

Technika Pomiarowa

Przyrządy i metody pomiarowe wielkości elektrycznych

Multimetry cyfrowe

Liczniki uniwersalne

Pomiary RLC

Pomiary mocy i energii

studia niestacjonarne I stopnia (tryb „na odległość”)

Wprowadzenie: multimetry cyfrowe



Fluke 187



APPA 97



Multimetry cyfrowe są powszechnie stosowane w pracach inżynierskich i naukowych. Oferta rynkowa multimetrów jest bardzo szeroka i obejmuje zarówno proste multimetry przenośne w cenie kilkudziesięciu złotych jak znacznie bardziej złożone multimetry laboratoryjne w cenie kilkudziesięciu tysięcy złotych. Najczęściej mamy do czynienia z multimetrami ogólnego przeznaczenia, ale dostępne są również przyrządy specjalizowane dla określonych zastosowań np. w technice motoryzacyjnej.

Podstawowe funkcje pomiarowe

napięcie stałe i przemienne

prąd stały i przemienny

rezystancja

pojemność

częstotliwość

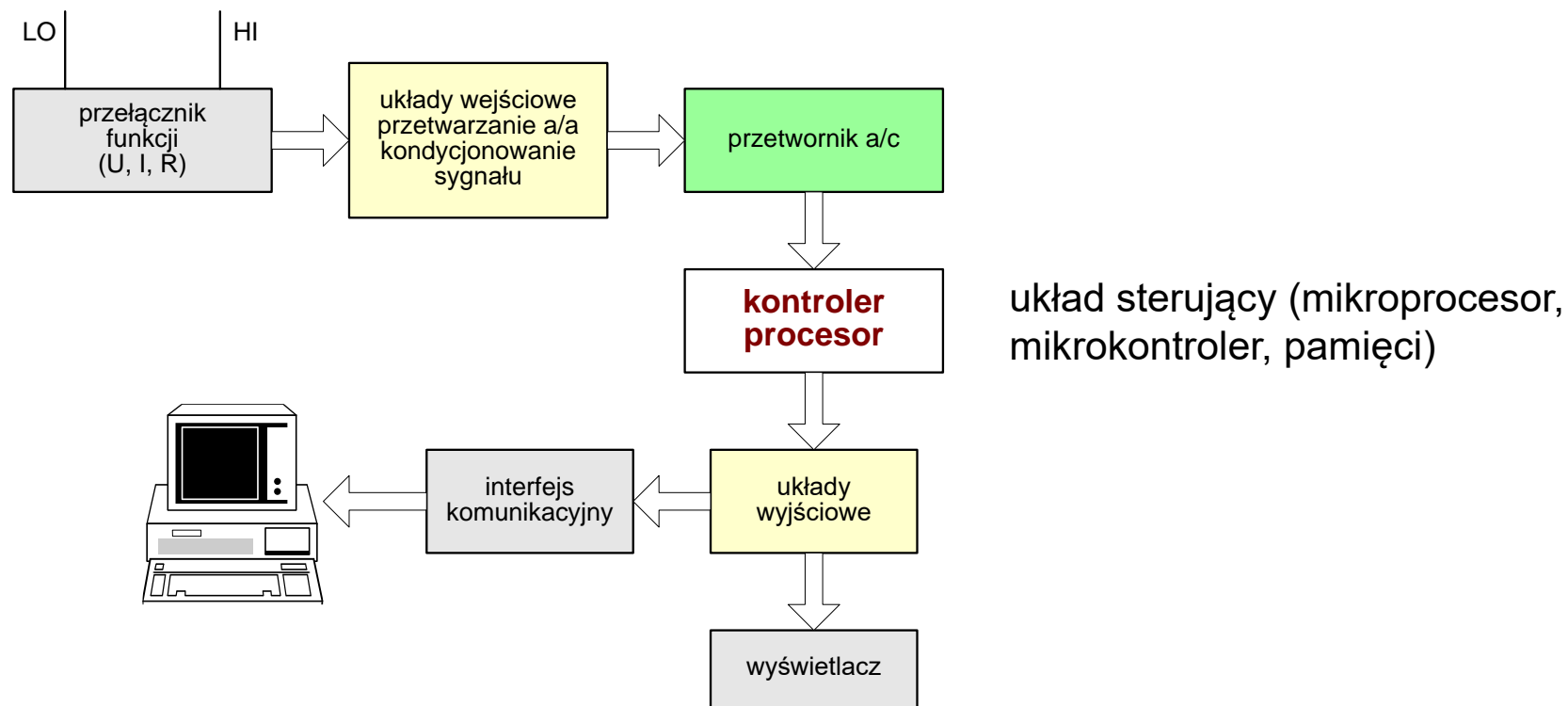
*Nawet najprostszy multimetr oferuje możliwość pomiaru: napięcia stałego i zmiennego, prądu stałego i zmiennego, rezystancji, częstotliwości, a często również pojemności i okresu. Takie sformułowanie funkcji pomiarowych stanowi pewne uproszczenie. Zauważmy, że ustawienie przełącznika wyboru funkcji na pozycję VDC (pomiar napięcia stałego) oznacza w praktyce pomiar **wartości średniej** napięcia, a pozycja VAC (pomiar napięcia przemiennego) oznacza pomiar **wartości skutecznej** napięcia przemiennego [patrz Moduł 1 slajd 23 i 24]. Inna sprawa na ile jest to pomiar prawidłowy i dokładny.*

