

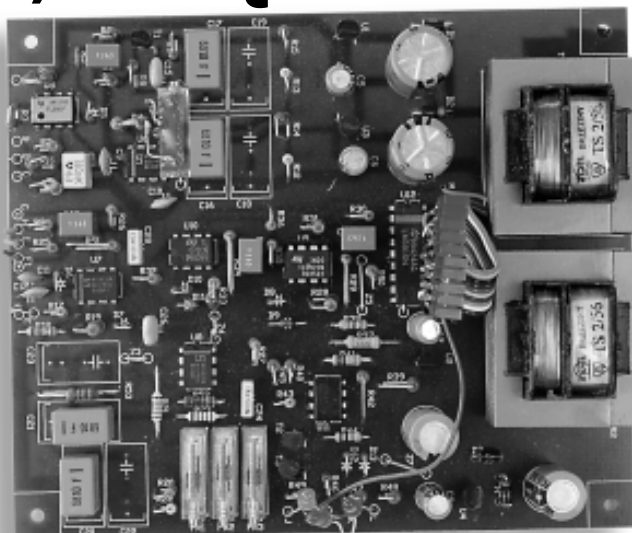
Miernik zniekształceń nieliniowych, część 1

kit AVT-332

W artykule opisano półautomatyczny miernik zniekształceń nieliniowych. Przedstawione rozwiązanie zawiera w jednej obudowie generator wzorcowy o bardzo małych zniekształceniach oraz precyzyjny układ pomiarowy.

Stosunkowo prosta konstrukcja, niski koszt elementów i szeroki zakres pomiarowy, zachęca wielu Czytelników do zbudowania tego pożytecznego układu. Ogromnym atutem układu jest też fakt, że do jego zestrojenia nie są potrzebne żadne specjalistyczne przyrządy pomiarowe. Do uruchomienia i kalibracji wystarczy miernik uniwersalny i jakikolwiek oscyloskop.

Obszerna część opisowa zapoznaje z praktycznymi problemami pomiaru zniekształceń. Zawarte w niej informacje są niezbędne do prawidłowej interpretacji i wykorzystania uzyskanych wyników.



Miernik zniekształceń nieliniowych jest jednym z podstawowych przyrządów w pracowni elektronika zajmującego się urządzeniami elektroakustycznymi.

Poziom zniekształceń nieliniowych, obok parametrów szumowych, jest najistotniejszym parametrem wszelkich układów audio.

O ile poziom szumów można z powodzeniem ocenić metodą „na słuch“, to do oceny współczynnika zniekształceń ucho zazwyczaj nie wystarczy. Wiele osób nie jest w stanie wykryć zawartości zniekształceń rzędu 1%, nie mówiąc już o sytuacji, gdy ich poziom jest rzędu 0,1 czy 0,01%. Tymczasem współczesne układy audio budowane przy użyciu nowoczesnych kostek miewają współczynnik zniekształceń nieliniowych poniżej 0,01% - nie obejdzie się więc bez dobrego przyrządu pomiarowego.

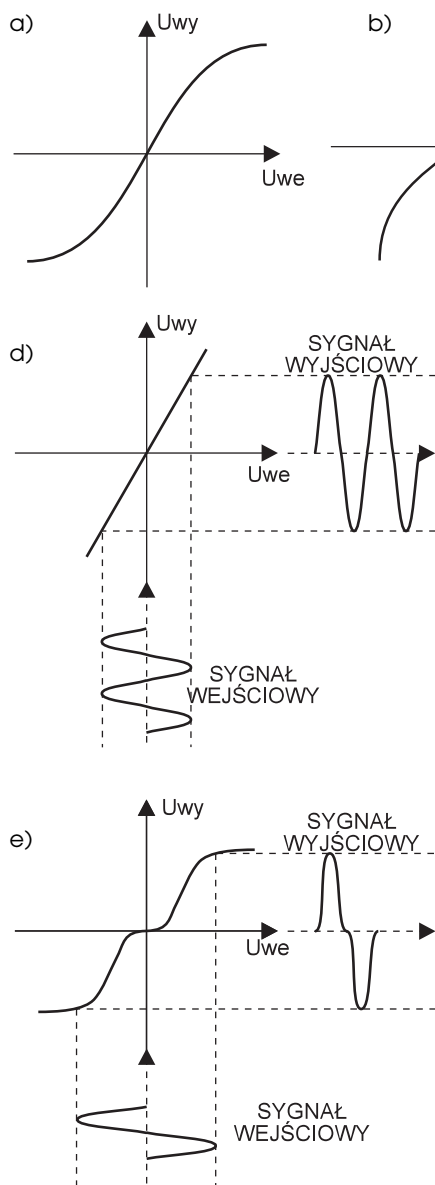
Wiadomości podstawowe

Przed przystąpieniem do opisu układu warto przypomnieć podstawowe informacje o zniekształceniach nieliniowych. Dobre zrozumienie fundamentalnych zasad pozwoli w pełni wykorzystać i dobrze zinterpretować wyniki pomiarów.

