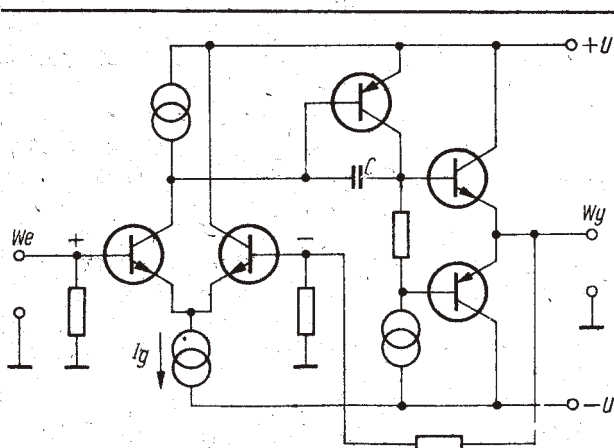


Wzmacniacz 40 W o małych zniekształceniach

Tranzystorowe wzmacniacze m.c. przyczyniły się do zwrócenia uwagi na powstawanie nowego rodzaju zniekształceń zwanych dynamicznymi zniekształceniami intermodulacyjnymi (transient intermodulation distortion – TIM). Ten rodzaj zniekształceń może występować we wzmacniaczu o bardzo małych statycznych zniekształceniach nieliniowych i intermodulacyjnych. Jest niewykrywalny przy zwykłym teście sinusoidalnym. Tymczasem ucho ludzkie jest bardzo wrażliwe na zniekształcenia dynamiczne, które występują szczególnie podczas głośniejszych i wysokich tonów w odtwarzanym dźwięku, powodując wrażenie dźwięku metalicznego i niepokojącego, aż do odczucia „szorstkości” i „nieczystości” dźwięku.

Głównym powodem występowania zniekształceń TIM jest stosowanie, w celu zmniejszenia zniekształceń wywołanych nieliniowościami elementów półprzewodnikowych, dużo większego ogólnego ujemnego sprzężenia zwrotnego (40...60 dB), niż miało to miejsce w przypadku wzmacniaczy lampowych, które z zasady były projektowane na minimum zniekształceń i maksimum szerokości pasma przenoszenia jeszcze przed dołączeniem sprzężenia zwrotnego. Typowe wzmocnienie wzmacniacza mocy z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego wynosi 26 dB, co oznacza wzmocnienie przy pętli otwartej 66...86 dB. Jest to stosunkowo łatwo realizowane na kilku stopniach tranzystorowych (zwykle dwa do trzech stopni wzmocnienia napięciowego oraz wzmocnienie prądowe „driverów” i tranzystorów mocy).

Rozważmy mechanizm powstawania zniekształceń TIM w oparciu o uproszczony schemat wzmacniacza na rys. 1.



Rys. 1. Uproszczony schemat wzmacniacza mocy

Jak wiadomo, każdy wzmacniacz wprowadza pewne opóźnienie w transmisji sygnału. Jeżeli wzmacniacz z ujemnym sprzężeniem zwrotnym zostanieysterowany sygnałem o bardzo małym czasie narastania (np. zbocze prostokąta), to nastąpi krótka chwila, podczas której układ „widzi” cały sygnał wejściowy nie zmniejszony przez ujemne sprzężenie zwrotne, które nie dotarło jeszcze do stopnia wejściowego. Nastąpi przesterowanie stopnia wejściowego sygnałem o wartości większej od wartości napięcia znamionowego niejednokrotnie setki razy, co w konsekwencji powoduje powstawanie

dynamicznych zniekształceń intermodulacyjnych. Sytuację pogarsza konieczność stosowania kompensacji częstotliwościowej w celu zapewnienia stabilności wzmacniacza przy zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego, co wprowadza dodatkowe opóźnienie sygnału.