Funkcjonalność multimetru

- pomiary względne (dB, dBm)
- skalowanie wyniku (funkcja liniowa $Ax+B$)
- obliczenia statystyczne
- rejestracja wyników w pamięci
- sygnalizacja przekroczenia zadanych wartości (LOW, PASS, HIGH)
- testowanie ciągłości
- testowanie złącz półprzewodnikowych
- automatyczny wybór zakresu
- możliwość współpracy w systemie pomiarowym

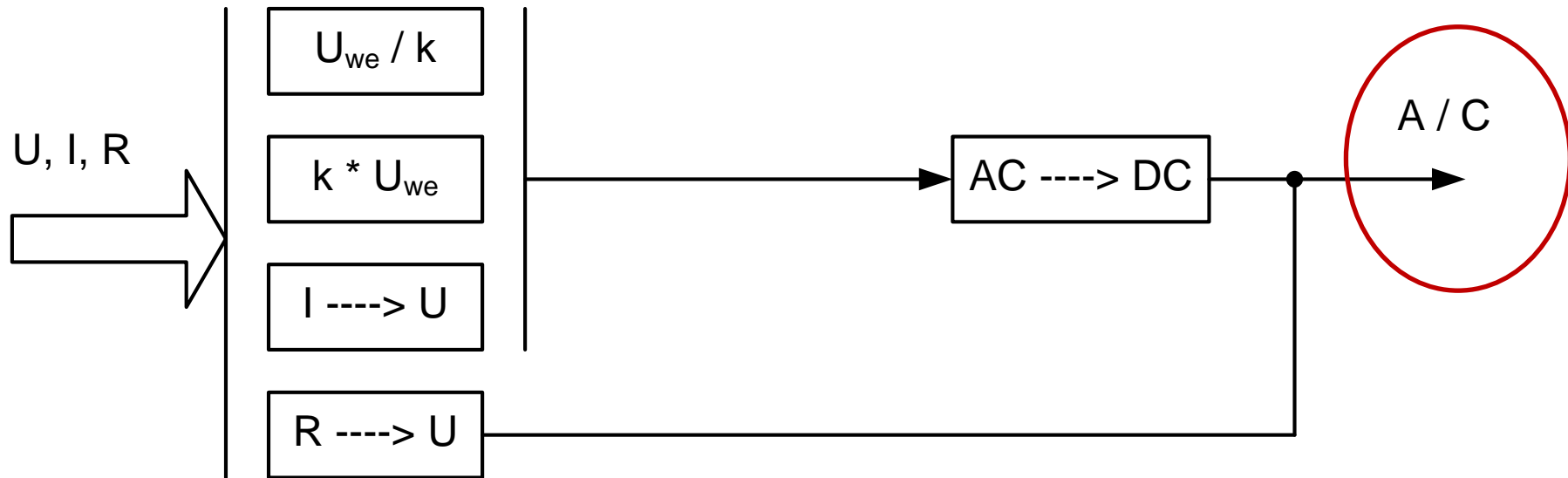
Funkcjonalność multimetru przejawia się w automatyzacji obsługi i rejestracji wyników (automatyczna zmiana zakresów pomiarowych, zapamiętywanie wyników w pamięci multimetru z możliwością transferu do komputera), dostępności wykonywania operacji arytmetycznych (skalowanie wyników, obliczenia statystyczne, pomiary względne w dB i dBm [patrz Moduł 1 slajd 38], identyfikacji właściwości obwodów elektrycznych (testy ciągłości połączeń i przewodzenia złącz półprzewodnikowych).

Struktura multimetru



Struktura multimetru nie różni się znacząco od podstawowej struktury toru pomiarowego [patrz Moduł 1 Slajd 10] i obejmuje blok kondycjonowania sygnałów (przetwarzania analogowego), przetwarzanie analogowo-cyfrowe, układy wyjściowe sterujące pracą wyświetlaczy i interfejsów komunikacyjnych. Multimetr musi być wyposażony w przełącznik funkcji w postaci pokrętki na płycie czołowej (multimetry przenośne) lub przycisków (multimetry laboratoryjne). Charakterystycznym elementem praktycznie każdego współczesnego przyrządu pomiarowego jest układ sterujący (mikroprocesor). Zastosowanie mikroprocesorów w wewnętrznej strukturze multimetru umożliwiło przeprowadzanie obliczeń na wynikach pomiarów, automatyzację obsługi, pracę systemową itp. Spektakularnym efektem wykorzystania mikroprocesorów jest poprawa właściwości metrologicznych przyrządu. Odbywa to się na etapie kalibracji torów pomiarowych i polega na wprowadzeniu współczynników korygujących numerycznie wyniki pomiarów zgodnie z aktualnymi charakterystykami przetworników wejściowych. Taka automatyczna kalibracja zapobiega konieczności demontażu przyrządu i ręcznego dostrajania układów elektronicznych.

