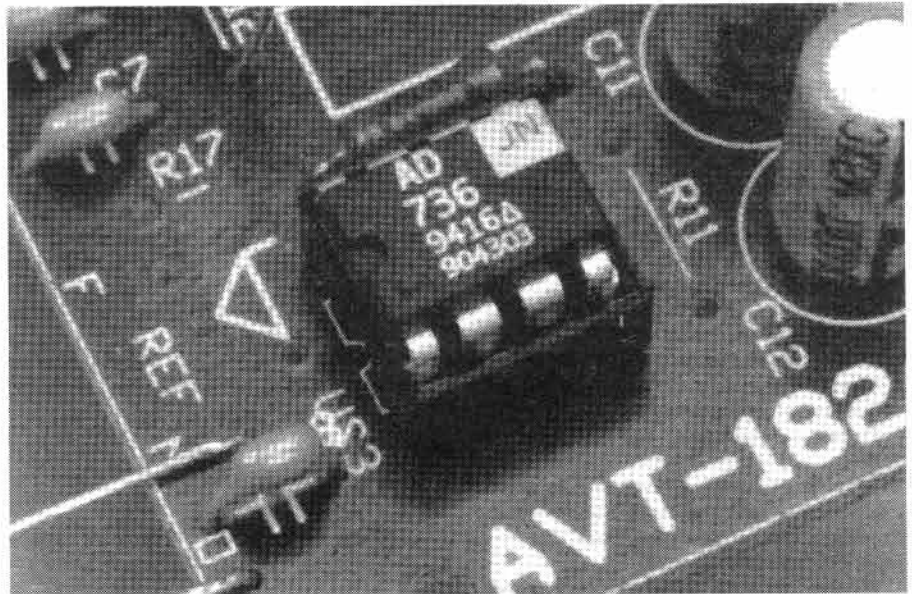


# Przetwornik „True RMS” dla każdego

Monolityczne układy przetworników prawdziwej wartości skutecznej są znane od dawna, ale do tej pory zanalizujemy je głównie z opisów w literaturze. Teraz każdy może stać się posiadaczem dobrego przetwornika True RMS za cenę, która jest w zasięgu możliwości wszystkich praktykujących elektroników.

Przedstawiony układ scalony zainteresuje także zawodowców - niejednokrotnie z pytaniami zwracają się do nas pracownicy instytutów badawczych.

Minimalna liczba niezbędnych do poprawnej pracy elementów biernych i niewielkie wymiary umożliwiają zastąpienie istniejących prostowników uśredniających układami True RMS w wielu urządzeniach.



Wszystkie multimetry cyfrowe i mierniki analogowe ze wskaźnikiem magnetoelektrycznym mają jakiś przetwornik napięcia zmiennego na stałe. Większość mierników napięcia i prądu zmiennego ma prostownik, czyli układ określający wartość bezwzględną (moduł) i układ uśredniający. Układy takie mierzą w rzeczywistości wartość średnią przebiegu, a są skalowane dla wartości skutecznej przebiegów sinusoidalnych. Przy pomiarach przebiegów odkształconych taki uśredniający przetwornik AC/DC wprowadza znaczne błędy. Tabela 1 zawiera kilka przykładów.

Aby miernik wskazywał poprawnie skuteczną wartość przebiegów o różnych kształtach należy zastosować przetwornik działający na innej zasadzie.

Dawniej zbudowanie dobrego przetworni-

ka tego typu nie było sprawą prostą - tylko mierniki laboratoryjne wysokiej klasy posiadały przetwornik prawdziwej wartości skutecznej - w angielskojęzycznej literaturze źródłowej nazywane są one przetwornikami typu True RMS - DC.

Ponieważ z założenia są to układy pomiarowe, ich dokładność wykonania i stabilność muszą być odpowiednio wysokie. Przed laty układy takie budowano z elementów dyskretnych lub jako hybrydowe. Od kilku lat produkowane są monolityczne układy scalone będące kompletnym przetwornikiem prawdziwej wartości skutecznej. Ich wysokie parametry wynikają z zaawansowanej technologii, w tym zastosowania korekcji laserowej w trakcie procesu produkcyjnego. Odpowiednio do jakości, cena takich układów jest też relatywnie wysoka.