Metody zmniejszania zniekształceń dynamicznych i statycznych często mogą być przeciwstawne, dlatego w prawidłowo zaprojektowanym wzmacniaczu należy eliminować wszystkie możliwe źródła powstawania zniekształceń bez optymalizacji układu pod kątem jednego kosztom drugich. Jest to możliwe, jeżeli wzmacniacz będzie miał mniejsze wzmocnienie i dobre parametry przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego. Konieczne jest wprowadzenie lokalnego sprzężenia zwrotnego w poszczególnych stopniach wzmocnienia napięciowego dla zwiększenia liniowości i impedancji wejściowej każdego stopnia ze szczególnym zwróceniem uwagi na przesterowywalność stopnia wejściowego.

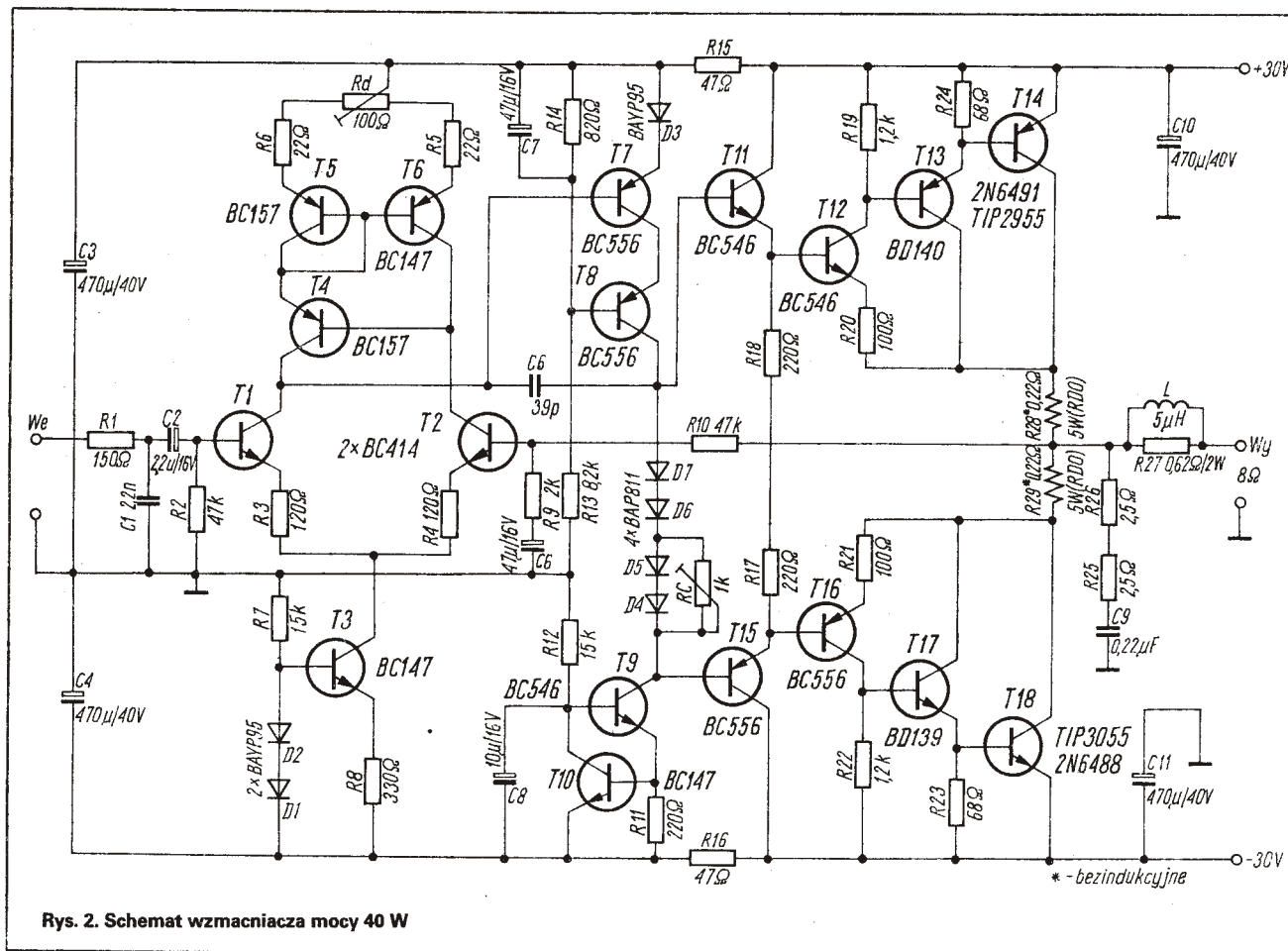
Na rysunku 2 przedstawiono schemat ideowy wzmacniacza mocy 40 W/8 Ω zaprojektowanego z uwzględnieniem tych zasad.