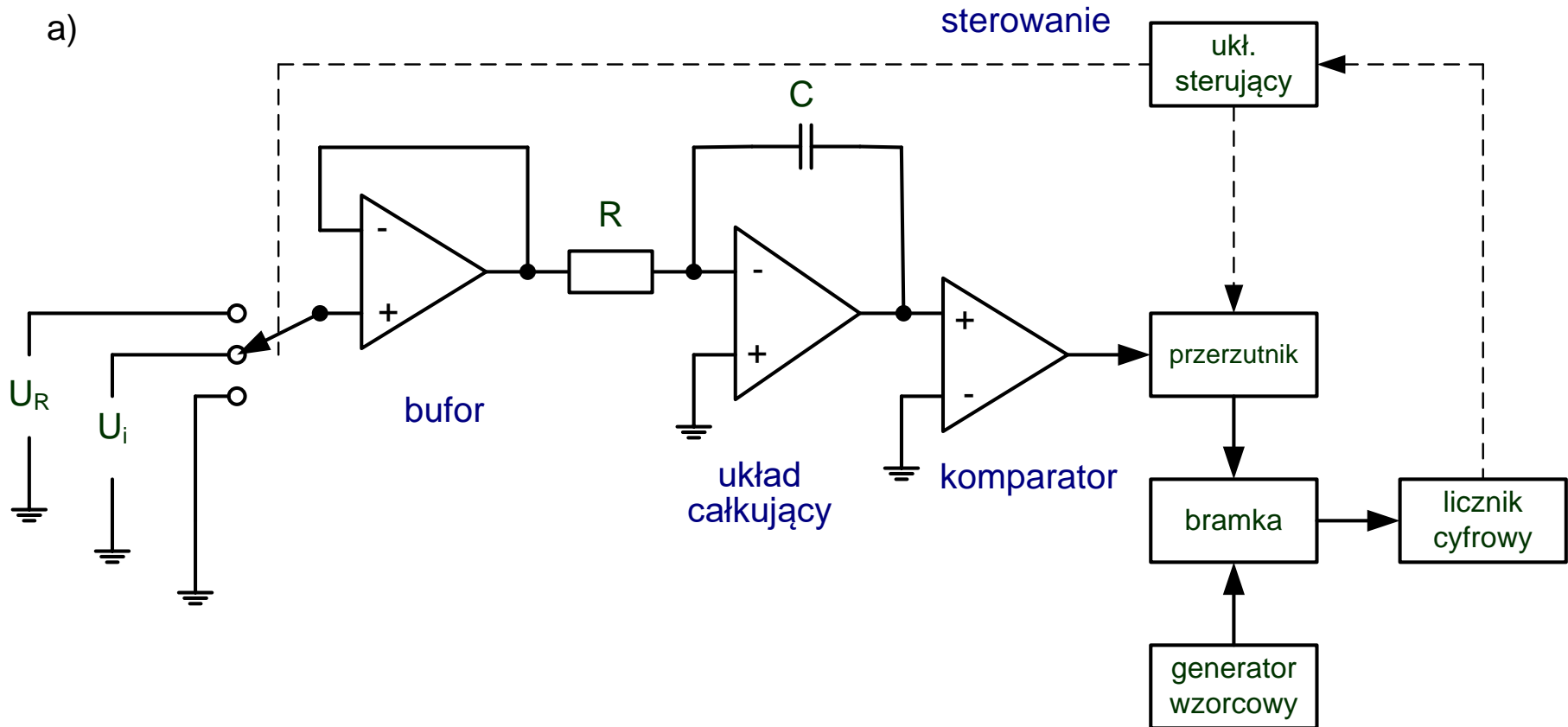
Układy wejściowe



Ze względu na to, że przetwornik a/c przetwarza napięcie stałe (ściśle wartość średnią napięcia w czasie integracji), każda wielkość mierzona musi zostać poddana kondycjonowaniu, tj. takiemu przetwarzaniu wstępnemu, by przetwornik analogowo-cyfrowy otrzymał na wejściu odpowiedni rodzaj i poziom sygnału (np. napięcie stałe z zakresu od 0 do 10V). Wszystkie mierzone wielkości i funkcje pomiarowe są sprowadzone w efekcie do pomiaru napięcia stałego.

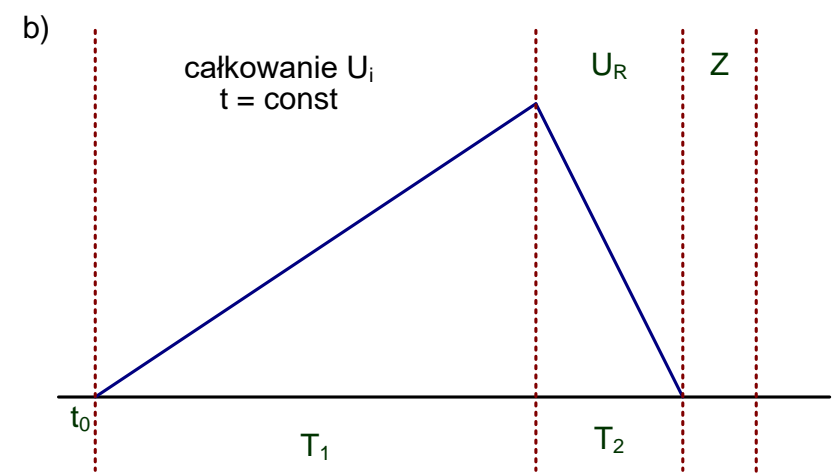
Na rysunku symbolicznie zaznaczono dzielnik/wzmacniacz sygnału, przetwarzani $R, I \rightarrow U$ oraz konwersję $AC \rightarrow DC$.

