

Maciej Kulawik

PRZETWORNIK NAPIĘCIA ZMIENNEGO 20 Hz-20 kHz NA NAPIĘCIE STAŁE
JAKO UKŁAD WEJŚCIOWY DO WOLTOMIERZA CYFROWEGO

Streszczenie. W pracy opisano przetwornik umożliwiający pomiar napięć sinusoidalnie zmiennych o częstotliwościach 20 Hz-20 kHz przy pomocy woltomierza cyfrowego. Przedstawiono analizę teoretyczną i wyniki badań układu praktycznego.

1. Wstęp

Cyfrowy pomiar napięć zmiennych nie notuje tak dużych i szybkich postępów, jak cyfrowy pomiar napięć stałych. Obecnie spotyka się wiele różnych rozwiązań woltomierzy napięć zmiennych. Najczęściej spotykanymi woltomierzami napięć zmiennych są woltomierze, przy pomocy których dokonywany jest pomiar wartości średniej napięcia mierzonego. Bardzo niewiele rozwiązań dotyczy pomiaru wartości skutecznej napięcia mierzonego.

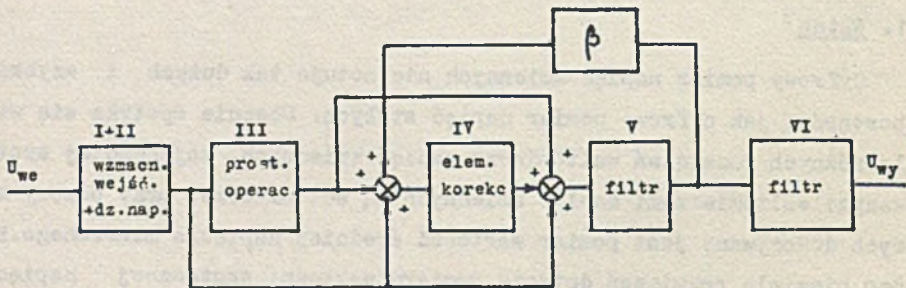
Metody pomiaru wartości skutecznej napięcia polegają między innymi na wykorzystaniu zjawiska cieplnego [1] lub wykorzystaniu detekcji kwadratowej [2],[3]. W przetwornikach tego typu bardzo trudno uzyskać duże dokładności w szerokim paśmie częstotliwości, co utrudnia współpracę z woltomierzem cyfrowym. Znacznie łatwiej uzyskać można wymaganą dokładność w przetwornikach do woltomierzy, mierzących wartość średnią napięcia. Większość przetworników tego typu zapewnia dużą dokładność w paśmie częstotliwości 20 Hz-10 kHz [4],[5],[6],[7].

W celu poprawienia dokładności przetwornika w zakresie częstotliwości 10 kHz-20 kHz wprowadza się specjalny układ korekcyjny [8]. Opisany w artykule przetwornik umożliwia pomiar wartości średniej na-

pięcia sinusoidalnie zmiennego wyprostowanego dwupołkowego w paśmie częstotliwości 20 Hz-20 kHz.

2. Zasada działania przetwornika

Schemat blokowy przetwornika jest przedstawiony na rys. 1. Zasada działania przetwornika jest następująca: Element I jest to układ wejściowy, w skład którego wchodzi dzielniki napięć dla odpowiednich podzakresów. Część II stanowi szerokopasmowy wzmacniacz prądu zmiennego.



Rys. 1

Ze względu na wymaganą dużą oporność wejściową układu część wejściowa tego wzmacniacza jest wykonana na tranzystorach polowych. Wzmacniacz ten objęty jest silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Po przejściu przez wzmacniacz wejściowy sygnał sinusoidalny przedostaje się do prostownika operacyjnego III. Tu następuje jednopółkowe prostowanie, a następnie sygnał sinusoidalny sumuje się z wyprostowanym jednopółkowo. Ponieważ amplituda sygnału wyprostowanego jednopółkowo jest dwukrotnie większa niż amplituda sygnału sinusoidalnego, więc w sumie otrzymuje się sygnał wyprostowany dwupołkowo. Sygnał ten przedostaje się na wejście elementu V, który jest filtrem dolnoprzepusto-