Na **rys.1** przedstawiono kilka przykładów charakterystyk przejściowych jakichś hipotetycznych

układów. Przypuśćmy, że na wejście układu podawany jest czysty sygnał sinusoidalny. Na wyjściu występuje pewien przebieg, którego kształt zależy od charakterystyki przejściowej układu. Jeśli ta charakterystyka jest prostoliniowa, to na wyjściu wystąpi czysty przebieg sinusoidalny - porównaj rys.1d. Jeśli charakterystyka będzie nieliniowa, to przebieg na wyjściu będzie zniekształcony - na przykład tak, jak pokazano na rys.1e. Tu widać dlaczego mówimy o zniekształceniach nieliniowych - chodzi o nieliniowość charakterystyki przejściowej.

Każdy praktyczny układ audio składa się z pewnej liczby tranzystorów. Tranzystory ze swej natury są elementami nieliniowymi. Wprowadzenie ujemnego sprzężenia zwrotnego znakomicie redukuje nieliniowość tranzystorów, jednak żaden fizyczny układ nie ma idealnie liniowej charakterystyki. Przykłady z rys.1a..1c i 1e są, jak na układy audio, może trochę przesadzone, choć bardzo niedbale wykonany układ amatorski może mieć podobną charakterystykę. W praktyce nie rysujemy charakterystyki przejściowej układu i nie próbujemy wykrywać nieliniowości na rysunku. Wykorzystujemy natomiast inną ciekawą właściwość przebiegów okresowych.



Rys. 1. Charakterystyki przejściowe różnych elementów.

Na pewno wielu naszych Czytelników słyszało coś o transformacji Fouriera, ale nawet jeśli nie, to nie ma to większego znaczenia. Warto przyjąć do wiadomości, że każdy przebieg okresowy o dowolnym kształcie jest złożeniem pewnej liczby przebiegów sinusoidalnych. Co ciekawe, nie jest to tylko jakieś teoretyczne wyliczenie - również w praktyce każdy przebieg można rozłożyć na te przebiegi składowe, choćby za pomocą filtrów.

Ważne jest, że te przebiegi składowe to: przebieg (sinusoidalny) o częstotliwości podstawowej, równej częstotliwości powtarzania sygnału złożonego, oraz szereg przebiegów (też sinusoidalnych) o częstotliwościach równych cał-

kowitym wielokrotnościom częstotliwości podstawowej.

Każdy przebieg możemy więc przedstawić jako sumę częstotliwości podstawowej (fundamentalnej) f_n i szeregu częstotliwości harmonicznych $2 \cdot f_n, 3 \cdot f_n, 4 \cdot f_n, 5 \cdot f_n, 6 \cdot f_n, 7 \cdot f_n, 8 \cdot f_n, 9 \cdot f_n, \dots$, itd.

W praktyce okazuje się, że największe znaczenie mają składniki $2 \cdot f_n$ i $3 \cdot f_n$, natomiast wyższe składowe najczęściej nie mają istotnego znaczenia.

Jaki jest związek między liniowością charakterystyki przejściowej, a tymi dodatkowymi składowymi?

W sumie chodzi o to, że po podaniu czystego sygnału sinusoidalnego na wejście wzmacniacza (który przecież nie ma idealnie liniowej charakterystyki przejściowej), na wyjściu pojawiają się częstotliwości, których nie było w sygnale wejściowym. Częstotliwości te odczuwa się potem jako zniekształcenia sygnału dźwiękowego. Czym gorsza liniowość układu, tym więcej tych szkodliwych składowych.

Podobnie wygląda sprawa z generatorami przebiegu sinusoidalnego. Tam interesuje nas po prostu, jaka jest zawartość tych dodatkowych harmonicznych w przebiegu wyjściowym, który teoretycznie powinien być czystą sinusoidą.

Na wyjściu realnego układu audio pojawia się więc sygnał o częstotliwości podstawowej oraz jakieś „śmieci“, czyli wspomniane wyższe składowe (harmoniczne) wynikające z nieliniowej charakterystyki przejściowej. Teraz już chyba sens współczynnika zniekształceń jest jasny: jest to stosunek wartości skutecznej napięcia „śmieci“ do wartości skutecznej składowej podstawowej.