Metoda podwójnego całkowania 1



Podstawową metodą przetwarzania analogowo-cyfrowego stosowaną w multimetrach jest metoda integracyjna - podwójnego całkowania.

Metoda podwójnego całkowania 2



$$U = \frac{1}{RC} \int_{t_0}^{t_0+T_1} U_i dt = \frac{1}{RC} \bar{U}_i T_1 \quad (1)$$

$$0 = U - \frac{1}{RC} \int_{t_0+T_1}^{t_0+T_1+T_2} U_R dt \quad (2)$$

$$\frac{1}{RC} \bar{U}_i T_1 = \frac{1}{RC} U_R T_2 \quad (3)$$

$$T_2 = \frac{T_1 \bar{U}_i}{U_R} \quad (4)$$

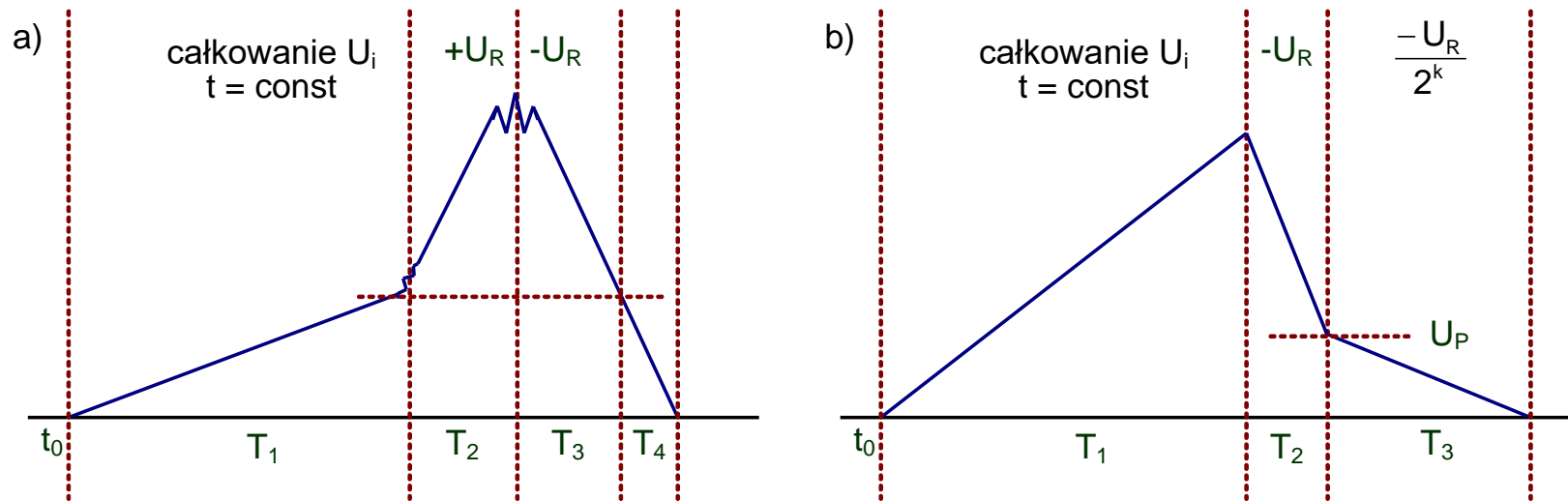
$$N_2 = \frac{N_1 \bar{U}_i}{U_R} \quad (5)$$

$$N_m = \frac{N_1 U_{FS}}{U_R} \quad (6)$$

W pierwszej fazie przetwarzania jest całkowane napięcie wejściowe w ściśle określonym czasie T_1 . Po czasie T_1 napięcie na kondensatorze jest proporcjonalne do wartości średniej napięcia wejściowego co wynika ze wzoru (1). W drugiej fazie kondensator jest rozładowywany prądem ze źródła U_R o polaryzacji przeciwnej do napięcia wejściowego. Po czasie T_2 napięcie na kondensatorze spada do 0. Ze wzoru (2) i po prostych przekształceniach otrzymuje się zależność (4), z której wynika, że czas rozładowania kondensatora w drugiej fazie jest proporcjonalny do wartości średniej napięcia wejściowego. Czas T_2 nie zależy od parametrów układu RC, zatem nie ma on istotnego wpływu na wartość czasu, ale wpływa na błędy przetwarzania. Jeżeli czasy T_1 i T_2 są mierzone cyfrowo to również dokładna wartość częstotliwości generatora wzorcowego nie wpływa na wynik pomiaru. Potencjalnym źródłem błędu wzmocnienia przetwornika może być napięcie wzorcowe U_R (co bezpośrednio wynika z zależności 5). Błąd przesunięcia zera może być spowodowany różnicą poziomu napięcia na początku fazy I i końcu fazy II (detekcja przejścia przez zero). Teoretycznie błąd ten powinien być eliminowany przez zastosowanie w obu fazach tego samego komparatora, ale przełączanie kluczy wejściowych może prowadzić do pojawienia się dodatkowego ładunku gromadzącego się na kondensatorze. Stąd występowanie dodatkowej fazy zerowania (faza Z) potrzebnej na całkowite rozładowanie kondensatora. Liniowość układu całkującego zależy od jakości kondensatora i ulega pogorszeniu na skutek zjawiska absorpcji dielektrycznej, tzn. „pamiętaniu” ładunku w materiale dielektryka. Minimalizacja efektu absorpcji wymaga zastosowania kondensatora o odpowiednich właściwościach.