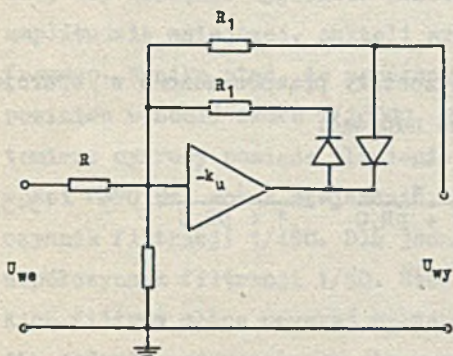
wym. Na wyjściu tego elementu otrzymujemy składową stałą przebiegu sinusoidalnego wyprostowanego dwupołówkowo. Blok IV służy do korekcji charakterystyki przetwarzania w zakresie wyższych częstotliwości. Element ten jest również zasilany przebiegiem wyprostowanym dwupołówkowo a sygnał korekcyjny dostaje się na wejście filtra w torze głównym. Sygnał wyjściowy filtra V dostaje się na wejście elementu VI. Element ten pełni funkcję filtra dolnoprzepustowego oraz dopasowuje napięcie wyjściowe przetwornika do zakresów napięciowych woltomierza cyfrowego.

3. Analiza działania poszczególnych bloków przetwornika

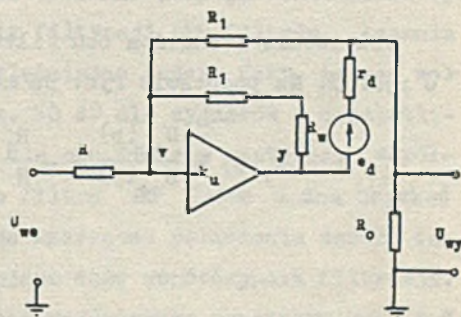
3.1. Analiza prostownika operacyjnego

Podstawowym elementem przetwornika jest tzw. prostownik operacyjny, przedstawiony na rys. 2a. W przyjętym do obliczeń schemacie z rys. 2b przyjęto następujące założenia:

- dioda spolaryzowana w kierunku przewodzenia została zastąpiona szeregowym połączeniem SEM e_d i rezystancji dynamicznej r_d ,



Rys. 2a



Rys. 2b

- b) dioda spolaryzowana w kierunku zaporowym została zastąpiona opornością diody w kierunku zaporowym,
- c) przyjęto, że rezystancja wejściowa wzmacniacza operacyjnego $R_{we} = \infty$ a rezystancja wyjściowa takiego wzmacniacza $R_{wy} = 0$, gdyż jak pokazano w [9] dla $k_u \gg 1$ nie ma to praktycznie żadnego wpływu na charakterystykę dynamiczną prostownika operacyjnego.

Na podstawie rys. 2b można napisać:

$$U_{wy} = \frac{\frac{U_{we}}{R} \left(\frac{r_d}{k_u} - R_1 \right) + \frac{e_d}{k_u} \cdot R_1 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R} \right) + \frac{e_d R_1}{R_1 + R_w} \left(1 + \frac{1}{k_u} \right)}{R_1 r_d \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_o} \right) \cdot \left[\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_1} \right) k_u + \frac{1}{R_1 + R_w} \left(1 + \frac{1}{k_u} \right) \right] + 1 - \frac{r_d}{R_1 k_u}} \quad (3.1)$$

Dla typowych parametrów wzmacniacza operacyjnego i zastosowanych elementów: $k_u = 45000$, $R_w = 10^8 [\Omega]$, $r_d = 100 [\Omega]$, $e_d = 0,7 [V]$, $R_1 = 2R = 20 [k\Omega]$ otrzymuje się przybliżony wzór

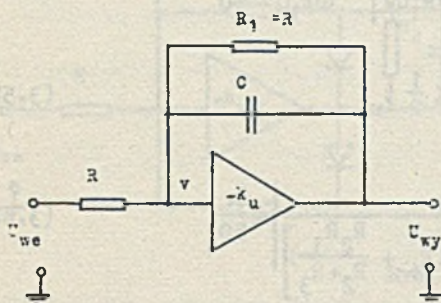
$$U_{wy} = - \frac{R_1}{R} U_{we} \quad (3.2)$$

Okazuje się, że błąd powstały wskutek tego uproszczenia jest minimalny i znacznie mniejszy od żądanej dokładności przetwornika.

