równym, a może nawet większym stopniu wpływ na brzmienie ma właściwy dobór rezystora anodowego i punktu pracy triody. Chcąc zapewnić najwyższą jakość dźwięku, musimy maksymalnie wyżyć lampę, co wiąże się z pracą przy dużych mocach anodowych i napięciach zasilających. Jeśli chcemy uzyskać wyraźne lampowe brzmienie, czyli specyficzne zniekształcenia, to poza doбором odpowiednich warunków pracy, przynajmniej jeden stopień wzmacniacza powinien pracować z dużą amplitudą sygnału. Wówczas możemy uzyskać zarówno duży poziom parzystych harmonicznych, jak i efekt kompresji.

Mając tę wiedzę, możemy zaprojektować własny wzmacniacz.

Projekt wzmacniacza

Projekt należy zacząć od końca, czyli określić, jaką moc wyjściową powinien zapewnić wzmacniacz. Do jej określe-

nia należy znać skuteczność słuchawek (efektywność) podawaną w dB/mW lub dB/V. Największą skuteczność osiągają słuchawki douszne – rzędu 110dB/mW i więcej, a najniższą charakteryzują się starsze konstrukcje słuchawek otwartych – nawet poniżej 90dB. Aby wiedzieć, jak to się przekłada na potrzebną moc wzmacniacza, musimy określić jeszcze natężenie dźwięku (SPL), jakie chcemy uzyskać. Zapewniając sobie wrażenia słuchowe, jak na typowym koncercie rockowym, będziemy wymagali wartości szczytowych na poziomie 110dB.

Pamiętaj! Długotrwale słuchanie dźwięków o wysokim natężeniu prowadzi do stopniowej nieodwracalnej utraty słuchu!

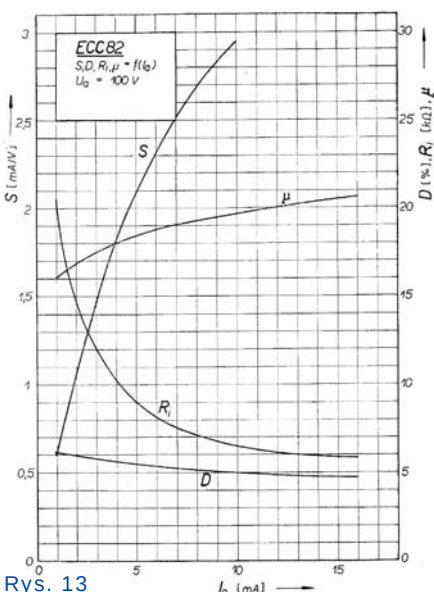
Dla słuchawek o impedancji 32Ω i spotykanym zakresie skuteczności wartości mocy, prądów i napięć przedstawia **tabela 2**.

Policzmy wymagania dla stopnia końcowego. Jak wynika z tabeli, w skrajnym przypadku dla uzyskania mocy 100mW na

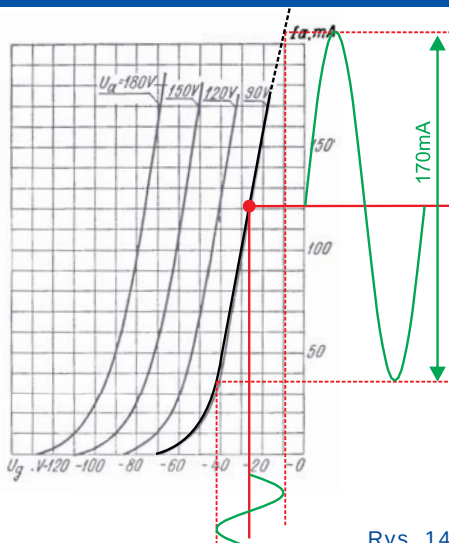
Skuteczność dB/mW	Moc mW	Napięcie mV	Prąd mA
90	100,1	1790	56
100	10	566	18
110	1	179	5,6

słuchawkach o impedancji 32Ω potrzebujemy napięcia 1,79V i prądu 56mA. Są to wartości skuteczne. Nas interesują wartości szczytowe, które dla sygnałów sinusoidalnych są większe o pierwiastek z 2 i wynoszą odpowiednio 2,52Vp i 79mA_p (przyjmijmy 2,5V i 80mA). Amplituda międzyszczytowa zmian prądu wyniesie więc 160mA_p, zaś napięcia 5V_p.