Przedstawiamy układ AD736 oferujący zadowalające wyniki w większości typowych zastosowań, a przy tym bardzo tani, dzięki czemu jest dostępny dosłownie dla każdego.

Schemat aplikacyjny układu scalonego jest bardzo prosty - w minimalnej wersji wymaga dołączenia dwóch kondensatorów. Niemniej jednak szczegółowo przedstawiamy sposób działania i zasady doboru elementów zewnętrznych, aby wszyscy użytkownicy stosowali ten układ z pełną świadomością jego możliwości i ograniczeń.

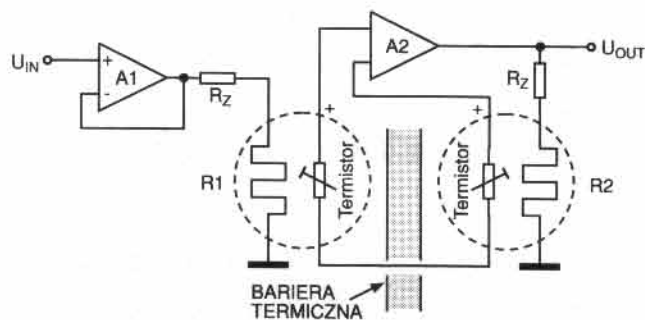
## Zasada działania przetwornika True RMS

W pierwszej kolejności przypomnijmy co to jest wartość skuteczna napięcia zmiennego.

Według praktycznej definicji jest to taka wartość napięcia stałego, która na danej rezystancji spowoduje wydzielenie takiej sa-

Tabela 1. Przykłady błędów wprowadzanych przez przetworniki AC/DC.

Wartość szczytowa amplitudy - 1V	Współczynnik szczytu	Wartość skuteczna	Odczyt miernika z prostownikiem uśredniającym	Błąd prostownika uśredniającego w %
Przebieg sinusoidalny	1,41 $\sqrt{2}$	0,707V	0,707V	0%
Przebieg prostokątny	1,00 (Exact)	1,00V	1,11V	+11,0%
Przebieg trójkątny	1,732 $\sqrt{3}$	0,577V	0,555V	-4%
Szum biały	3	0,333	0,266	-20,2%
Ciąg impulsów unipolarnych	2 10	0,5V 0,1V	0,25V 0,001V	-50% -90%
Przebiegi „tyrystorowe” wypełnienie 50%	2	0,495V	0,354V	-28%
wypełnienie 25%	4,7	0,212V	0,150V	-3%



Rys. 1. Przykładowe rozwiązanie przetwornika pracującego na zasadzie porównawczej.

mejszej ilości ciepła, co wspomniane napięcie zmienne. Analogiczna definicja dotyczy natężenia prądu.

Dla pełniejszego scharakteryzowania przebiegów zmiennych wprowadzono też pojęcie współczynnika szczytu (ang. crest factor - CF). Dla danego przebiegu zmiennego jest to po prostu stosunek wartości szczytowej do wartości skutecznej. W tabeli 1 znajdziemy wartość współczynnika szczytu dla kilku częściej spotykanych przebiegów.

Pierwsze przetworniki wartości skutecznej budowane były jako układy porównujące wydzielane ilości ciepła. Stosowano tu grzałki i termistory, bądź żarówki i fotoelementy. Przykładowe rozwiązanie takiego przetwornika pokazano na rysunku 1.

Według definicji matematycznej wartość skuteczna napięcia przemiennego (w czasie T) jest to:

$$U_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [U(t)^2] dt} \quad (1)$$

Aby w ten sposób określić wartość skuteczną napięcia należy najpierw podnieść do kwadratu, potem uśrednić, a następnie wyciągnąć pierwiastek kwadratowy. Stąd określenie RMS (Root Mean Square).

Od tej pory oznaczeń Urms, Irms, U<sub>RMS</sub>, I<sub>RMS</sub> oraz Usk, Isk będziemy używać wymiennie.

Dostępne są monolityczne czteroźwiartkowe układy mnożące. Potrafimy mnożyć przebiegi analogowe, podnosić do kwadratu, wyciągnąć pierwiastek, więc na podstawie wzoru (1) możemy narysować schemat blokowy przetwornika wartości skutecznej - patrz rysunek 2.