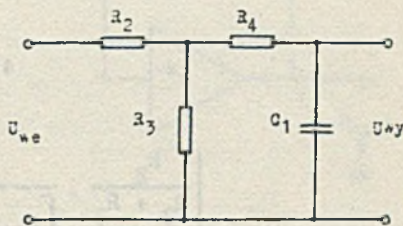
3.2. Analiza działania filtrów

Obliczenia i analiza obu filtrów zostały przeprowadzone w oparciu o rys. 3. Na podstawie rys. 3a można napisać:

$$K_1(p) = \frac{U_{wy}(p)}{U_{we}(p)} = - \frac{R_1}{R} \frac{1}{1 + pR_1C} = - \frac{1}{1 + pR_1C} \quad (3.3)$$



Rys. 3a



Rys. 3b

Analogicznie dla rys. 3b można napisać

$$K_2(p) = \frac{U_{wy}(p)}{U_{we}(p)} = \frac{R_3}{(R_2 + R_3)} \frac{1}{\left[1 + pC_1 \left(R_4 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \right) \right]} \quad (3.4)$$

Każdy z filtrów powinien zmniejszyć składową zmienną napięcia w taki sposób, aby napięcie wyjściowe przetwornika zawierało składową zmienną o amplitudzie mniejszej, aniżeli wynosi ostatnia pozycja woltomierza cyfrowego. Wynika stąd, że współczynnik filtracji obu filtrów łącznie powinien wynosić około 1/20000. Uwzględniając jednak fakt, że sam woltomierz cyfrowy posiada tłumienie ok. 50 dB dla sygnałów o częstotliwości $f > 50$ Hz, można stwierdzić, że dla obu filtrów wystarczy współczynnik filtracji 1/450. Dla jednego filtru RC łatwo można uzyskać współczynnik filtracji 1/50. Stosując szeregowe połączenie dwóch takich filtrów można uzyskać wystarczająco duży współczynnik filtracji. Aby jednak czas ustalania się napięcia wyjściowego przetwornika " t_u " nie był zbyt długi, należy możliwie zmniejszyć stałe czasowe obu fil-

trów. Wynikają stąd następujące warunki dla $f = 40$ Hz (minimalna częstotliwość pierwszej harmonicznej sygnału sinusoidalnego wyprostowanego dwupołówkowo).

$$\left| -\frac{R_1}{R} \cdot \frac{1}{(1 + j\omega R_1 C)} \right| = \frac{1}{\omega R_1 C} \leq \frac{1}{50} \quad (3.5a)$$

$$4R_1 C \leq \frac{1}{2} t_u \quad (3.5b)$$

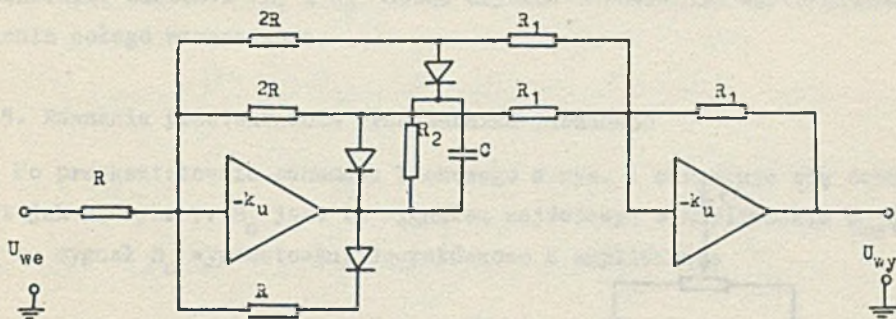
$$\left| \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot \frac{1}{\left[1 + jC_1 \left(R_4 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \right) \right]} \right| \leq \frac{1}{50} \quad (3.6a)$$