Niską oporność wyjściową i dużą wydajność prądową zapewni wtórnik katodowy i w takim układzie pracują lampy V3 i V4. Jest to jednocześnie układ najprostszy, czyli z automatyczną polaryzacją siatki – spadek napięcia na rezystorze katodowym R_{20} ustala ujemne napięcie polaryzujące siatkę sterującą (względem katody, gdyż siatka poprzez rezystor R_{16} ma potencjał masy). Rezystor katodowy powinien mieć odpowiednią do tej funkcji wartość rezystancji tak dobraną, by spadek napięcia na nim był nie mniejszy (może być większy – nie jest to przeszkodą) niż wymagane napięcie polaryzacji siatki dla wybranego spoczynkowego punktu pracy. Jednocześnie wartość rezystora dobieramy ze względu na przebieg linii pracy, podobnie jak rezystora anodowego dla analizowanej wcześniej lampy ECC82. Ponadto z jednej strony rezystancja ma być możliwie mała, by ograniczyć do minimum wydzielaną w nim moc, a z drugiej strony ma być na tyle duża, by zminimalizować jej wpływ na zmniejszenie wzmocnienia napięciowego wtórника i straty mocy sygnału użytecznego, ponieważ dla prądów



Rys. 13



Rys. 14

zmennych rezystor ten połączony jest równolegle ze słuchawkami. Jak widać, część tych warunków jest ze sobą sprzeczna i nie ma jedynie słusznej recepty. Przyjęto wstępnie, że wartość tego rezystora powinna być co najmniej 10-krotnie większa od obciążenia 32Ω , by zmarginalizować wpływ tego rezystora na sygnał użyteczny. Najbliższa handlowa wartość to 330Ω .

Po tej decyzji wyznaczmy przybliżony punkt pracy lampy. Z dobrym skutkiem można to zrobić metodą graficzną na charakterystykach siatkowych triody. Zakres zmian napięcia na obciążeniu jest niewielki ($5V_{pp}$) w stosunku do typowych napięć anodowych lampy 6N13S, więc napięcie $U_a=90V$ powinno być wystarczające. Z charakterystyki siatkowej lampy 6N13S (rysunek 14) odczytujemy, że dla $90V$ najbardziej liniowy zakres pracy rozpoczyna się od ok. $30mA$ prądu anodowego.

Po uwzględnieniu faktu, że dla prądów zmiennych rezystor katodowy jest połączony równolegle z obciążeniem, wymagana amplituda prądu anodowego wyniesie $171mA_{pp}$. Po zsumowaniu z minimalnym prądem spoczynkowym wartość szczytowa prądu przekracza $200mA$ i wychodzi poza wykres. Uzyskanie takiej amplitudy prądu może być niemożliwe. Prąd spoczynkowy I_a powinien wynosić nie mniej niż $120mA$, czyli blisko dopuszczalnej wartości prądu $130mA$. A jeśli zajdzie potrzeba podniesienia napięcia anodowego, to już przy $109V$ woltach tracona na anodzie moc przekroczy dopuszczalną wartość maksymalną $13W$. Ponadto szczytowa wartość amplitudy napięcia sterującego $\sim U_g$ niebezpiecznie zbliża się do zera, co grozi pojawieniem się prądu siatki i znacznym obciążeniem poprzedniego stopnia skutkujące silnymi zniekształceniami. Pamiętajmy, że to szacunki przybliżone, bo charakterystyka siatkowa wyznaczana jest dla stałego napięcia

U_a (napięcia między anodą i katodą), a we wtórniku napięcie na katodzie zmienia się przecież w takt zmian wzmacnianego prądu zmiennego, co powoduje zmianę warunków pracy.