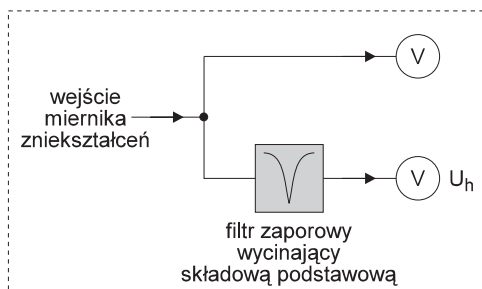
Stosunek ten wyraża się najczęściej w procentach. W literaturze współczynnik zniekształ-

ceń nieliniowych oznacza się zwykle THD od angielskiego określenia Total Harmonic Distortion.

W praktyce na wyjściu wzmacniacza oprócz składowej podstawowej i harmonicznych występują jeszcze inne „śmieci“, mianowicie szумы. Często przyrządy mierzące zniekształcenia nieliniowe nie mogą odróżnić harmonicznych od szumów. Ma to miejsce zwłaszcza w układach o współczynniku zniekształceń rzędu 0,001% - wtedy wielkość szumów układu jest porównywalna z wielkością powstających harmonicznych. Uzyskany wtedy wynik jest więc współczynnikiem zniekształceń nieliniowych i szumów - w literaturze często spotyka się stosowne oznaczenie $THD+N$, gdzie N to Noise, czyli szum.

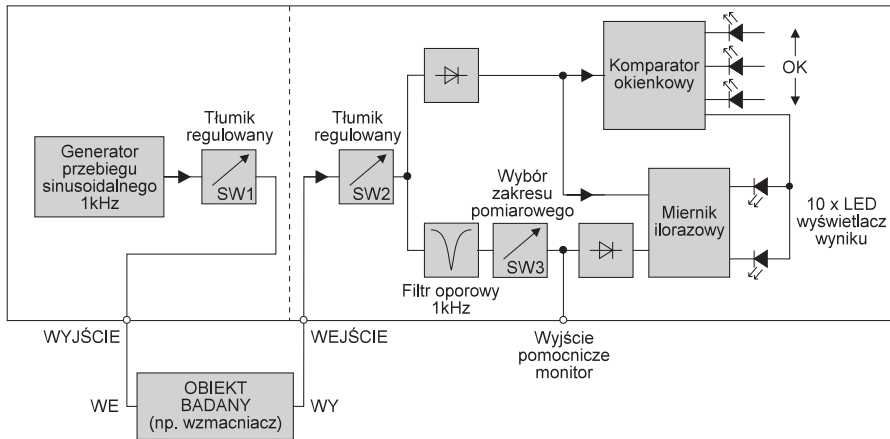
Trzeba też zwrócić uwagę, że podaliśmy tu nieco uproszczone określenie współczynnika zniekształceń nieliniowych. W niektórych podręcznikach podane są ściślejsze definicje, które mogą się nieco różnić od naszego sformułowania. Nie warto jednak kruszyć o to kopii. W rzeczywistych układach (miernikach zniekształceń nieliniowych) dopuszcza się zazwyczaj pewne uproszczenia. Ważne jest, czy dana definicja, a potem zgodny z nią sposób pomiaru, mają praktyczne zastosowanie.

Na przykład często stosuje się zasadę pomiaru pokazaną blokowo na rys.2. Badany sygnał podawany jest na miernik oraz na filtr zaporowy, który usuwa z przebiegu częstotliwość podstawową, pozostawiając wszelkie „śmieci“. Stosunek „napięcia śmieci“ do napięcia sygnału oryginalnego jest traktowany jako współczynnik zniekształceń nieliniowych.



$$THD = \frac{U_h \text{ (harmonicznych)}}{U_s \text{ (sygnału)}}$$

Rys. 2. Najczęściej stosowana metoda pomiaru współczynnika zniekształceń.



Rys. 3. Schemat blokowy miernika.

Nie zgadza się to z naszą uproszczoną definicją, bowiem tam mówiliśmy o stosunku napięcia „śmiec” do napięcia składowej podstawowej. W praktyce nie ma to większego znaczenia, bo jest to tylko kwestia przyjętej definicji. Przy zawartości harmonicznych rzędu 1% i mniej, różnica wyników byłaby pomijalnie mała.

Ponadto, w tańszych miernikach zniekształceń (nawet tych profesjonalnych), nie stosuje się przetworników wartości skutecznej, tylko odpowiednio skalowane przetworniki wartości średniej - to również wprowadza pewien błąd. Doszliśmy tu do kwestii dokładności.

O ile przy pomiarze napięcia, prądu, częstotliwości czy niektórych innych wielkości błąd pomiaru rzędu 10% uważa się zwykle za błąd wręcz niedopuszczalnie wielki, o tyle przy pomiarze współczynnika zniekształceń błąd pomiaru rzędu 10% nie ma naprawdę żadnego znaczenia! Cóż to bowiem za różnica, czy nasz wzmacniacz ma zniekształcenia na poziomie 0,110%, czy 0,121%? Przy pomiarach zniekształceń interesuje nas raczej rząd wielkości, dlatego w praktyce wystarczy dokładność pomiaru nawet rzędu 10..20%.