Buduje się przetworniki na tej właśnie zasadzie. Można wtedy osiągnąć szerokie pasmo i dużą dokładność przy przetwarzaniu szybkich przebiegów. Natomiast niewątpliwą wadą jest mały zakres dynamiki takiego przetwornika. Jeśli bowiem na wyjściu pojawiać się będą sygnały o amplitudach różniących się 100 razy (np. 10mV...1V, to po podniesieniu do kwadratu różnica amplitud wyniesie

10.000 razy (np. 1mV...10V). Tymczasem bardzo trudno jest utrzymać dokładność 1mV we wszystkich warunkach pracy (szumy, zmiany temperatury, wahania napięcia zasilającego). Dlatego w tego typu przetwornikach osiąga się wymaganą dokładność tylko w wąskim zakresie zmian amplitudy zwykle 10:1.

Na szczęście istnieje prostsza metoda. Aby poznać jej istotę przekształcamy wzór (1) podnosząc obie strony do kwadratu:

$$U_{rms}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [U(t)^2] dt \quad (2)$$

Bez znaczącego błędnie całkowanie w czasie T możemy zastąpić uśrednianiem bieżącym

$$Avg[U(t)^2] = \frac{1}{T} \int_0^T [U(t)^2] dt \quad (3)$$

(ang. average - przeciętna, średnia). Wtedy równanie (2) uprości się do postaci:

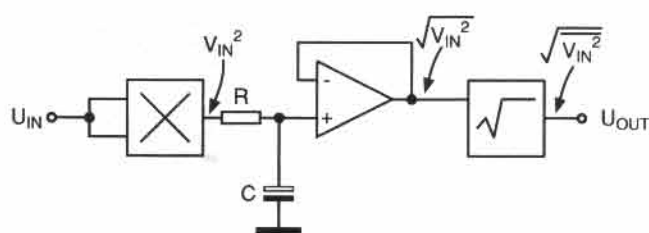
$$U_{rms}^2 = Avg[U(t)^2] \quad (4)$$

Po podzieleniu obu stron równania przez U<sub>rms</sub> otrzymujemy:

$$U_{rms} = \frac{Avg[U(t)^2]}{U_{rms}} \quad (5)$$

Spójrzmy teraz na rysunek 3a. W jednym układzie mnożąco-dzielnym przeprowadzamy niezbędne operacje matematyczne, a elementy RC służą do uśredniania.

W praktyce łatwiej jest zrealizować taki układ mnożąco-dzielnym przy wykorzystaniu logarytmicznej charakterystyki złącza półprzewodnikowego - mnożenie i dzielenie odpowiada przecież dodawaniu i odejmowaniu logarytmów. Ponieważ układy logarytmujące i alogarytmujące wykorzystujące złącza mogą pracować z prądem jednokierunkowym, na wejściu stosuje się precyzyjny prostownik dwupołkowy, inaczej mówiąc układ wy-



Rys. 2. Schemat blokowy bezpośredniego przetwornika RMS - DC.

znaczania wartości bezwzględnej (modulu).

Ostatecznie więc schemat blokowy przetwornika True RMS wykorzystującego taką pośrednią metodę jest pokazany na rysunku 3b.

Metoda ta ma wiele zalet. Jest prostsza i tańsza od obu omówionych poprzednio. Umożliwia pracę w szerszym zakresie amplitud wejściowych, bo przebiegi nie są mnożone, tylko logarytmowane. Pewną wadą jest mniejsze niż w poprzednich metodach pasmo przenoszenia; jednak jak się okaże i pasmo jest zupełnie wystarczające dla ogromnej większości zastosowań, bo może sięgać rzędu setek kiloherców.

Przetworniki, które zamierzamy przedstawić na łamach EP pracują według tej właśnie koncepcji. W zależności od typu kostki szczegóły są inne, ale podstawowa zasada działania pozostaje taka sama.