Rozwiązaniem jest równoległe połączenie dwóch triod dla zwiększenia wydajności prądowej układu. Przy takim połączeniu para triod zachowuje się jak trioda o dwukrotnie mniejszej rezystancji R_i i dwukrotnie większej transkonduktancji S , co należy uwzględnić w obliczeniach. Bez zmian pozostaje współczynnik wzmocnienia napięciowego μ . Wyznamy ponownie przybliżony punkt pracy jednej triody (rysunek 15).

Tym razem przez jedną triodę będzie płynąć tylko połowa prądu, więc statyczny punkt pracy może być wyznaczony dla $I_a=72mA$. Obliczamy wartość napięcia U_g polaryzującego siatkę przy prądzie anodowym $72mA$, pamiętając, że w rezystorze katodowym zsumuje się prąd dwóch triod:

$$U_g = 2 \cdot 0,07 A \cdot 330 \Omega = 47,5 V$$

Dla takiego napięcia U_g , by przez triodę popłynął wymagany prąd, trzeba zwiększyć napięcie anodowe U_a do wartości $105V$ (dorysowana krzywa niebieska). Można też zmniejszyć wartość rezystora R_k , ale wtedy nie spełnimy przyjętego wcześniej założenia $R_k \geq 320\Omega$. Obliczamy wymaganą wartość napięcia zasilającego U_b :

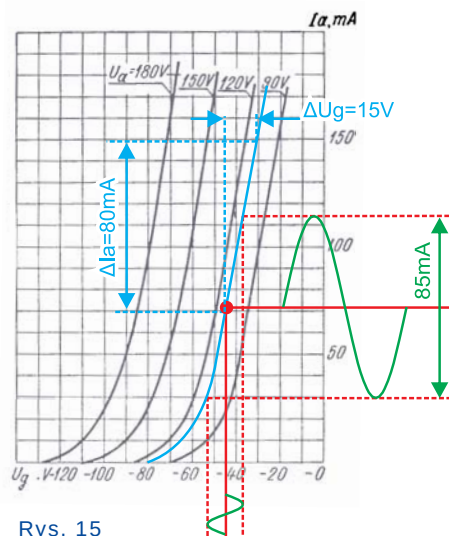
$$U_b = U_g + U_a = 47,5 + 105 V = 151,5 V$$

Wyznamy dokładnie rzeczywisty punkt pracy jednej triody dla powyższych założeń, używając charakterystyk anodowych (Rysunek 16). Ze względu na zastosowane diody Zenera w zasilaczu napięcie U_b wyniesie $145V$. Ponadto w obwodzie znajdują się rezystory anodowe R_{19} i R_{21} o wartości 100Ω , a rzeczywista zmierzona wartość rezystorów katodowych R_{20} to 310Ω .

Gdy lampa jest całkiem zatkana, napięcie na niej będzie równe U_b . Zaznaczamy punkt A na osi napięcia U_a w miejscu $145V$. Gdy trioda będzie teoretycznie całkowicie otwarta, to spadek napięcia wyniesie na niej $0V$, a prąd I_a jest ograniczony wartością R_k (R_{20}) oraz rezystorem R_{19} lub R_{21} :

$$I_a = \frac{U_b}{(2 \cdot R_{20} + R_{19})} = \frac{145 V}{(310 \Omega \cdot 2 + 100 \Omega)} = 201 mA$$

Zaznaczamy tę wartość na osi pionowej – punkt B i łączymy oba punkty wyznaczając linię pracy triody (pamiętajmy, że prąd rezystora R_{20} rozdziela się na dwie triody – stąd dwójka w mianowniku).