Nie znaczy to jednak, że urządzenie może być wykonane i zestrojone niestarannie. Żeby zmierzyć zniekształcenia rzędu 0,01%, filtr zaporowy powinien stłumić składową podstawową więcej niż dziesięć tysięcy razy (>80dB). Wymaga to zastosowania wysokiej jakości podzespołów i bardzo starannego zestrojenia.

Po omówieniu tych zagadnień

ściśle pomiarowych należy jeszcze wspomnieć o innych kwestiach praktycznych. Może się mianowicie okazać, że niewybredny amator jest zadowolony z urządzenia wprowadzającego zniekształcenia rzędu 1%. Z drugiej strony konserwy wykrywają uchem naprawdę niewielkie zniekształcenia odtwarzanego dźwięku. Nie zawsze jest więc sens walczyć o znikomą małą współczynnik zniekształceń - zależy komu będzie służyć dane urządzenie. Poza tym trzeba uczciwie przyznać, że sam współczynnik zniekształceń nieliniowych nie daje ostatecznej informacji o jakości urządzenia. Dlatego dla większości fabrycznych wzmacniaczy audio podaje się także współczynnik zniekształceń intermodulacyjnych (oznaczany w skrócie IMD). Pomiar współczynnika zniekształceń intermodulacyjnych jest jednak dość złożony i przeciętny amator miałby duże kłopoty, żeby określić jego wartość. Na szczęście współczynnik zniekształceń intermodulacyjnych jest zwykle związany ze współczynnikiem zniekształceń nieliniowych, więc niski współczynnik zniekształceń nieliniowych wskazuje, iż wzmacniacz powinien mieć także niski współczynnik zniekształceń intermodulacyjnych.

Spore znaczenie ma jeszcze fakt, jakie zniekształcenia pojawiają się na wyjściu wzmacniacza. Przykładowo, wzmacniacze lampowe mają stosunkowo duży współczynnik zniekształceń nieliniowych; na wyjściu pojawiają się jednak głównie parzyste harmoniczne sygnału, które - jak się okazało - nie są dla ucha tak drażniące, jak harmoniczne niepa-

rzyste. Dlatego w miernikach zniekształceń nieliniowych zazwyczaj stosuje się dodatkowe wyjście, na którym występują odfiltrowane zniekształcenia. Można wtedy z pomocą oscyloskopu ocenić, jakie to są zniekształcenia.

Powyższe uwagi nie powinny nikogo zniechęcić do budowy opisywanego miernika. Pomiar współczynnika zniekształceń powinien być dokonywany w każdym budowanym i testowanym układzie audio, bowiem pozwala to wykryć i usunąć wiele błędów i niedoróbek. Należy jednak mieć świadomość, że uzyskiwanego wyniku nie należy przyjmować bezkrytycznie jako ostatecznego świadectwa jakości sprzętu.

Opis układu

Schemat blokowy urządzenia jest pokazany na rys.3.

Aby maksymalnie ułatwić korzystanie z przyrządu, wbudowano do niego wzorcowy generator przebiegu sinusoidalnego o częstotliwości około 1kHz (dokładność ustawienia częstotliwości nie jest tu istotna) i pomijalnie małych zniekształceniach. Na wyjściu generatora znajduje się regulowany tłumik - dzielnik napięcia, który pozwala dobrać poziom sygnału, odpowiedni dla danego obiektu mierzonego. Na wejściu zastosowano przełączany dzielnik napięcia, który umożliwia pomiary napięć od kilkudziesięciu miliwoltów do kilkudziesięciu woltów, czyli w zakresie realnie spotykanych sygnałów.

Ważną częścią miernika jest filtr zaporowy, który musi być precyzyjnie dostrojony do częstotliwości generatora wzorcowego. Składowa podstawowa (1kHz) zostaje usunięta i na wyjściu filtru pozostają tylko harmoniczne przebiegu, oraz szumy i ewentualne zakłócenia (np. przydźwięk sieci).

Te „śmiec” są wzmacniane we wzmacniaczu o skokowo regulowanym wzmocnieniu (1x, 10x lub 100x) oraz podawane na miernik ilorazowy i układ odczytowy ze znaną kostką LM3915.