$$4C_1 \left(R_4 + \frac{R_2}{2} \right) \leq \frac{t_u}{2} \quad (3.6b)$$

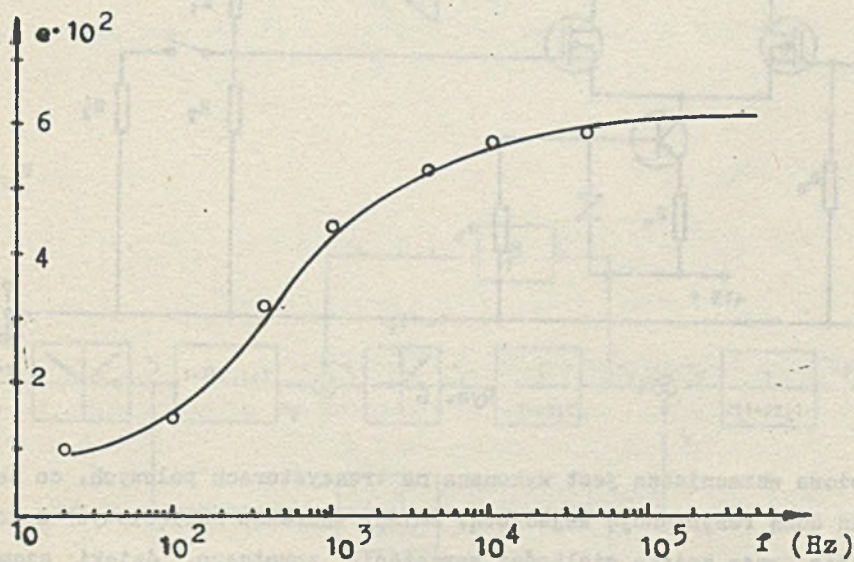
z zależności (3.5ab) i (3.6ab) można obliczyć wartości elementów obu filtrów.

3.3. Analiza elementu korekcyjnego

Schemat tego elementu przedstawiono na rys. 4. Element ten zbudowany jest na dwóch wzmacniaczach operacyjnych. Pierwszy z tych wzmacniaczy jest objęty 3 nieliniowymi sprzężeniami zwrotnymi. Jedna z tych gałęzi zawiera przy tym dwójnik RC. Ponieważ elementu RC nie można oddzielić od części nieliniowej w gałęzi sprzężenia zwrotnego, więc przeprowadzenie szczegółowych obliczeń będzie bardzo skomplikowane, a wyniki będą przy tym mało czytelne. Zamiast obliczeń zostały przeprowadzone pomiary elementu korekcyjnego. Wartości elementów RC zostały dobrane eksperymentalnie. Nachylenie charakterystyki dynamicznej elementu korekcyjnego jest stałe dla określonej częstotliwości i wynosi $\frac{U_{wy}}{U_{we}} = k_k [1 + e(\omega)]$. Zależność współczynnika "e" od częstotliwości jest podana na rys. 5.