Rys. 15

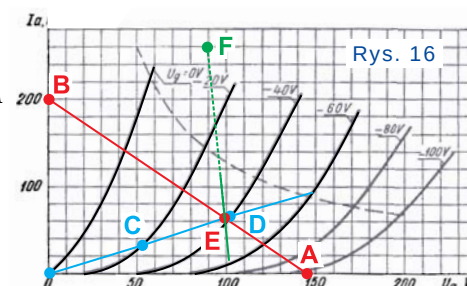
Znajdujemy punkt pracy stałoprądowej. Przy automatycznej polaryzacji napięcie polaryzujące siatkę nie jest stałe, lecz jest wynikiem spadku napięcia na rezystorze katodowym. Obliczamy więc, jaki prąd popłynie przez R_{20} przy kolejnych napięciach siatki U_g , dla których mamy charakterystyki na rysunku 16. Wystarczą trzy napięcia $0V$, $-20V$ i $-40V$. Będzie to odpowiednio punkt zerowy wykresu oraz punkt C: $I_a=32mA$ i punkt D: $I_a=64mA$. Łączymy punkty (linia niebieska, przy czym odcinki niekoniecznie muszą utworzyć linię prostą). Punkt E przecięcia obu linii wyznacza punkt pracy stałoprądowej. Odczytujemy wartości prądu i napięcia w tym punkcie wynoszące: $I_a=62mA$ i $U_a=98V$. Wartości wyszły nieco mniejsze od planowanych. Czym to skutkuje w pracy wzmacniacza, to już wiemy. Czy należy to korygować? Pomiary i odsłuch wykazały, że korekta nie jest konieczna.

Popatrzmy teraz na schemat, gdzie kolorem czerwonym naniesiono wartości napięć zmierzonych w rzeczywistym układzie. Prawie dokładnie pokrywają się z odczytanymi z naszego wykresu: różnica napięć między anodą a katodą U_{ak} to:

$$U_{AK} = U_A - U_K = 139,8 V - 39,1 V = 100,7 V$$

A prąd anodowy jednej triody wynosi:

$$I_A = \frac{1}{2} \cdot \frac{39,1 V}{310 \Omega} = 63,1 mA$$



Rys. 16

Dla porządku wyznaczmy jeszcze linię pracy dla napięć zmiennych. Pierwszy punkt już mamy – to spoczynkowy punkt pracy E. Teraz należy sprawdzić, o ile zmieni się prąd anodowy przy zmianie napięcia na katodzie o pewną niewielką wartość np. 10V, jednocześnie uwzględniając, że dla prądów zmiennych rezystor katodowy jest połączony równolegle ze słuchawkami oraz rezystancją wewnętrzną dwóch triod:

$$R_k' = R_k \parallel R_l \parallel R_{i'} = 310 \Omega \parallel 32 \Omega \parallel \frac{384 \Omega}{2} = 25,15 \Omega.$$

Symbol $\parallel$ oznacza równoległe połączenie elementów. Rezystancję wewnętrzną jednej triody R_i obliczamy z charakterystyki anodowej (rysunek 17), sprawdzając, jaką zmianę prądu anodowego I_a wywoła określona niewielka zmiana napięcia anodowego U_a przy stałym napięciu U_g . Wielkość tę należy wyznaczyć w pobliżu punktu pracy, gdyż R_i zmienia się wraz ze zmianą nachylenia charakterystyki anodowej.

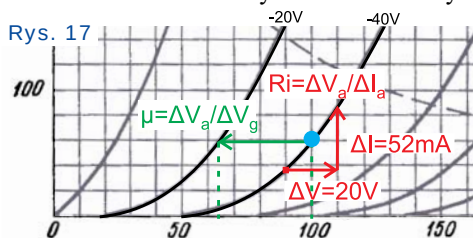
$$R_i = \frac{20V}{0,052A} = 384 \Omega$$

Przy zmianie napięcia o 10V prąd anodowy jednej triody zmieni się o wartość:

$$I_A = \frac{10V}{2 \cdot 25,2 \Omega} = 198mA$$

czyli w sumie wzrośnie do 62mA+198mA=260mA. Nanieśmy na wykres punkt F odpowiadający tej zmianie (rysunek 16). Rzeczywista amplituda napięcia zmiennego ma wynosić 2,5Vp, więc zmiana prądu będzie czterokrotnie mniejsza i wyniesie w zaokrągleniu 50mA. Ciągła linia zielona na rysunku 16 pokazuje linię pracy dla przebiegów zmiennych prądu. Jak widać, silne obciążenie wtórnika słuchawkami o niskiej impedancji wywiera ogromny wpływ na odchylenie linii pracy od linii stałoprądowej i to stopień prądowy ma decydujący wpływ na zniekształcenia wzmacniacza, co potwierdzają pomiary.