Na wejściu wzmacniacza zastosowano pasywny filtr dolno-przepustowy 70 kHz dla zabezpieczenia stopnia wejściowego przed przypadkowymi przesterowaniami przez ponadakustyczne sygnały w.c.z. Stopień wejściowy decyduje o podatności wzmacniacza na zniekształcenia dynamiczne, powinien więc pracować z niewielkim wzmocnieniem napięciowym i możliwie jak najszerszym pasmem przenoszenia. Tworzą go tranzystory T1 i T2 pracujące w układzie wzmacniacza różnicowego, którego prąd powinien być dostatecznie duży dla występowania pojemnościowej impedancji wejściowej drugiego stopnia. Wynosi on 2 mA i jest ustalany przez źródło prądowe na tranzystorze T3. Zakres liniowości zmian wspólnej transkonduktancji w funkcji napięcia wejściowego został rozszerzony przez zastosowanie lokalnego sprzężenia zwrotnego w emiterach tranzystorów T1 i T2 (emiter degeneration), co zwiększa również szybkość narastania sygnału. Obciążenie tego stopnia tworzą tranzystory T4, T5 i T6 pracujące w układzie lustra prądowego. Konfiguracja ta służy również do sterowania następnego stopnia.

Źródłem poważnych zniekształceń nieliniowych związanych ze stopniem wejściowym może być zjawisko modulacji szerokości bazy („early effect”), polegające na zmianach szerokości warstwy opróżnionej złącza kolektor-baza w funkcji przyłożonego napięcia. Zjawisko to jest powodem występowania na wejściu składowych zniekształceń, których nie usuwa ujemne sprzężenie zwrotne.

Szerokowe napięciowe sprzężenie zwrotne może być źródłem dodatkowych zniekształceń w wyniku modulacji pojemności warstwy opróżnionej i prądu zerowego wzmacniacza różnicowego. Dla uniknięcia tych efektów wymagane jest utrzymywanie dużego napięcia UCE i stosowanie źródła prądowego. Przez dokładne dopasowanie prądów (rezystor nastawny R_d) ustala się minimalną wartość parzystych harmonicznych.

Należy pamiętać, że kryteria przyjęte dla zapewnienia małych zniekształceń niekoniecznie muszą odpowiadać najmniejszym możliwym szumom, jednakże przy użyciu niskoszumowych tranzystorów T1 i T2 osiąga się zadowalające rezultaty dla szerokiego zakresu impedancji źródła.



Drugi stopień wzmocnienia napięciowego ma za zadanie zapewnienie największego wzmocnienia napięciowego, co w konsekwencji sprawia, że ma on decydujący wpływ na całkowite pasmo przenoszenia wzmacniacza. Z tych powodów został on rozdzielony na dwa człony. Tranzystor T7 wzmacnia w układzie wspólnego emitera. Ze względu na liniowość pracy powinien on być sterowany przez źródło prądowe. Obciążenie tranzystora T7 stanowi impedancja emiterowa tranzystora T8 pracującego w układzie wzmacniacza ze wspólną bazą. Dzięki kaskodowemu połączeniu obu stopni modulacja wewnętrznej pojemności kolektor-baza T8 jest odłączona od bazy T7, co eliminuje wpływ zjawiska „early effect” i zwiększa szerokość pasma.

Dla uniknięcia zniekształceń, które mogłyby zostać spowodowane zmianami warunków sterowania stopnia wyjściowego dla różnych poziomów mocy i częstotliwości, zastosowane zostały wtórniki emiterowe pracujące w klasie A (T11, T15).