Cyfrowy pomiar czasu T_2 podlega takim samym zasadom jak w licznikach uniwersalnych. Błąd metody pomiaru wynosi ± 1 impuls. Przy przetwarzaniu napięcia o wartości równej zakresowi przetwarzania U_{FS} licznik zliczy N_m impulsów (wzór 6). Poprawa rozdzielczości nastąpi jeżeli wzrośnie N_m , co można uzyskać przez wydłużenie czasu całkowania napięcia wejściowego (wzrost N_1) lub przez zmniejszenie wartości U_R . Zatem większa rozdzielczość jest konsekwencją wydłużenia czasu przetwarzania.

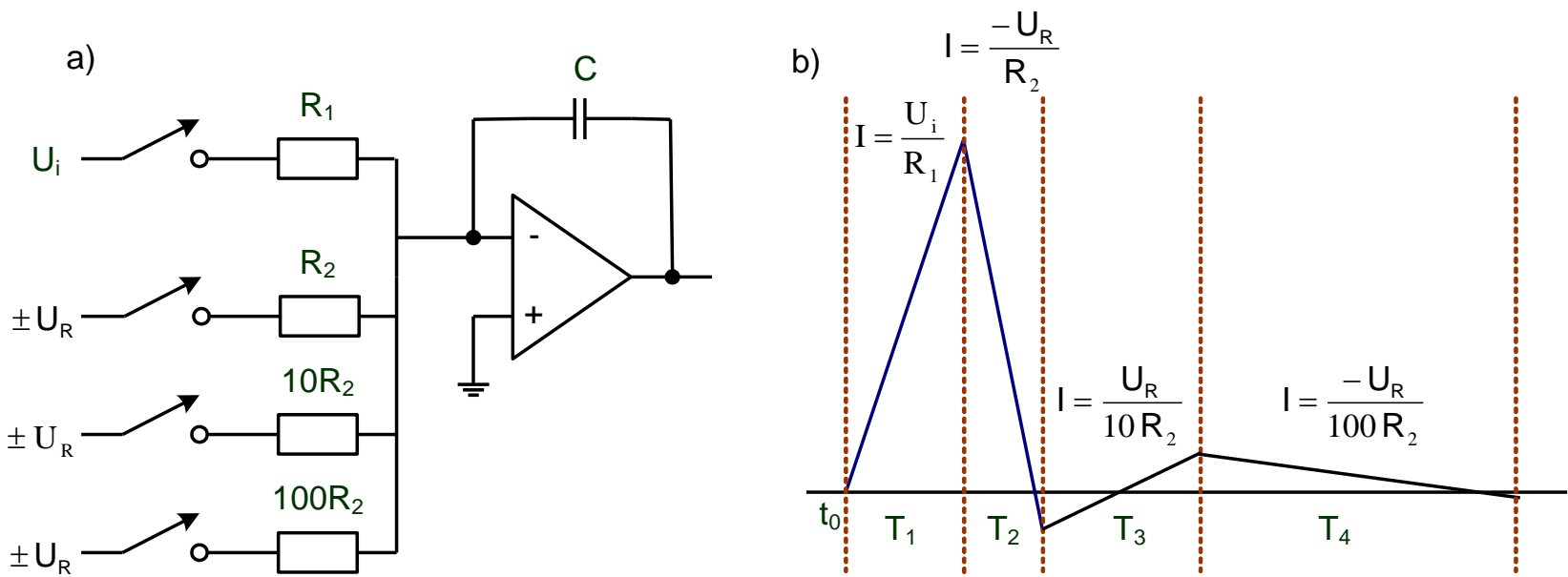
Metody potrójnego całkowania



Metody potrójnego całkowania mają za zadanie eliminację wymienionych wad podwójnego całkowania związanych z wystąpieniem zakłóceń przy otwieraniu i zamykaniu przełączników i wydłużaniem czasu przetwarzania wymaganym dla poprawy rozdzielczości. Na rysunku przedstawiono przebiegi sygnałów dla dwóch wariantów metody potrójnego całkowania.

Pierwszy wariant (rys. a) różni się od metody podwójnego całkowania dodaniem fazy całkowania napięcia o polaryzacji zgodnej z napięciem przetwarzanym. Przełączenie napięć następuje po ściśle określonym czasie T_1 , następnie przez czas T_2 jest całkowane napięcie $+U_R$. Napięcie $-U_R$ jest całkowane przez czas $T_3 = T_2$ i dalej przez czas T_4 . Liczba impulsów zliczona w czasie T_4 jest proporcjonalna do wartości średniej napięcia wejściowego. Zaletą takiego rozwiązania jest przełączanie napięć o różnych polaryzacjach (wtedy mogą powstawać duże oscylacje) przy wyższym poziomie sygnału. Ma to znaczenie szczególnie przy przetwarzaniu napięć wejściowych o małych wartościach. Większe znaczenie ma drugi wariant (rys. b), w którym rozładowanie kondensatora następuje w dwóch fazach. Najpierw jest załączane napięcie $-U_R$ i kondensator jest rozładowywany relatywnie dużym prądem do ustalonej wartości napięcia (dodatkowy komparator o napięciu odniesienia U_p). Czas rozładowania w tej fazie jest mierzony przez zliczanie impulsów w pierwszym liczniku (bardziej znacząca część wyniku). Następnie na wejście integratora jest dołączane napięcie $(-U_R / 2^k)$, co powoduje rozładowywanie kondensatora prądem 2^k razy mniejszym, a czas tej fazy jest mierzony przez zliczanie impulsów w drugim liczniku (mniej znacząca część wyniku). W efekcie czas po którym napięcie na kondensatorze jest równe 0 może ulec skróceniu, a detekcja tego stanu następuje przy małej prędkości zmian napięcia. Rozwinięciem drugiego wariantu metody potrójnego całkowania jest całkowanie wielokrotne.