### Budowa układu AD736

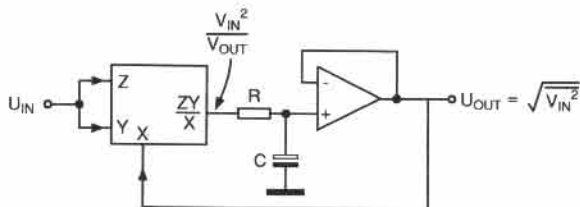
Zajmiemy się teraz szczegółowo układem AD736. Spośród całej rodziny przetworników firmy Analog Devices kostka ta jest najprostsza w użyciu. Oprócz wszystkich innych cech niewątpliwą jej zaletą jest przystępna cena.

Blokowy schemat układu scalonego AD736 znajdziemy na rysunku 4.

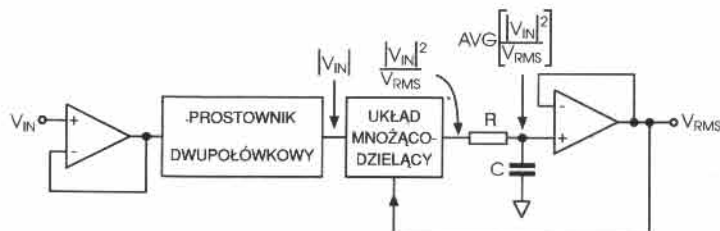
Został on narysowany dwukrotnie, żeby lepiej pokazać drogę sygnału. Pierwszym blokiem jest bufor o wzmacnieniu 1. Bufor ma dwa wejścia. Pierwsze o bardzo wysokiej wartości impedancji (dzięki zastosowaniu tranzystorów polowych) dostępne jest przez nóżkę 2. Dzięki takiej impedancji możliwa jest bezpośrednia współpraca z typowym dzielnikiem napięcia o całkowitej rezystancji 10MΩ.

Końcówka 1 też jest wejściem bufora. Wykorzystując ją można uzyskać szersze pasmo, ale rezystancja wejściowa wynosi wtedy typowo 8kΩ. W rzeczywistości obwód wejściowy związany z nóżką 1 jest zbudowany inaczej niż pokazano na rysunku 4. Gdy wykorzystywane jest wejście wysokoomowe wtedy końcówkę 1 trzeba dołączyć do masy bezpośrednio bądź przez kondensator.

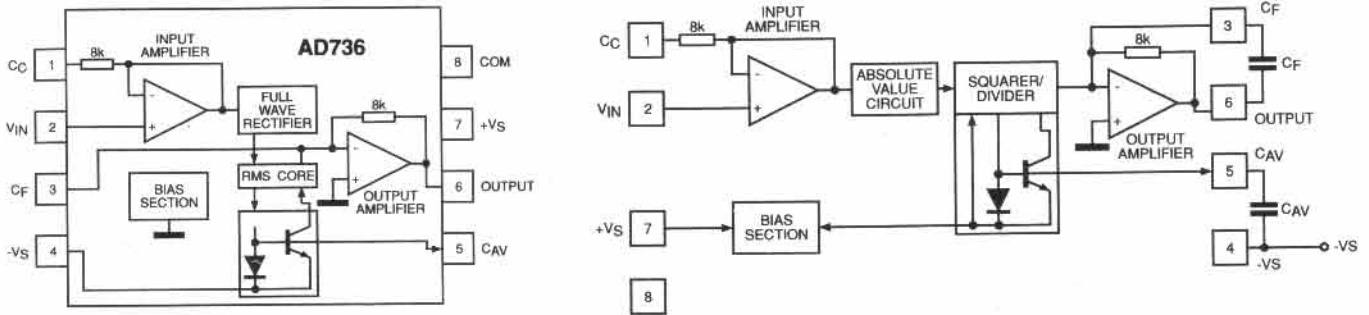
Gdy zewrzymy nóżkę 1 bezpośrednio do



Rys. 3a. Pośrednia metoda wyznaczania wartości skutecznej z układem mnożącym



Rys. 3b. Praktyczna metoda wyznaczania wartości skutecznej



Rys. 4. Blokowy schemat wewnętrznej struktury układu AD736.

masy wtedy pasmo przenoszenia zaczyna się od zera, czyli od prądu stałego. Gdy zastosujemy kondensator, jego pojemność i rezystancja  $8k\Omega$  wyznaczają dolną częstotliwość graniczną (ale uważaj! na poziomie  $-3dB$  czyli  $-30\%$ ). W układach pomiarowych gdzie wymagane są mniejsze odchyłki należy stosować kondensatory o odpowiednio większej pojemności.