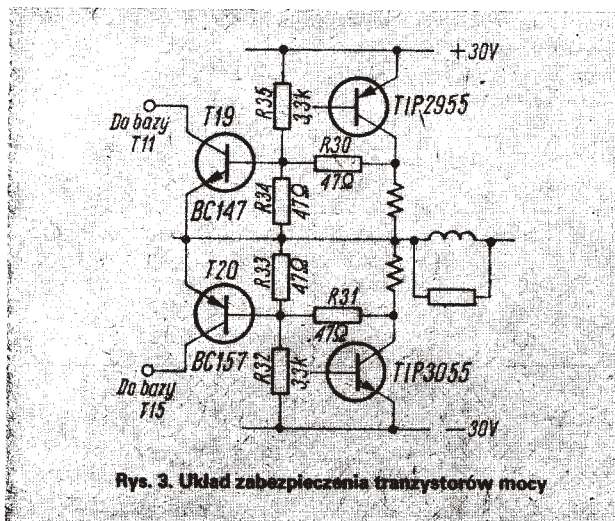
Ponieważ tranzystory mocy mają znacznie mniejsze częstotliwości graniczne, logiczne jest zaprojektowanie stopnia wyjściowego z wzmocnieniem napięciowym równym jedności dla realizacji maksimum pasma. W ten sposób osiąga się najmniejsze przesunięcia fazowe i nie jest wymagana bardzo duża kompensacja dla zapewnienia stabilności. Najmniejsze statyczne zniekształcenia nieliniowe stopnia wyjściowego są osiągalne w przypadku układu w pełni komplementarnego i taki układ został zastosowany w opisywanym wzmacniaczu.

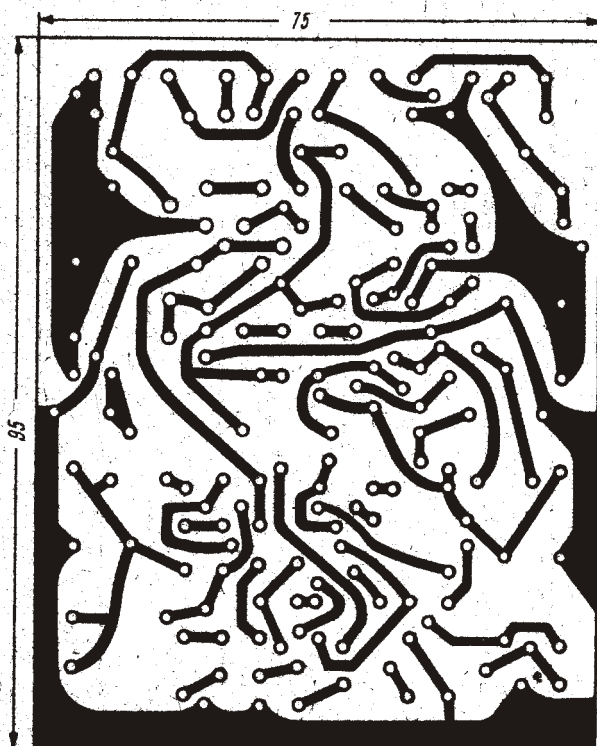
Układ komplementarny teoretycznie usuwa nieliniowości o parzystym rodzaju generowanych prążków przeważające w elementach aktywnych, pozostawiając tylko nieliniowości

dające nieparzyste harmoniczne, które z kolei można likwidować za pomocą ujemnego sprzężenia zwrotnego.