Całkowanie wielokrotne



Uproszczony układ wejściowy przetwornika a/c z wielokrotnym całkowaniem i przebiegi czasowe przedstawiono na rysunku. Podstawowa zmiana w odniesieniu do metody podwójnego całkowania polega na zastosowaniu sieci rezystorów o określonym stosunku rezystancji. W dodatkowych fazach przetwarzania jest całkowane napięcie odniesienia. Zastosowanie różnych rezystorów w czasie całkowania napięcia przetwarzanego i napięcia odniesienia może być przyczyną błędów przetwarzania, stąd metoda ta wymaga użycia precyzyjnych rezystorów o dobrej liniowości i wysokiej stabilności temperaturowej. W pierwszej fazie przetwarzania jest całkowane, w ustalonym czasie, napięcie wejściowe U_i . W kolejnych fazach jest całkowane napięcie odniesienia U_R o zmieniającej się polaryzacji. Prąd rozładowania i ładowania kondensatora w kolejnych fazach maleje proporcjonalnie do wartości zastosowanych rezystorów. Zazwyczaj wartości rezystancji są tak dobierane, żeby prąd przy przejściu między fazami malał 10-krotnie. Na rys. b proces całkowania napięcia odniesienia ograniczono do 3 faz. Koniec fazy T_4 celowo przesunięto względem przejścia przez 0 dla podkreślenia, że proces całkowania może być kontynuowany, a liczba dodatkowych faz zależy od wymaganej rozdzielczości i szybkości przetwarzania.

Właściwości przetwarzania integracyjnego

przetwarzanie podwójne

*Najważniejsze właściwości
przetwarzania integracyjnego.*

przetwarzanie potrójne

przetwarzanie poczwórne

przetwarzanie wielokrotne

- duża rozdzielczość
- długi czas przetwarzania
- możliwość tłumienia zakłóceń

Tłumienie zakłóceń 1

sygnał wejściowy

$$U_{we} = U_x + U_z \sin \omega_z t$$

całkowanie z okresem integracji T_i

$$\frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} U_{we} dt = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} U_x dt + \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} U_z \sin \omega_z t dt$$

$$1 - \cos \omega_z T_i = 2 \sin^2 \frac{\omega_z T_i}{2}; \quad \omega_z = \frac{2\pi}{T_z}$$

$$U_{we\ av} = U_{x\ av} + \frac{U_z}{\omega_z T_i} [-\cos \omega_z t]_0^{T_i} = U_{x\ av} + \frac{U_z}{\omega_z T_i} (1 - \cos \omega_z T_i)$$

$$U_{we\ av} = U_{x\ av} + \frac{U_z}{\pi \frac{T_i}{T_z}} \sin^2 \pi \frac{T_i}{T_z}; \quad \sin^2 \pi \frac{T_i}{T_z} = 0 \Leftrightarrow T_i = k T_z$$

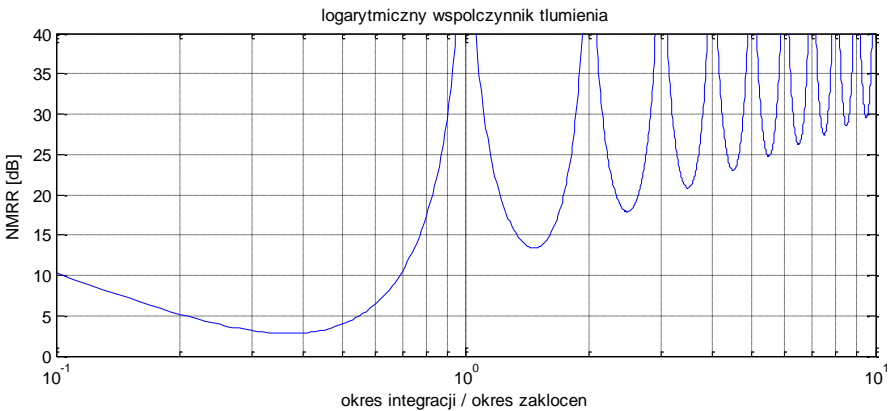
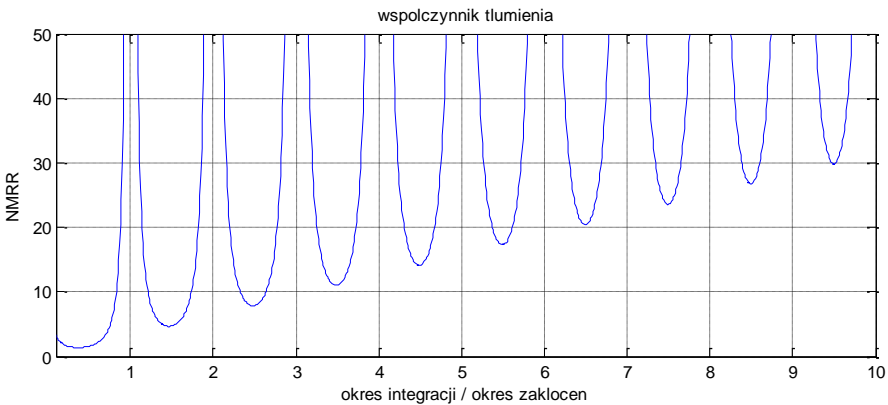
$$NMRR = \frac{U_z}{U_{z\ av}} = \frac{U_z}{\frac{U_z}{\pi \frac{T_i}{T_z}} \sin^2 \pi \frac{T_i}{T_z}} = \frac{\pi \frac{T_i}{T_z}}{\sin^2 \pi \frac{T_i}{T_z}} \quad NMRR[dB] = 20 \log \frac{\pi \frac{T_i}{T_z}}{\sin^2 \pi \frac{T_i}{T_z}}$$