Wzmacniacz napięciowy. Znow zaczynamy od końca, czyli obliczamy napięcie wyjściowe, potrzebne doysterowania triod V3. Teoretycznie wtórnik katodowy ma wzmacnienie bliskie jednoci. Jest to prawdziwe jedynie w przypadku, gdy spełniona jest zależność $R_L \gg R_k \gg R_i$. Tymczasem w naszym



układzie będzie wręcz przeciwnie, rezystor katodowy R_k będzie miał wartość porównywalną bądź mniejszą od rezystancji wewnętrznej lampy R_i , a obciążenie R_L jest o rząd wielkości mniejsze. Zatem wzmacnienie wyniesie:

$$K_u = \frac{2 \cdot S \cdot (R_k \parallel R_i \parallel R_L)}{1 + 2 \cdot S \cdot (R_k \parallel R_i \parallel R_L)} = \frac{2 \cdot 0,0053 \cdot 25,89}{1 + 2 \cdot 0,0053 \cdot 25,89} = 0,23$$

Transkonduktancję S jednej triody wyznaczamy z nachylenia charakterystyki siatkowej dla przyjętego punktu pracy (rysunek 15):

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} = \frac{80mA}{15V} = 5,3mA/V$$

Wartość wzmacnienia jest znacząco niższa od jednoci i w praktyce pomiaru rzeczywistego układu dają podobny wynik – zmierzone K_u wynoszą 0,2.

Dla uzyskania na wyjściu amplitudy 2,5Vp na siatki triod należy podać napięcie:

$$U_s = \frac{2,5V_p}{K_u} = \frac{2,5}{0,229} = 10,9V_p$$

Przyjmijmy 11Vp. Takie napięcie musi dostarczyć wzmacniacz napięciowy, obliczmy jego minimalne wzmacnienie napięciowe. Aby je określić, należy znać jeszcze napięcie, jakie dostarczy na wejście źródło sygnału. Nie ma jednolitego standardu, rozrzut tego napięcia jest bardzo duży: gramofon, magnetofon czy radio to zazwyczaj 300...600mV, odtwarzacz CD to 1...2V, a komputerowe karty dźwiękowe, smartfony itp. to 1...3V. Ponadto producenci wedle uznania podają wartości RMS, szczytowe lub nawet międzyszczytowe.

Ponieważ wzmacniaczem ma współpracować głównie z odtwarzaczem CD i mp3, do dalszych obliczeń przyjęto $U_{we} = 1V$. Wartość szczytowa tego napięcia to 1,41Vp. Minimalne wymagane wzmacnienie to:

$$K_u = \frac{U_s}{U_{we}} = \frac{11}{1,41} = 7,8$$

Wynik należy zwiększyć dwukrotnie z uwagi na tłumienie stałe regulacji barwy dźwięku wynoszące ok. 6dB. Przyjmujemy więc $K_u = 16$. Ponieważ wypadkowe wzmacnienie wzmacniacza napięciowego jest iloczynem wzmacnienia obu stopni, wzmacnienie jednego stopnia musi wynieść jedynie 4. Oczywiście nic nie stoi na przeszkodzie, by wykonać wzmacniacz z większym wzmacnieniem, lecz jego ograniczenie korzystnie wpływa na zmniejszenie zniekształceń i szumów, a także zmniejsza prawdopodobieństwo wzbudzenia się wzmacniacza.