Ta uniwersalna kostka pracuje tu w nietypowej konfiguracji - jako miernik ilorazowy. Po podaniu na wejście odniesienia (nóżka 6) napięcia odpowiadającego poziomowi sygnału całkowitego, a na we-

jęcie pomiarowe (nóżka 5) wzmożonego napięcia „śmieci“, na wyświetlaczu składającym się z dziesięciu diod LED uzyskuje się w bardzo prosty sposób wartość ich stosunku. Kostka mierzy stosunek dwóch napięć, a ich wartości mogą zmieniać się w szerokich granicach, byle tylko napięcie odniesienia nie było większe od dopuszczalnej wartości katalogowej, czyli od około 1V do 12V.

Żeby łatwo było ustawić właściwe tłumienie przełączanego dzielnika wejściowego, zastosowano dodatkowy układ komparatora okienkowego, który mierzy napięcie odniesienia odpowiadające poziomowi napięcia wejściowego. Blok ten steruje pracą trzech diod świecących. Jeśli sygnał odniesienia ma odpowiednią wartość, świeci się dioda zielona i możliwa jest praca wyświetlacza linijkowego pokazującego zawartość zniekształceń.

Gdy napięcie odniesienia jest za duże lub za małe, świeci się jedna z czerwonych diod oznaczonych strzałkami, a wskaźnik liniowy jest wygaszony.

Dzięki takiemu prostemu rozwiązaniu obsługa przyrządu jest naprawdę bardzo łatwa. Sygnał z wyjścia obiektu mierzzonego, podawany na wejście pomiarowe, może mieć dowolną wartość w zakresie 0,1..30V. Jeśli zaświeci się któraś z czerwonych diod, obrotowy przełącznik SW2 należy przełączać w kierunku wskazanym strzałką. Przełącznik wejściowy SW2 należy ustawić ostatecznie w takiej pozycji, w której zaświeci się dioda zielona. Co ciekawe, najczęściej zielona dioda będzie się świecić w dwóch sąsiednich pozycjach tłumika wejściowego.

Następnie należy wybrać odpowiedni zakres pomiarowy za pomocą przełącznika SW3 i odczytać zawartość zniekształceń, uwzględniając mnożnik zależnie od pozycji SW3. Dostępne zakresy to: 1,3..30%, 0,13..3% oraz 0,013..0,3%.

Schemat elektryczny urządzenia jest pokazany na **rys.4**.

Generator wzorcowy jest wykonany z użyciem wzmacniacza operacyjnego U6B, typu NE5532. Mostek Wienera z elementami R12..R15 i C16..C19 wyznacza częstotliwość pracy układu. Przy podanych na

schemacie wartościach elementów częstotliwość wynosi 1kHz. W układzie przewidziano po dwa kondensatory w każdej gałęzi. Może to być potrzebne gdyby zaistniała potrzeba uzyskania większej pojemności.

Wzmacniacz U6A pełni rolę bufora wyjściowego - chodzi o to, by z wyjścia kostki U6B nie pobierać prądu o większej wartości, bo mogłoby to zwiększyć zniekształcenia. Właśnie kostka NE5532 dobrze nadaje się do roli bufora ze względu na znaczną wydajność prądową wyjścia. Dlatego też w roli kostki U6 nie powinno się stosować układów TL082, TL072 czy LM358.

Dla stabilizacji amplitudy drgań i zapewnienia małej zawartości zniekształceń zastosowano tranzystor połowy BF245 pracujący tu w roli zmiennej rezystancji. Elementy R7, R8 i C15 dodatkowo zmniejszają zniekształcenia. Podobną rolę pełni też rezystor R9 zmniejszający spadek napięcia na tranzystorze. Poziom zniekształceń zależy także od pojemności kondensatora C14. Kostka U5 pełni rolę wzmacniacza błędów. Wartość napięcia wyjściowego przebiegu jest ustalona wartością napięcia stałego na nóżce 3 wzmacniacza U5. Nie warto jednak zwiększać tego napięcia, bo zauważalnie wzrosną zniekształcenia.

Na rys.4 pokazano dodatkowo dzielnik napięcia zbudowany z wielopozycyjnego przełącznika SW1 i zespołu rezystorów R59..R82. Takie rozwiązanie, wykorzystujące wielopozycyjny przełącznik obrotowy i sieć dobrych rezystorów metalizowanych na pewno nie pogorszy współczynnika zniekształceń. Płynna regulacja napięcia wyjściowego nie jest tu konieczna, bowiem nie ma większego znaczenia czy amplituda będzie 20% większa, czy mniejsza. Zamiast takiego tłumika można też wykorzystać układ zawierający trzypozycyjny przełącznik i potencjometr.

Drugą częścią urządzenia jest właściwy miernik zniekształceń. Ponieważ w praktyce sygnały mierzone będą mieć wartość od około 100mV do kilkudziesięciu woltów, to zastosowano skokowy tłumik z przełącznikiem SW2.