Następnym blokiem w układzie jest układ wyznaczający wartość bezwzględna. Jest to precyzyjny dwupołkowy prostownik. Jego obecność jest konieczna ponieważ kolejny blok układ mnożąco-dzieliący może pracować tylko z prądami jednokierunkowymi, a przecież mierzony przebieg przybiera zarówno wartości ujemne jak i dodatnie.

Układ mnożąco-dzieliący składa się z układów logarytmujących i alogarytmujących, przy czym pod tą szumną nazwą kryje się zespół kilku

transystorów i wzmacniaczy operacyjnych. Wykorzystuje się tu bowiem wykładniczą zależność prądu kolektora od napięcia baza-emiter tranzystorów bipolarnych. W tym też stopniu następuje uśrednianie - końcówka 5 umożliwia dołączenie stosownego kondensatora uśredniającego. Należy zauważyć, że kondensator ten dołączony jest równoległe do złącza baza-emiter jednego z tranzystorów układu. Jak wiemy rezystancja statyczna między bazą a emiternem ogromnie się zmienia z napięciem  $U_{BE}$  związku z tym stała czasowa uśredniania nie ma stałej wartości, tylko zmienia się odwrotnie proporcjonalnie do poziomu sygnału wejściowego. Ma to istotne konsekwencje, które omówimy w dalszej części artykułu.

Sygnałem wyjściowym układu mnożąco-dzieliącego jest, jak należało się spodziewać, prąd. Wzmacniacz wyjściowy z rezystorem o wartości nominalnej  $8k\Omega$  w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego pełni rolę

przetwornika prąd-napięcie i sygnałem wyjściowym na nóżce 6 jest dodatkowo napięcie stałe równe wartości skutecznej napięcia wejściowego. Nóżka 3 umożliwia dostęp do wejścia odwracającego wzmacniacza końcowego, co jak się za chwilę przekonamy, jest bardzo potrzebne.

Wyprowadzenie 8 jest punktem wspólnym i przy zasilaniu napięciem symetrycznym jest dołączone do masy. Przy zasilaniu unipolarnym także pełni rolę (sztucznej) masy, względem której mierzy się napięcia wejściowe i wyjściowe.

Do wyprowadzeń 4 i 7 doprowadza się ujemne i dodatnie napięcie zasilające.

W podanych parametrach należy zwrócić uwagę na szeroki zakres napięć zasilania umożliwiający zasilanie układu z jednej baterii 9V.

Pobór prądu jest niewielki od wartości  $0,2mA$  w spoczynku rośnie do ok.  $0,5mA$  przy sygnale wejściowym  $1V_{rms}$ .

Na podkreślenie zasługuje bardzo małe wyjściowe napięcie niezrównoważenia (można je zupełnie zlikwidować za pomocą prostego obwodu korekcyjnego).

Przy większych napięciach zasilania możliwa jest praca z napięciami wejściowymi rzędu podjedynczych woltów. Jednak układ jest optymalizowany do pracy z napięciem maksymalnym  $200mV_{rms}$  - typowym napięciem wejściowym wielu cyfrowych woltomierzy (np ICL7106). Przede wszystkim chodzi tu o zmniejszanie się stałej czasowej związanej z końcówką 5. W niektórych zastosowaniach, gdy mają być mierzone tylko małe częstotliwości praca z większymi napięciami wejściowymi może być uzasadniona.

## Źródła błędów

Dobry przetwornik powinien dokładnie mierzyć wartość skuteczną przebiegów o różnej częstotliwości i dowolnym współczynniku kształtu CF, w tym także napięcia stałe i przebiegi zawierające składową stałą.

Niestety, jak to w życiu bywa, idealnych przyrządów nie ma. Również każdy scalony przetwornik typu true RMS - DC jest obciążony pewnymi błędami. Na niektóre błędy nie mamy wpływu, zaś inne możemy korygować przez odpowiedni dobór elementów. Jednak przy doborze elementów występuje sytuacja zbyt krótkiej koldry. Polepszenie jednych parametrów wywołuje pogorszenie innych. Trzeba więc świadomie wybrać rozwiązanie optymalne dla danego zastosowania.