Podstawowe zalety metod integracyjnych to możliwość uzyskania dużej rozdzielczości i dokładności oraz zdolność tłumienia zakłóceń szeregowych. Metody integracyjne jako stosunkowo wolne są stosowane do przetwarzania napięć stałych. Zakłócenia szeregowe występują w postaci przebiegu zmiennego nakładającego się na przetwarzany sygnał stały. Na slajdzie przedstawiono wyprowadzenie wzoru na współczynnik tłumienia zakłóceń szeregowych NMRR. Ze wzorów widać, że tłumienie dąży do nieskończoności jeżeli okres całkowania jest równy lub stanowi wielokrotność okresu napięcia zakłócającego. Z uwagi na to, że głównym źródłem zakłóceń jest sieć zasilająca okres całkowania dobiera się jako wielokrotność 20 ms.

Tłumienie zakłóceń 2

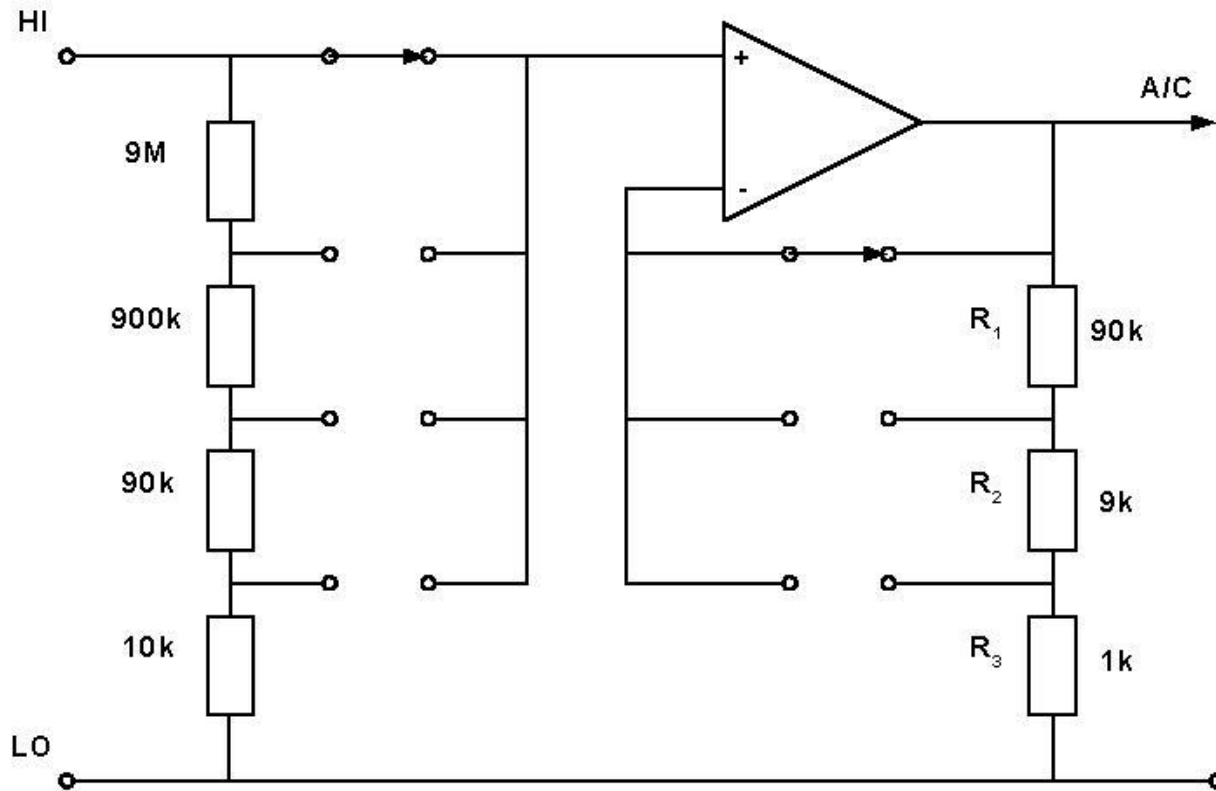
$$NMRR = \frac{\pi \frac{T_i}{T_z}}{\sin^2 \pi \frac{T_i}{T_z}}$$

$$NMRR[dB] = 20 \log \frac{\pi \frac{T_i}{T_z}}{\sin^2 \pi \frac{T_i}{T_z}}$$



Na rysunkach pokazano przebieg współczynnika tłumienia w skali liniowej i logarytmicznej w funkcji stosunku okresu całkowania do okresu sygnału zakłócającego.