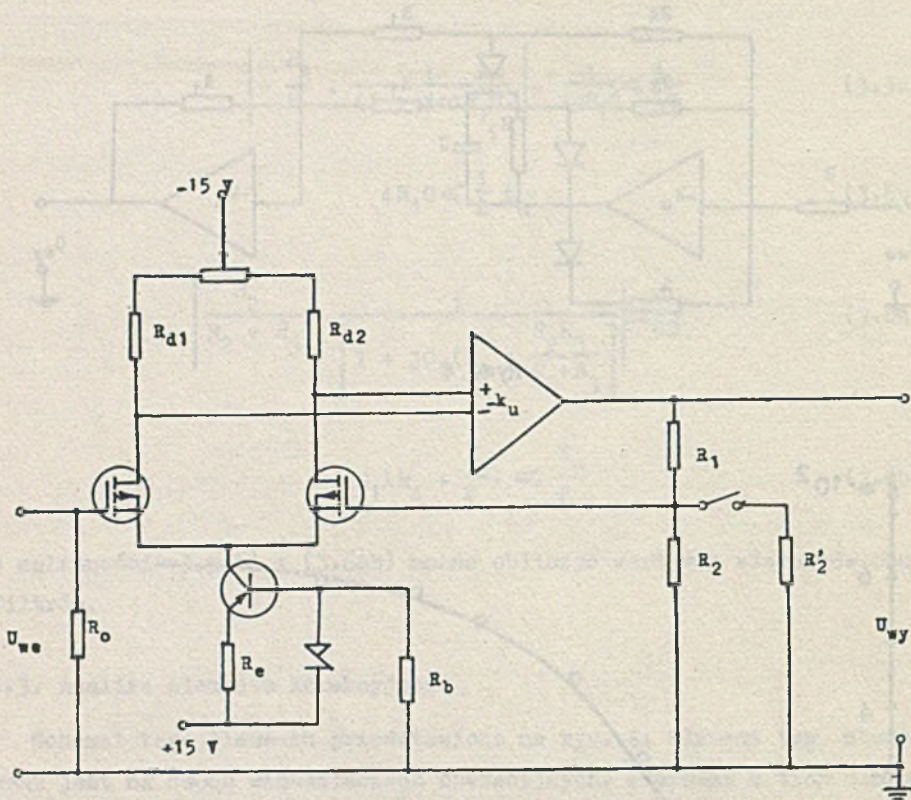
Rys. 4



Rys. 5

3.4. Analiza wzmacniacza wejściowego

Schemat wzmacniacza jest przedstawiony na rys. 6. Jest to wzmacniacz szerokopasmowy o częstotliwości granicznej ok. 200 kHz. Część



Rys. 6

wejściowa wzmacniacza jest wykonana na tranzystorach polowych, co zapewnia dużą rezystancję wejściową. Zmiany zakresów napięciowych dokonuje się przez zmianę wielkości sprzężenia zwrotnego, dzięki czemu wzmacnienie całego wzmacniacza zmienia się 10 razy. Na podstawie rys. 6 można napisać:

$$\left| \frac{U_{wy}}{U_{we}} \right| = \left| \frac{k_r k_u}{1 + k_r k_u \beta_{sz}} \right| = \frac{1}{\beta_{sz}} \quad \text{dla } k_u \gg 1 \quad (3.7)$$

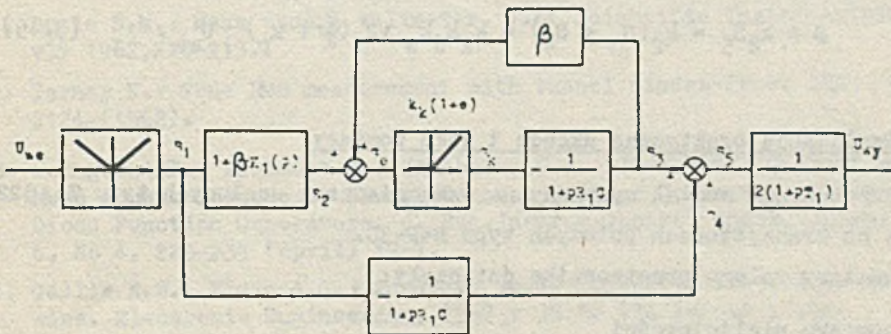
$$\left| \frac{U_{wy}}{U_{we}} \right| = \frac{1}{\beta_{sz}} = 1 + \frac{R_1}{R_2}. \quad (3.8)$$

Dobierając wartości R_1 i R_2 można uzyskać odpowiednie wartości wzmocnienia całego wzmacniacza.

3.5. Równanie przetwarzania przetwornika idealnego

Po przekształceniu schematu blokowego z rys. 1 otrzymuje się schemat jak na rys. 7. S_0 jest tu sygnałem wejściowym o amplitudzie $U_{we} \sqrt{2}$. S_1 to sygnał S_0 wyprostowany dwupołówkowo o amplitudzie

$$S_{1m} = U_{we} \sqrt{2} \cdot k_d \cdot k_w. \quad (3.9)$$



Rys. 7

Dla wartości ω, R, C przyjętych w układzie amplituda sygnału S_2 jest równa amplitudzie sygnału S_1 . W dalszym ciągu

$$S_2(t) - S_3(t)\beta = S_e(t) \quad (3.10)$$

$$S_3(t) = S_3 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{T-t_0} S_e(t) k_k (1+e) dt = \frac{(1+e) k_k}{T} \int_{t_0}^{T-t_0} [S_2(t) - S_3(t) \beta] dt \quad (3.11)$$

$$S_2(t) = S_{2m} [\sin \omega t] = k_d k_w U_{we} \sqrt{2} [\sin \omega t]. \quad (3.12)$$

Podstawiając (3.12) do (3.11) i całkując otrzymuje się

$$\sqrt{1 - \left(\frac{S_3 \beta}{S_{2m}}\right)^2} - \left(\frac{S_3 \beta}{S_{2m}}\right) \cdot \arccos \left(\frac{S_3 \beta}{S_{2m}}\right) = \left(\frac{S_3 \beta}{S_{2m}}\right) \cdot \frac{T}{k_k (1+e) \beta}. \quad (3.13)$$