Rezystancja wejściowa przyrzą-

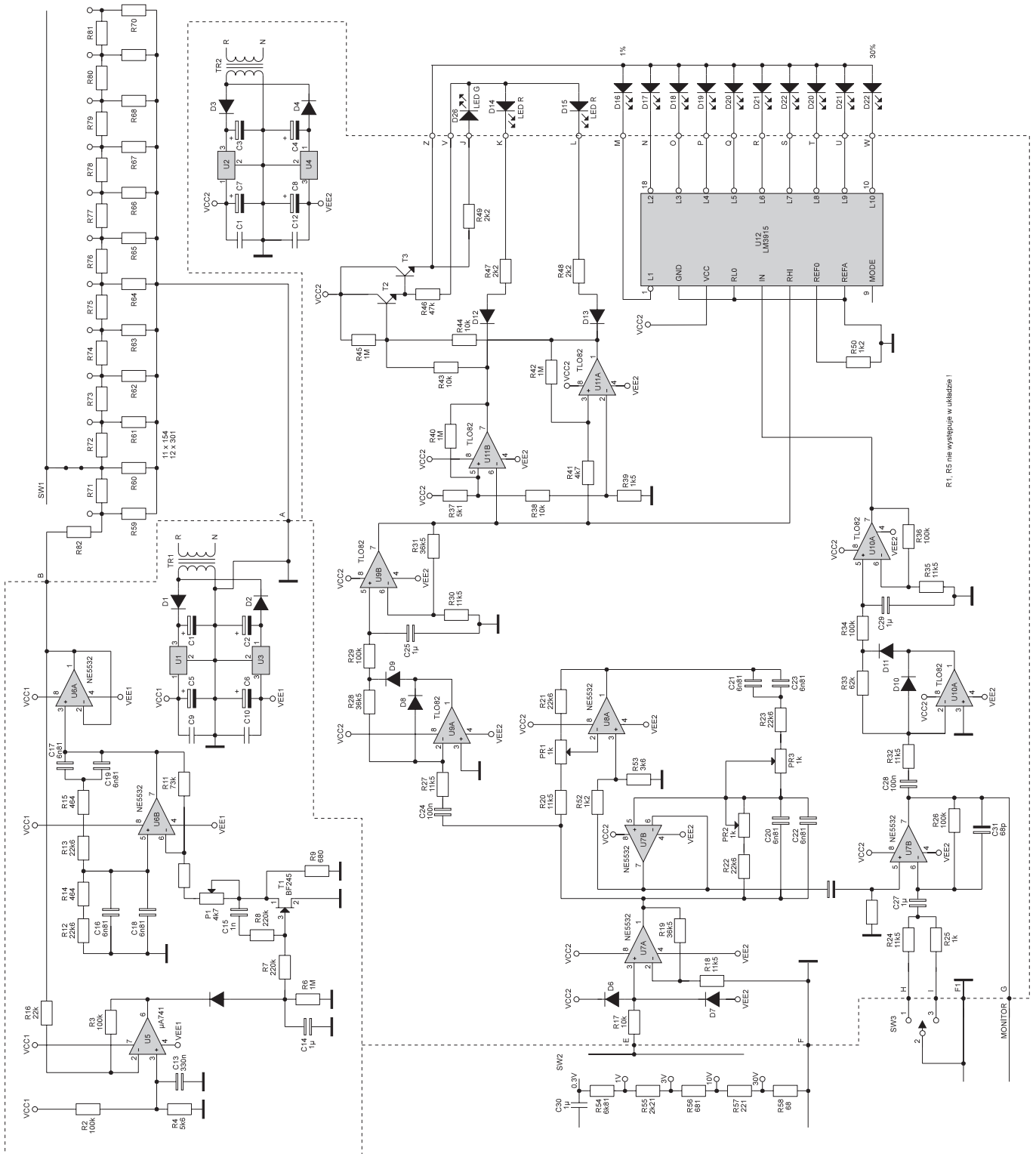
du wynosi około 10kΩ. Jest to niewiele w porównaniu z typową rezystancją wejściową oscyloskopów wynoszącą 1MΩ. Celowo wybrano stosunkowo niskie wartości rezystorów tłumika, a to dla uniknięcia konieczności zastosowania kondensatorów kompensujących charakterystykę częstotliwościową dzielnika.

Rezystor R17 i diody D6, D7 zabezpieczają wejście układu scalonego U7A. Sygnał z wyjścia wzmacniacza U7A jest podawany na filtr zaporowy, zbudowany ze wzmacniaczy U8B i U8A. Należy zauważyć, że filtr zaporowy, podobnie jak generator, także zawiera mostek Wienera. Częstotliwość środkowa filtru musi być dokładnie równa częstotliwości generatora - dlatego należy zastosować jednokowe kondensatory i rezystory w obu mostkach. Powinny to być kondensatory jednego typu o tolerancji 1%.