Obliczmy teraz elementy drugiego stopnia wzmacniacza napięcio-

wego (triada V2A). Dla podstawowego wzmacniacza oporowego z automatyczną polaryzacją siatki typowa procedura to: wybór lampy i dobór rezystora anodowego R_a w zależności od wymaganego wzmacnienia, wybór punktu pracy zależnie od amplitudy zmian napięcia na anodzie i dopuszczalnych zniekształceń,

ustalenie napięcia zasilającego U_b i wartości rezystora katodowego R_k dla uzyskania tego punktu. Dla każdej lampy w jej karcie katalogowej znajdziemy typowe warunki pracy, są one dobrym punktem wyjściowym do dalszych obliczeń. Dla lampy ECC82 znajdują się w tabeli, której fragment dla rezystora $R_a = 47k\Omega$ przedstawia rysunek 18.

Ze względu na niewielkie wymagane wzmacnienie, rezystor anodowy może mieć najniższą z proponowanych wartości, czyli $R_a = 47k\Omega$. Amplituda napięcia na wyjściu drugiego stopnia napięciowego ma osiągnąć 11Vp, czyli 22Vpp, co wymaga zmian prądu I_a :

$$\Delta I_a = 2 \cdot 11V_p / 47k\Omega = 0,468mA$$

Podobnie jak dla triody 6N13S, na charakterystyce siatkowej ECC82 (rysunek 19) możemy wstępnie sprawdzić, że osiągnięcie zmian o niecałe 0,5mA nie będzie problemem nawet przy najniższym napięciu anodowym $U_a = 100V$.

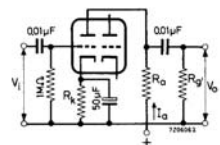
Wykorzystując dane katalogowe, obliczmy teoretyczne wzmacnienie pojedynczego stopnia K_u , zakładając, że rezystor katodowy R_k jest dla prądów zmiennych zwierany do masy kondensatorem 50μF jak na rysunku 18. Uwzględniamy obciążenie triody elementami kolejnego stopnia, w tym przypadku potencjometrem POT_VOL i rezystorem siatkowym R16, które dla prądów zmiennych łączą się równolegle z rezystorem anodowym R_a .

$$R_a' = R_a \parallel R_{POTVOL} \parallel R_{16} = 39,36k\Omega$$

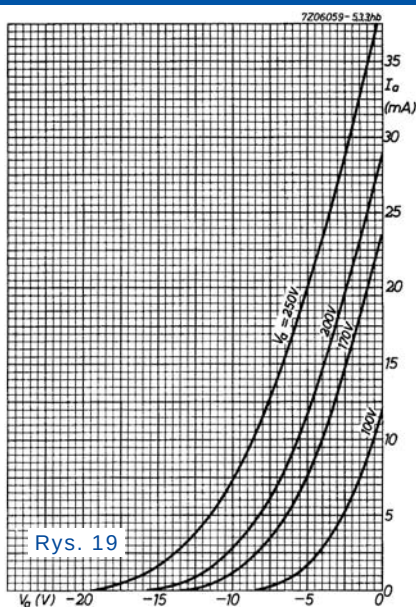
$$K_u = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a'}} = \frac{17}{1 + \frac{7,7k\Omega}{39,36k\Omega}} = 14,2V/V$$

OPERATING CHARACTERISTICS
As A.F. amplifier, one unit

Rys. 18



Supply voltage	V_b	100	150	200	250	300	350	400	V
Anode resistor	R_a	47	47	47	47	47	47	47	kΩ
Grid resistor next stage	R_g'	150	150	150	150	150	150	150	kΩ
Cathode resistor	R_k	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	kΩ
Anode current	I_a	1.20	1.82	2.41	3.02	3.65	4.30	5.00	mA
Voltage gain	V_o/V_i	13.5	13.5	13.5	13.5	13.5	13.5	13.5	-
Output voltage ($I_g = 0.3 \mu A$)	V_o	11	18	26	34	43	51	59	V _{RMS}
Total distortion	dist	5.6	6.1	6.3	6.4	6.5	6.6	6.7	%