Generalnie zależy nam na jak najmniejszym błędzie - jak się za chwilę okaże wymaga to zastosowania kondensatorów o dużej pojemności. Duże pojemności oznaczają jednak długi czas ustalania wyniku - a prze-

## Podstawowe dane techniczne układu AD736JN

Zakres napięć zasilania:  $+2,8, -3,2, \pm 16,5V$

Spoczynkowy prąd zasilania: max  $0,2mA$

Zakres temperatur pracy:  $0...+70^{\circ}C$

Błąd całkowity ( $0...200mV_{rms}$  sinus):  $\pm 0,3mV \pm 0,3\%$

Wykorzystane wejście wysokoomowe (nóżka 2)

Maksymalne ciągłe napięcie wejściowe ( $U_{zas} = +2,8, -3,2V$ ):  $200mV_{rms}$

Maksymalne ciągłe napięcie wejściowe ( $U_{zas} \geq \pm 5V$ ):  $1V_{rms}$

Maksymalne szczytowe napięcie wejściowe ( $U_{zas} = +2,8, -3,2V$ ): min  $\pm 900mV$

Maksymalne szczytowe napięcie wejściowe ( $U_{zas} = \pm 5V$ ): typ.  $\pm 2,7V$

Maksymalne szczytowe napięcie wejściowe ( $U_{zas} = \pm 16,5V$ ): min.  $\pm 4V$

Rezystancja wejściowa: typ  $1000G\Omega$

Wykorzystane wejście niskoomowe:  $8k\Omega$  (nóżka 1)

Maksymalne ciągłe napięcie wejściowe ( $U_{zas} = +2,8, -3,2V$ ):  $300mV_{rms}$

Maksymalne ciągłe napięcie wejściowe ( $U_{zas} \geq \pm 5V$ ):  $1V_{rms}$

Maksymalne szczytowe napięcie wejściowe ( $U_{zas} = +2,8, -3,2V$ ): typ.  $\pm 1,7V$

Maksymalne szczytowe napięcie wejściowe ( $U_{zas} = \pm 5V$ ): typ.  $\pm 3,8V$

Maksymalne szczytowe napięcie wejściowe ( $U_{zas} = \pm 16,5V$ ): typ.  $\pm 11V$

Największe dopuszczalne napięcie wejściowe (dla wszystkich napięć zasilających):  $\pm 12V$

Tłumienie tętnień zasilania: typ.  $50\mu V/V$ , max.  $150\mu V/V$

Wejściowe napięcie niezrównoważenia: max.  $\pm 3mV$

Dryft cieplny wejściowego napięcia niezrównoważenia: typ.  $8\mu V/K$ , max.  $30\mu V/K$

Wyjściowe napięcie niezrównoważenia: typ.  $\pm 0,1mV$  max.  $\pm 0,3mV$

Dryft cieplny wyjściowego napięcia niezrównoważenia: typ.  $1\mu V/K$ , max.  $20\mu V/K$

Zakres napięć wyjściowych ( $R_o = 2k\Omega$ )

$U_{zas} = +2,8, -3,2V$ : typ.  $0...+1,7V$

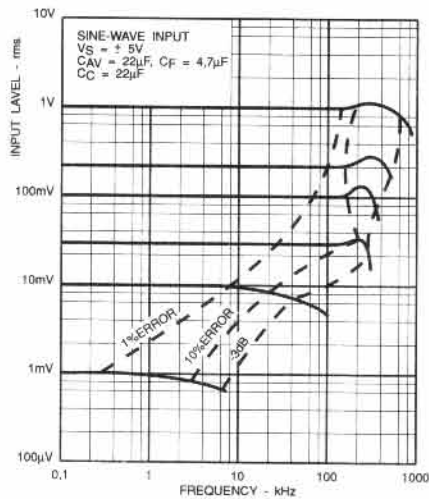
$U_{zas} = \pm 5V$ : typ.  $0...+3,8V$

$U_{zas} = \pm 16,5V$ : typ.  $0...+5V$

Prąd wyjściowy:  $0...2mA$

Prąd zwarciaowy wyjścia: typ.  $3mA$

Pozostałe ważne parametry kostki można znaleźć na rysunkach 5...9.