W praktyce nie uda się zapewnić identycznych wartości elementów obu mostków Wienera, dlatego w układzie przewidziano potencjometry montażowe PR1..PR3, które umożliwią precyzyjne dostrojenie filtru do częstotliwości generatora. W proponowanym układzie można bez kłopotu uzyskać tłumienie składowej podstawowej przebiegu rzędu 90dB!

Istotnym parametrem naszego filtru, oprócz tłumienia, jest także jego dobroć. Przy małej dobroci filtr tłumiłby nie tylko składową podstawową, ale również niższe harmoniczne, co miałyby katastrofalny wpływ na wyniki pomiarów. Dla uzyskania wymaganej dobroci filtru zastosowano wzmacniacz U8A i dodatkowy obwód dodatkowo sprzężenia zwrotnego z rezystorami R52 i R53. Przy podanych wartościach tych rezystorów tłumienie drugiej harmonicznej jest mniejsze niż 1dB (a podstawowej ponad 90dB!). Dobroć filtru można jeszcze nieco zwiększyć, zmniejszając wartość R52, jednak nie jest to konieczne.

Wszelkie „śmieci“, czyli harmoniczne, szумы i zakłócenia są podawane z wyjścia kostki U8B na wzmacniacz U7B. O ile kostki U6A, U6B, U7A, U8A i U8B powinny mieć bardzo dobre parametry, aby nie wносиły własnych zniekształceń, o tyle wszystkie po-



Rys. 4. Schemat elektryczny miernika.

zostałe wzmacniacze operacyjne, w tym U7B, nie muszą być tak dobre. Ich własne zniekształcenia nie mają wpływu na wyniki pomiarów.

Kostka U7B wzmacnia sygnał „śmieci” 1, 10 lub 100 razy, zależnie od położenia przełącznika SW2.

Tak wzmacniony sygnał jest

doprowadzony do pomocniczego wyjścia oznaczonego Monitor. Umożliwia to dołączenie oscyloskopu i sprawdzenie, z czego składają się „śmieci”. Teoretycznie powinny to być tylko harmoniczne częstotliwości pomiarowej 1kHz. W praktyce okazuje się, iż często znaczny udział ma tu przydźwięk sieci 50Hz, który dostaje się do

badanego obiektu, oraz szumy własne tego obiektu. Tak więc sygnał z wyjścia Monitor dostarcza bardzo ważnych informacji praktycznych - wyjście to powinno być wykorzystywane przy każdym przeprowadzanym pomiarze.

Sygnał „śmieci” z wyjścia kostki U7B jest też podawany na układ prostownika aktywnego

z kostką U10A. Ten prostownik jednopółkowy jednocześnie wzmacnia amplitudę sygnału w stosunku wyznaczonym rezystancjami R33 i R32. Tętniący sygnał jednokierunkowy jest uśredniany w filtrze R34, C29 i podawany na wzmacniacz stałoprądowy U10B. Z jego wyjścia napięcie stałe, o wartości proporcjonalnej do współczynnika zniekształceń badanego obiektu, jest podawane na wejście kostki U13, która pracuje jako wskaźnik ilorazowy.

W układzie należy stosować „logarytmiczną” kostkę LM3915, bowiem zapewnia ona najszerszy zakres wskazań - 30dB. Natomiast, jak wykazano wcześniej, wysoka dokładność i rozdzielczość nie są tu potrzebne.

Jasność świecenia diod LED D16..D25 jest wyznaczona rezystancją R50. Wartość R50 można zmieniać dowolnie w granicach 330Ω..10kΩ.

W większości aplikacji kostek LM391X na dzielnik napięcia odniesienia (między końcówki 6, 4) podaje się dobrze stabilizowane napięcie z wewnętrznego źródła (końcówki 7 i 8). W przedstawianym układzie napięcie odniesienia nie jest ustalone, odpowiada bowiem wartości napięcia sygnału mierzonego, podawanego na wejście przyrządu. Dbą o to prostownik i wzmacniacz stałoprądowy z układem U9 i diodami D8, D9.

Takie rozwiązanie eliminuje konieczność bieżącej kalibracji, czyli starannego dobierania amplitud przy każdym pomiarze.

Jednak przy zbyt małej lub zbyt dużej wartości napięcia odniesienia na nóżce 6, kostka U12 nie mogłaby pracować poprawnie. Dla uniknięcia błędnych wskazań, wyświetlacz jest włączany tylko wtedy, gdy napięcie odniesienia ma odpowiednią wartość.