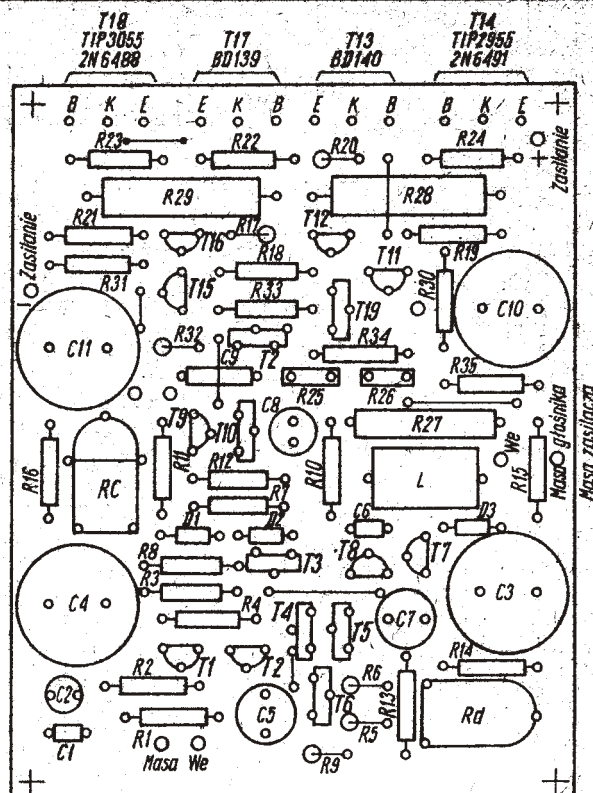
Zniekształcenia wynikające ze zmian hFE tranzystorów mocy w funkcji prądu i częstotliwości oraz zniekształcenia skrośne są zmniejszone do minimum dzięki zastosowaniu „trójki” (T12, T13, T14–T16, T17, T18) o doskonałej liniowości.

Podczas pomiarów zniekształceń stopnia wyjściowego okazało się, jak bardzo krytyczny jest sposób wykonania płytki montażowej. Praktycznie nie było możliwe osiągnięcie jakichkolwiek widocznych rezultatów przed skróceniem do minimum ścieżek „wysokoprądowych” i dobraniem odpowiedniego sposobu prowadzenia masy.





Rys. 4. Płytki montażowa wzmacniacza mocy



Rys. 5. Widok płytki od strony elementów

Kompensację temperaturową prądu zerowego tranzystorów mocy uzyskano za pomocą diod D4...D7 umieszczonych wraz z tranzystorami sterującymi i tranzystorami mocy na radiatorze o rezystancji termicznej $R_{TH} < 7^\circ\text{C/W}$ przy pracy w temperaturze otoczenia do 35°C („Radioelektronik” nr 7-8/79). Odpowiedni układ zabezpieczający tranzystory mocy przed zwarciem wyjścia przedstawiono na rys. 3.

Jeżeli przy uruchamianiu wzmacniacza dysponujemy tylko multimetrem, to należy ustawić rezystorem nastawnym R_d jednakowe wartości prądów płynących przez tranzystory T1 i T2 oraz za pomocą rezystora R_c prąd zerowy równy 20 mA płynący przez tranzystory mocy.

Wyniki pomiarów wzmacniacza mocy

(wykonane przyrządem Distortion Measurement System 1700B Sound Technology)

Znamionowe napięcie wejściowe dla mocy 40 W/8 Ω : 0,775 V

Rezystancja wejściowa: 74 k Ω

Pasma przenoszenia (-0,5 dB): 10...20 000 Hz

Zniekształcenia nieliniowe h (%):

P_{wy} (W) \ f (Hz)	0,1 k Ω	1 k Ω	10 k Ω	20 k Ω
35	0,006	0,0025	0,006	0,007
20	0,005	0,0025	0,004	0,0055
10	0,005	0,002	0,004	0,006
1	0,006	0,0025	0,006	0,007
0,1	0,0075	0,0075	0,0075	0,0075

Zniekształcenia intermodulacyjne:

P_{wy} (W)	0,1	1	10	20	35
h_1 (%)	0,013	0,005	0,0025	0,003	0,003

Odstęp sygnału od zakłóceń (odniesiony do $P_{wy} = 40$ W): 95 dB

DANE NIEKTÓRYCH ELEMENTÓW

Tranzystory

T7, T8, T15, T16 – BC558, BC557 lub BC177, BC307

T9, T11, T12 – BC546, BC547 lub BC107, BC237

Diody

D1, D2, D3 – BAYP95, BAP794

Kondensatory

C1 – 2,2 nF ceramiczny KFPf

C2...C5, C7, C8, C10, C11 – elektrolit. 04/U (wartości na schemacie)

C6 – 39 pF ceramiczny KCPf

C9 – 0,22 $\mu\text{F}/100$ V MKSE-20

Rezystory (RWW 5% 0,25 W)

R25, R26 – 2,49 $\Omega/0,5$ W RMN

R27 – 0,82 $\Omega/5$ W RDO

R_c , R_d – nastawne typu TVP 114

Inne

L – 36 zw. drutem DNE $\varnothing 0,6$ mm na pręcie o średnicy 8 mm (2 warstwy).