Rys. 5. Charakterystyka częstotliwościowa przy różnych napięciach wejściowych (wejście - k. 1)

cięż chcielibyśmy szybko odczytać wynik pomiaru.

Zajmijmy się więc teraz zagadnieniem doboru elementów.

Najważniejszą rolę pełni tu kondensator uśredniający oznaczony  $C_{AV}$  na rysunku 4. Zastanówmy się jak pracuje układ, gdy ten kondensator zupełnie pominiemy?

Ze wzoru (5) wynika, iż otrzymamy po prostu zwykły prostownik dwupołkowy.

Taki układ pracy może być użyteczny w praktyce, ponieważ w prosty sposób, bez żmudnego doboru elementów uzyskujemy precyzyjny prostownik dwupołkowy pracujący w szerokim pasmie częstotliwości.

Zauważmy, że końcówka 3 umożliwia dostęp do odwracającego wejścia wzmacniacza końcowego. Jeżeli dołączymy kondensator  $C_p$  pomiędzy nóżki 3 i 6, czyli równolegle do wewnętrznego rezystora 8kΩ, to uzyskamy filtr dolnoprzepustowy.

Jeśli więc nie dołączymy kondensatora  $C_{AV}$ , a zastosujemy  $C_p$  to uzyskamy precyzyjny układ dwupołkowego miernika wartości średniej.

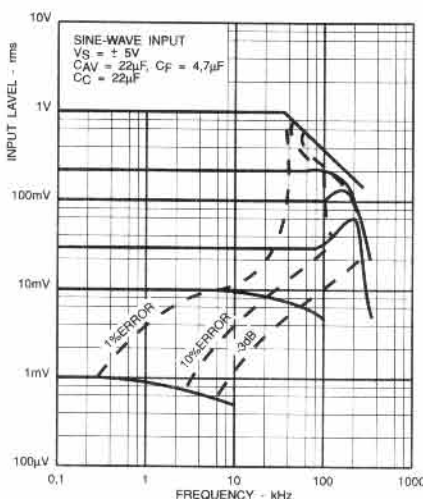
Jeśli z kolei użyjemy kondensatora  $C_{AV}$ , to wreszcie otrzymamy przetwornik wartości skutecznej. Jak wynika z rysunku 7, od pojemności  $C_{AV}$  zależy dokładność przy pomiarze przebiegów o dużym współczynniku szczytu CF (nie mylić z kondensatorem  $C_p$ ). Związane jest to między innymi z budową bloku mnożąco-dzielnego.

Sytuacja ta dotyczy przede wszystkim najmniejszych częstotliwości mierzonych. Pomocą w zrozumieniu będzie rysunek 8. Jeśli na wejście przetwornika podamy przebieg sinusoidalny, to przebieg wyjściowy będzie wyglądał jak na rysunku 8.

Na wyjściu wystąpią na pewno tętnienia o częstotliwości dwa razy większej niż częstotliwość sygnału wejściowego. Ich wartość będzie zależna od wartości stałej czasowej uśredniania, czyli w sumie od pojemności kondensatora  $C_{AV}$ .

Jeśli nasz przetwornik będzie dołączony do cyfrowego woltomierza napięcia stałego, to występujące tętnienia spowodują, że kolejne pomiary będą dawać różne wyniki. Pojemność  $C_{AV}$  powinna być zatem jak największa.

Aby usunąć tętnienia można i należy za-



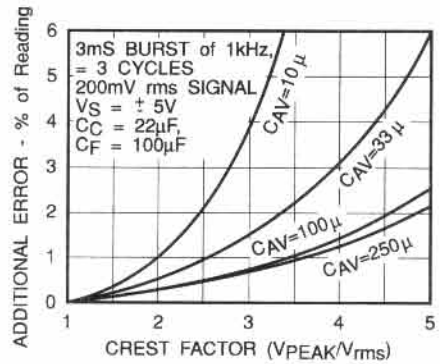
Rys. 6. Charakterystyka częstotliwościowa przy różnych napięciach wejściowych (wejście - k. 2)

stosować dodatkowy stopień filtrujący wykorzystujący wzmacniacz końcowy i kondensator  $C_p$ .