Rys. 19

Z powyższego wzoru widać, jak wartość rezystora anodowego wpływa na wzmacnienie wzmacniacza oporowego – wzmacnienie zawsze będzie mniejsze od współczynnika wzmacnienia μ . Nadmierne zwiększanie wartości R_a ponad R_i nie przynosi znaczącego wzrostu wzmacnienia, a jeśli nie zwiększa się równocześnie napięcia zasilającego U_b , to powoduje zmniejszanie prądu anodowego i przejście punktu pracy w obszar mniej nachylonej charakterystyki siatkowej, gdzie maleją S i μ , a w konsekwencji wzmacnienie. Ponadto bardzo duże wartości R_a tworzą z pojemnościami elektrod triody tego i następnego stopnia filtr RC dolnoprzepustowy, ograniczając od góry pasmo przenoszonych częstotliwości. Z podanych dotychczas informacji można słusznie wywnioskować, że dobór rezystora R_a i statycznego punktu pracy jest zawsze kompromisem pomiędzy: wzmacnieniem, poziomem zniekształceń, trwałością lampy i pasmem przenoszonych częstotliwości. Zazwyczaj nie stosuje się wartości rezystora R_a większych od $(4 \div 5) \cdot R_i$. Jak później wyliczymy dla przyjętego punktu pracy, rezystancja R_i wyniesie około $10k\Omega$, więc R_a o wartości $47k\Omega$ to optymalne maksimum. My chcemy zmniejszyć wzmacnienie, więc moglibyśmy zmniejszyć wartość R_a , ale

korzystniej jest dodać lokalne ujemne sprzężenie zwrotne, czyli usunąć kondensator $50\mu F$ zwierający rezystor katodowy R_k . Wzmocnienie K_u' w układzie z ujemnym sprzężeniem będzie mniejsze zgodnie ze wzorem:

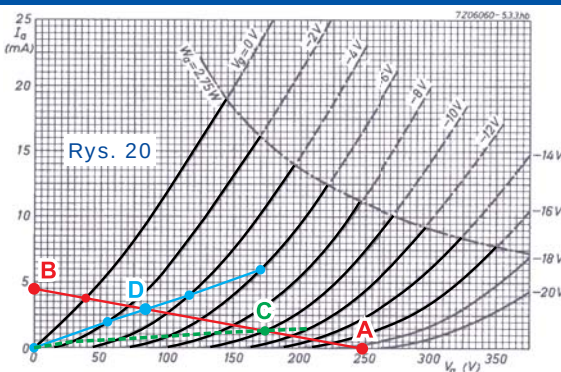
$$K_u' = \frac{\mu \cdot R_a}{R_a + R_i + R_k \cdot (1 + \mu)}$$

Po przekształceniu wyliczymy wartość rezystora R_k dla wzmacnienia $K_u' = 4$:

$$R_k = \frac{R_a \cdot \mu / K_u' - R_a - R_i}{1 + \mu} = 6,75k\Omega$$

Wartość ta jest przybliżona, ponieważ nieznany jest jeszcze punkt pracy i od niego zależne wartości R_i oraz μ . Na charakterystyce anodowej wyznaczamy rzeczywisty punkt pracy stałoprądowej tak samo jak dla lampy 6N13S – rysunek 20. Przyjmujemy wstępnie typową wartość $U_b = 250V$.