Wzmacniacz 40 W o małych zniekształceniach

Wyjaśnienia i poprawki

Opisany w nrze 6/82 „Re” wzmacniacz (autor – mgr inż. U. Klapczyńska) wzbudził zainteresowanie wielu Czytelników. Niżej podajemy wyjaśnienia zawierające odpowiedzi Autora na ważniejsze pytania oraz poprawki zauważonych błędów.

1. Zastosowanie quasi-komplementarnego stopnia mocy w opisanym wzmacniaczu zostało z założenia wykluczone, ponieważ tego rodzaju konfiguracja nie jest optymalna pod względem wznoszonych zniekształceń.

2. Parametry zastosowanych tranzystorów mocy przedstawiają się następująco:

2N6488/2N6491

$U_{CE} - 80\text{ V}$, $I_C - 15\text{ A}$, $P_D - 75\text{ W}$, $f_T - 5\text{ MHz}$

TIP2955/TIP3055

$U_{CE} - 60\text{ V}$, $I_C - 15\text{ A}$, $P_D - 90\text{ W}$, $f_T - 3\text{ MHz}$.

Najbardziej zbliżona do pary tranzystorów 2N6488/2N6491 jest produkowana w kraju komplementarna para tranzystorów BDP395/BDP396. Jednak według danych publikowanych przez CEMI (lista preferencyjna) częstotliwość graniczna tych tranzystorów wynosi 1 MHz, w związku z tym nie zaleca się ich zastosowania.

3. W przypadku przystosowywania układu do obciążenia $4\ \Omega$, zaleca się obniżenie napięcia do $\pm 24\text{ V}$ i zastosowanie większych radiatorów o rezystancji termicznej $< 5^\circ\text{C/W}$, w związku ze wzrostem strat mocy wydzielanej w tranzystorach. Należy się liczyć z pewnym pogorszeniem parametrów, przede wszystkim ze wzrostem zniekształceń nieliniowych w porównaniu do wzmacniacza obciążonego rezystancją $8\ \Omega$.

4. W razie trudności w zdobyciu rezystorów RDO (R28, R29) można zastosować 3...4 rezystory o mniejszej mocy połączone równolegle, bądź wykonać odpowiednio rezystory we własnym zakresie z drutu oporowego.

5. W układzie powinny być zastosowane dwa stabilizatory napięcia typu BAP811 (na schemacie z rys. 2 należy wnieść poprawkę pisząc obok diod D4...D7 – $2 \times \text{BAP811}$). Każdy z tych stabilizatorów zawiera dwie diody, a stabilizowane nim napięcie wynosi 1,45...1,65 V.

U W A G A ! Zastosowanie czterech stabilizatorów zamiast dwóch spowoduje nadmiernie wielki prąd w stopniu mocy i może doprowadzić do uszkodzenia tranzystorów.

6. Na rysunku płytki montażowej (rys. 4 na str. 10) nie zaznaczono kilku otworów przeznaczonych do wlutowania końcówek, a mianowicie:

- otwór do bazy T2, na ścieżce od R10 do C5
- otwór do kolektora T2, na ścieżce od bazy T4 do kolektora T6
- otwór do bazy T5, na ścieżce od emitera T4 do bazy T6
- otwór do R33 na ścieżce od R28 do emitera T19
- otwór do R3 na ścieżce od kolektora T3 do R4
- otwór do mostka łączącego R19 i kolektor T12 z bazą T13.

Poza tym rezystor R9 i kondensator C5 ($47\ \mu\text{F}/16\text{ V}$) są na płycie montażowej inaczej przyłączone do układu niż na schemacie ideowym (rys. 2), co nie ma znaczenia, ponieważ są one połączone szeregowo.

7. Na stronie 10 u dołu:

- rezystancja wejściowa – powinno być: $47\text{ k}\Omega$,
- w tablicy częstotliwość jest podana w kHz.

Przepraszamy Czytelników za pomyłki, które wkradły się przy przygotowaniu materiału do druku.

Redakcja