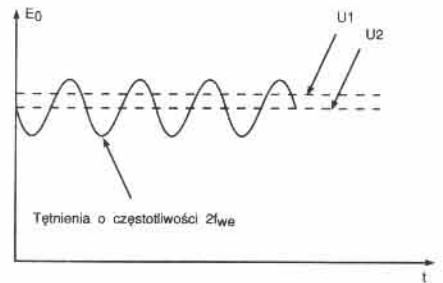
Ponadto, jak wynika ze wzoru (5) jeśli uśrednianie nie będzie idealne, to pojawi się dodatkowy błąd - tak zwany błąd stałoprądowy. Na rysunku 10 jest to różnica między wartością oczekiwaną  $U_1$ , a wartością rzeczywistą  $U_2$ . Błąd ten wynika z niedoskonałego uśredniania, a więc też jest zależny od pojemności  $C_{AV}$  - również z tego względu korzystna jest duża wartość pojemności.

Powiedzmy tu wyraźnie, że o ile dodatkowy stopień filtrujący z kondensatorem  $C_p$  może radykalnie zmniejszyć tętnienia, to jednak nie ma on żadnego wpływu na omawiany błąd stałoprądowy. Tu pomaga tylko zwiększanie pojemności  $C_{AV}$ .

Z drugiej strony pamiętamy, że zastępcza rezystancja złącza emiter-baza współpracującego z kondensatorem  $C_{AV}$  zmienia się w zależności od chwilowego poziomu sygnału. Wobec tego stałe czasowe ładowania i rozładowania będą różne. Gdy więc poziom sygnału wejściowego maleje stała czasowa uśredniania gwałtownie rośnie. Gdy dla uzyskania małych błędów stosujemy duże pojemności to przy zmniejszaniu się poziomu na wejściu będziemy długo czekać na ustalenie wyniku pomiaru. Przy wzroście syg-



Rys. 7. Błąd dodatkowy w zależności od współczynnika szczytu



Rys. 8. Sygnał wyjściowy przy sinusoidalnym przebiegu wejściowym.

nału wynik ustali się szybciej. Patrząc z tego punktu widzenia powinniśmy zastosować w układzie jak najmniejsze pojemności.

Ostateczna decyzja zależy więc będzie od wielkości sygnału mierzonego, najmniejszej częstotliwości mierzonej, dopuszczalnych błędów i oczekiwanego czasu ustalania wskazań. Dużą pomocą przy wyborze wartości kondensatorów będą sugestie zawarte w tabeli 2.

Zwróćmy uwagę, iż oprócz pojemności podano także zalecany zakres napięć wejściowych - przy większych napięciach wejściowych trzeba stosować większe pojemności kondensatorów. Optymalne wyniki zależą także od stosunku pojemności  $C_{AV}$  i  $C_p$ .

Piotr Górecki, AVT

Tabela 2. Proponowane wartości kondensatorów w zależności od zastosowania.

Zastosowanie	Skuteczne napięcie wejściowe	Dolna częstotliwość graniczna (-3DB)	Max. Crest Factor	$C_{AV}$	$C_p$	Czas ustalania do 1%
Ogólnego przeznaczenia True RMS	0V - 1V	20Hz	5	150µF	10µF	360ms
		200Hz	5	15µF	1µF	36ms
		20Hz	5	33µF	10µF	360ms
		200Hz	5	3,3µF	1µF	36ms
Ogólnego przeznaczenia (prostownik uśredniający)	0V - 1V	20Hz		0µF	33µF	1,2s
		200Hz		0µF	3,3µF	120ms
		20Hz		0µF	33µF	1,2s
		200Hz		0µF	3,3µF	120ms
Do pomiarów w obwodach z tyrystorami sterowanymi fazowo	0mV - 200mV	50Hz	5	100µF	33µF	1,2s
		60Hz	5	82µF	27µF	1,0s
		50Hz	5	50µF	33µF	1,2s
		60Hz	5	47µF	27µF	1,0s
Zastosowania audio	0mV - 200mV	Mowa	3	1,5µF	0,5µF	18ms
		Muzyka	10	100µF	68µF	2,4sec.