Najpierw wyznaczmy punkty A, B i linię pracy (linia czerwona), uwzględniając fakt, że dla prądu stałego rezystor anodowy to połączone szeregowo R_{11} i R_{15} , a następnie wyznaczamy linię dla wyliczonej wartości rezystora katodowego R_k (linia zielona przerywana). Przecięcie obu linii, czyli punkt pracy (C) wypadł bardzo nisko – prąd anodowy poniżej $1,5mA$. Już wiemy, że przy tak niskim prądzie trioda będzie pracować w silnie nieliniowym obszarze. Najprościej będzie zwiększyć prąd anodowy przez zmniejszenie napięcia siatkowego U_g . W tym celu należy podzielić rezystor katodowy na dwa, jak na schemacie na rysunku 2a – rezystory R_{12} i R_{13} . W takim układzie o napięciu polaryzującym siatkę decyduje tylko wartość rezystora R_{12} . Zmieniając proporcje tych rezystorów, ale bez zmiany sumarycznej rezystancji, możemy w dużym zakresie przesuwać punkt pracy triody. Z charakterystyk odczytujemy, że dla uzyskania prądu $I_a = 3mA$ napięcie U_g powinno wynosić około $-3V$, a więc R_{12} musi mieć wartość $1k\Omega$ i taka wartość jest na schemacie na rysunku 2a. Dla rezystora R_{13} pozostało $5,75k\Omega$, przyjęto nieco mniejszą handlową wielkość $5,1k\Omega$. Dla $R_{12} = 1k\Omega$ wyznaczmy ponownie linię R_k (niebieska). Punkt pracy będzie w punkcie D: $I_a = 3mA$, $U_a = 85V$. Znow możemy sprawdzić, jak się ma teoria i praktyka – ze zmierzonych napięć w rzeczywistym układzie (rysunek 2) wyliczamy prąd anodowy $I_a = U_{R13} / R_{13} = 14,9V / 5,1k\Omega = 2,8mA$ oraz napięcie $U_{ak} = 101V - 17,7V = 83,3V$ – to blisko wyznaczonych wartości. Teraz możemy na charakterystykach anodowych określić rezystancję wewnętrzną triody R_i dla punktu spoczynkowego D, tak samo jak dla



Rys. 20

triody 6N13s na rysunku 17. Ponieważ nie mamy charakterystyki dla napięcia $U_g = 3V$, możemy to zrobić dla charakterystyk sąsiednich i obliczyć wartość średnią R_i , tu wynoszącą około $10,5k\Omega$, a następnie powtórzyć obliczenia i ewentualnie skorygować wartości rezystorów.

Dla pierwszego stopnia (triada V1) przyjęto identyczne wartości elementów jak dla triody V2.

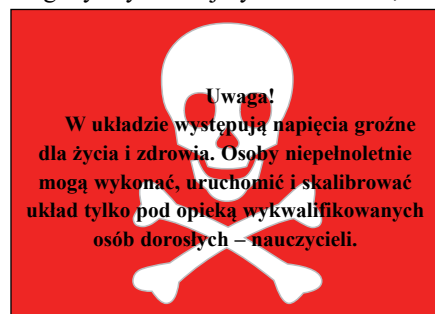
Wartości rezystorów siatkowych R_g (R_1 , R_{10} , R_{16} na rysunku 2) przyjmuje się zazwyczaj na tyle duże, by nie obciążały w sposób istotny poprzednich stopni wzmacniacza, czyli co najmniej o rząd wielkości większe od wartości rezystora anodowego R_a . Nie należy jednak przesadzać z ich wielkością, gdyż po pierwsze szumy własne rezystora rosną z wartością rezystancji, po drugie zbyt duże wartości zmniejszają stabilność układu, gdyż w rzeczywistości przez siatkę triody zawsze płynie jakiś niewielki prąd, który na rezystorze siatkowym wywołuje spadek napięcia sumujący się z napięciem U_g i tym samym przesuwa punkt pracy lampy. Przy dużych wartościach R_g , rzędu megaomów, te spadki napięcia sięgają pojedynczych woltów, dlatego w kartach katalogowych każda lampa ma określoną maksymalną wartość rezystora siatkowego. Nie należy jej przekraczać.

Na koniec dodam, że zmieniając parametry pracy lamp nie należy się spodziewać nadzwyczaj spektakularnych zmian w brzmieniu wzmacniacza. Zmiany są zauważalne ale jednocześnie bardzo subtelne.

Zachęcam do eksperymentów!

Obszerna baza kart katalogowych lamp elektronowych znajduje się pod adresem: <https://frank.pocnet.net>, polski mirror: <http://www.frank.mif.pg.gda.pl>.

Tomasz Sukiennik
edw@tom.vpro.pl



Pracownia AVT informuje,
że do tego projektu dostępna będzie
tylko płytka drukowana (AVT3290)