Z równania (3.13) wynika, że zależność $S_3 = f(S_{2m})$ jest liniowa.
Zatem

$$S_3 = k_p S_{2m}, \quad (3.14)$$

gdzie

$$k_p = \text{const.}$$

W dalszym ciągu

$$S = k_2 S_5 = k_2 (S_3 + S_4) = k_2 k_d k_w \sqrt{2} \left(\frac{2}{\pi} + k_p\right) U_{we}. \quad (3.15)$$

4. Realizacja praktyczna układu i jego pomiary

Przetwornik został wykonany na wzmacniaczach scalonych typu TAA522 oraz na tranzystorach polowych typu BWP-30.

Pomiary całego przetwornika dotyczyły:

- o pomiaru nieliniowości
- o pomiaru rezystancji wejściowej i wyjściowej,
- o pomiaru wpływu zmian napięć zasilających i temperatury na pracę układu.

- Ad a) W wyniku przeprowadzonych pomiarów okazało się, że nieliniowość przetwornika mierzona jako stosunek różnicy rzędnych zmierzonej wartości napięcia i wartości obliczonej z zależności (3.15) do maksymalnego napięcia wyjściowego przetwornika, jest mniejsza od 0,09% w zakresie częstotliwości od 20 Hz-20 kHz.
- Ad b) Rezystancja wejściowa przetwornika wynosi 10 [M Ω] a rezystancja wyjściowa wynosi 100 [k Ω].
- Ad c) W układzie daje się zauważyć silny wpływ zmian napięć zasilających i temperatury na wynik pomiaru przy czym do temperatury 30°C powstały błąd jest mniejszy od 0,1%.

5. Wnioski

Zaprojektowany układ cechuje się dużą dokładnością w zakresie częstotliwości 20 Hz-20 kHz, a przy tym jego budowa jest stosunkowo prosta. Posiada dużą rezystancję wejściową. Jego wady to silny wpływ napięć zasilających i nieco słabszy wpływ temperatury na wynik pomiaru.

LITERATURA

1. Bozic S.M.: Mean square voltmeter. J.of Scientific Instruments Nr 5 v39 1962, 210-213.
2. Tarnay K.: True RMS measurement with tunnel diodes. Proc. IRE 50, 2124 (1962).
3. Yamaguchi T., Yamamoto S., Ishibashi S.: Alternating Current Root Mean Square Voltage to Direct Current Voltage Converter Utilising Diode Function Generators. J. Soc. Instrum. Control Engrs. (Japan) vol. 6, No 4, 225-235 (april) 1967.
4. Gellie R.W., Klein A.G.: Accurate ac-dc Converter for low frequencies. Electronic Engineering, 1967 v 39 Nr 474 August 1967, 84.
5. Marzetta L.A., Flach D.R.: Design features of a precision ac-dc converter. Nat. Bur. Stand. (USA) 73c (Engr and Instr) Nr 3 and 4, 47-55 (July-Dec 1969).
6. Donauhauer F., Lucius H., Negele G.: Rechenerstärker. Elektronik, 1966 Nr 8, 249-252.
7. Branko Car.: Ein schneller Wechsel-Gleichspannungs Umsetzer für die Regeltechnik. Elektronik 1970 Heft 12.

8. Woltomierz cyfrowy V 531 "Elpo" Instrukcja obsługi.
9. Wołgin L.I. Liniejnnye elektriceseskiye preobrazowateli dla izmeritelnyh priborow i sistem "Sowietskoe Radio". Moskwa 1971.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ 20 Hz - 20 kHz
В ИСТОЧНИКЕ НАПРЯЖЕНИЯ КАК ВХОДНОЕ УСТРОЙСТВО
ДЛЯ ЦИФРОВОГО ВОЛЬТМЕТРА

Р е з ю м е

В работе описан преобразователь, который даёт возможность измерения синусоидальных напряжений 20 Hz - 20 kHz при помощи цифрового вольтметра. Дан теоретический анализ и результаты исследований модели.

AC-DC CONVERTOR (20 Hz - 20 kHz) AS INPUT STAGE
TO DIGITAL VOLTMETER

S u m m a r y

In the article sinus voltage convertor for frequencies 20 Hz-20kHz to DC, to digital voltmeter, has been described. Theoretical analysis and results of investigations have been presented.