Stosowną funkcję realizuje układ komparatora okienkowego z kostką U11. Dolny i górny próg okienka wyznaczają rezystory R37..R39. Dla uniknięcia niestabilnej pracy komparatorów na pograniczu wyznaczonego zakresu wprowadzono niewielką histerezę stosując rezystory R40..R42.

Gdy napięcie odniesienia

WYKAZ ELEMENTÓW

Rezystory

R2, R3, R26, R29, R34, R36, R51: 100kΩ
 R4: 5,6kΩ
 R6, R40, R42, R45: 1MΩ
 R7, R8: 220kΩ
 R9: 680Ω
 R10: 34,1kΩ (22,6kΩ+11,5kΩ)
 R11: 73,0kΩ (2x36,5kΩ)
 R12, R13, R21, R22, R23: 22,6kΩ 1%
 R14, R15: 464Ω 1%
 R16: 22kΩ
 R17, R38, R43, R44: 10kΩ
 R18, R20, R24, R27, R30, R32, R35: 11,5kΩ
 R19, R28, R31: 36,5kΩ 1%
 R25: 1kΩ
 R33: (59kΩ) lub 62kΩ
 R37: 5,1kΩ
 R39: 1,5kΩ
 R41: 4,7kΩ
 R46: 47kΩ
 R47, R48, R49: 2,2kΩ
 R50, R52: 1,2kΩ
 R53: 3,6kΩ
 R54: 6,81kΩ
 R55: 2,21kΩ
 R56: 681Ω
 R57: 221Ω
 R58: 68,1Ω
 * R59..R70: 301Ω
 * R71..R81: 154Ω
 * R82: 619Ω
 PR1, PR2, PR3, R25: 1kΩ helitrim
 P1: 4,7kΩ helitrim

Kondensatory

C1, C2, C3, C4: 470μF/25V
 C5, C6, C7, C8: 100μF/16V

C9, C10, C11, C12: 100nF ceram.
 C13: 330nF
 C14, C25, C27, C29, C30: 1μF
 C15: 1nF
 C16, C17, C20, C21: 6, 81nF foliowy
 C18, C19, C22, C23: nie stosować
 C24, C28: 100nF
 C26: 10nF
 C31: 68pF

Półprzewodniki

D1, D2, D3, D4: 1N4001
 D5..D13: 1N4148
 D14..D25: LED φ3mm czerw.
 D26: LED φ3mm ziel.
 T1: BF245
 T2, T3: np. BC548
 U1: 78L15
 U2: 7815
 U4, U3: 79L15
 U5: 741 lub TL081
 U6, U7, U8: NE5532
 U9, U10, U11: TL082
 U12: LM3915

Różne

* SW1: przełącznik obrotowy 12-pozycyjny
 * SW2: przełącznik obrotowy 5-pozycyjny
 SW3: przełącznik 3-pozycyjny
 TR1, TR2: TS2/56
 - płytka drukowana złącze ARK2
Uwaga! Rezystory R1 i R5 nie występują na schemacie.
*Uwaga! Elementy oznaczone gwiazdką * nie wchodzi w skład kitu AVT-332*

mieści się w wyznaczonych granicach, to na wyjściach obu wzmacniaczy kostki U11 występuje napięcie bliskie dodatniemu napięciu zasilającemu. Czerwone diody D14 i D15 są wygaszone. Przewodzą natomiast tranzystory T2 i T3, polaryzowane przez rezystor R45. Dzięki temu świeci się zielona dioda D26 i podane jest napięcie umożliwiające pracę wyświetlacza liniowego z diod D16..D25. Gdy napięcie odniesienia jest zbyt niskie lub zbyt wysokie, to na wyjściu jednego z komparatorów występuje napięcie bliskie ujemnemu napięciu zasilania (-15V). Świeci wtedy jedna z diod D14, D15 wskazująca, że przełącznik dzielnika wejściowego należy przesunąć w odpowiednią stronę. Dodatkowo

w punkcie połączenia rezystorów R43, R44 i R45 napięcie spada mniej więcej do potencjału masy, co zatyka tranzystory T2 i T3, gasi diodę D26 i wyświetlacz.

Zakres dopuszczalnych napięć odniesienia, wyznaczony rezystorami R37..R39, jest wystarczająco szeroki, ale można go jeszcze rozszerzyć tak, aby napięcie na rezystorze R39 wynosiło około 0,5V. Najmniejsza wartość napięcia odniesienia, przy którym układ pracuje poprawnie, zależy od wzmocnienia wewnętrznych komparatorów kostki LM3915. Napięcie to można zmniejszać (zmniejszając wartość R39), aż do wystąpienia płynnego przejścia świecenia diod D16..18 (jednoczesne świecenie dwóch z nich).

Piotr Górecki, AVT