Pomiar napięcia stałego



Na rysunku pokazano klasyczny układ dzielnika i wzmacniacza wejściowego stosowany w multimetrach przy pomiarze napięcia stałego. Układ wzmacniacza powinien zapewniać poziom napięcia na wejściu przetwornika a/c odpowiadający w przybliżeniu pełnemu zakresowi przetwarzania.

Wartości rezystancji dzielnika są tak dobrane, że rezystancja wejściowa multimetru wynosi $10M\Omega$ (na zakresach napięciowych $> 1V$). Na mniejszych zakresach sygnał wejściowy jest podawany bezpośrednio na wejście wzmacniacza i rezystancja wejściowa jest większa od $10G\Omega$. Przy tak dużych rezystancjach wejściowych multimetr praktycznie nie wpływa na stan badanego obwodu. Niestety w prostych multimetrach przenośnych rezystancja wejściowa nie jest tak duża i multimetr pobiera pewien prąd z obwodu kontrolowanego.

Pomiar napięcia zmiennego

współczynnik kształtu

$$\frac{U_{RMS}}{U_{AVGW}}$$

dla sinusoidy

$$U_{RMS} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{AVGW} \cong 1,11 U_{AVGW}$$

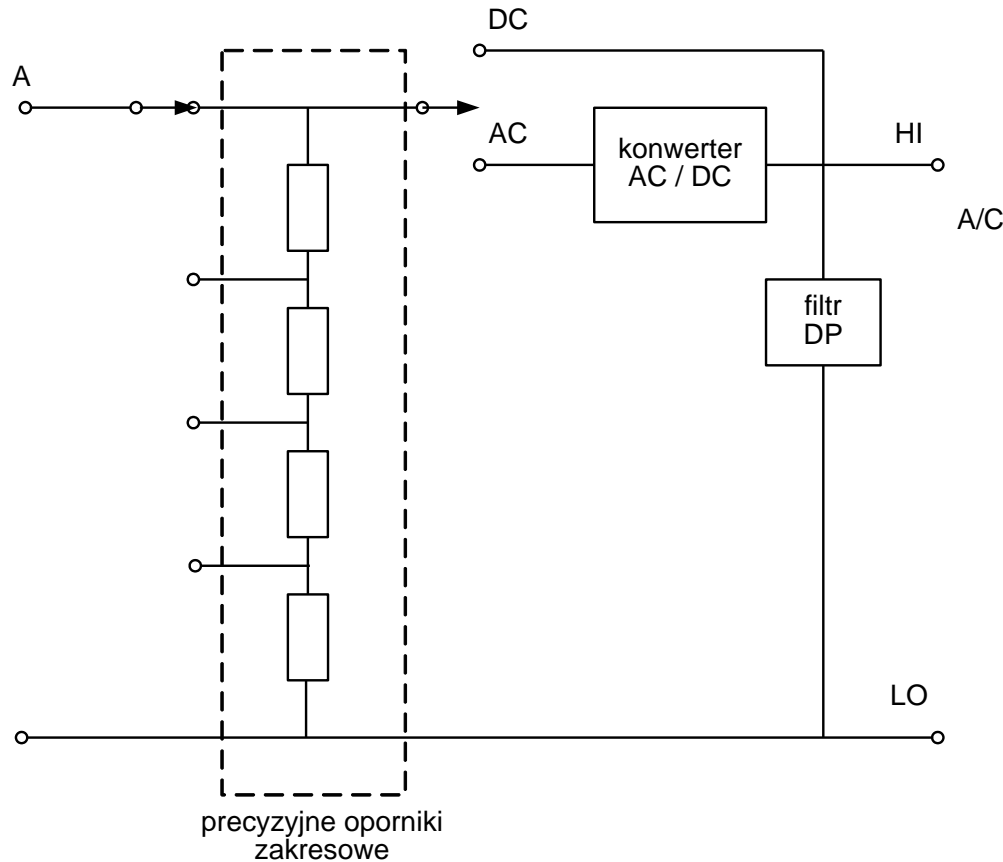
Kształt (amplituda 1V)	Wskazanie woltomierza z przetwornikiem wartości średniej	Rzeczywista wartość skuteczna
Sinusoida	0,707 V	0,707 V
półsinusoida	0,353 V	0,500 V
Prostokąt	1,110 V	1,000 V
Trójkąt	0,545 V	0,577 V

Istotnym elementem wpływającym na właściwości metrologiczne multimetru jest przetwornik napięcia zmiennego na napięcie stałe. Przy pomiarach sygnałów przemiennych wynik pomiaru zawsze reprezentuje wartość skuteczną sygnału. W multimetrach starszego typu lub w bardzo prostych przyrządach były stosowane przetworniki wartości średniej (wyprostowanej !) sygnału wejściowego, a wartość skuteczna była wyznaczana przez przeskalowanie sygnału o wartość współczynnika kształtu (stosunek wartości skutecznej do średniej).

Przy pomiarach przebiegów różnych od sinusoidy taka technika wprowadza błąd, który w przypadku przebiegu prostokątnego wynosi 11% (dla tego przebiegu wartość średnia wyprostowana jest równa wartości skutecznej). W tabeli zamieszczono przykłady kilku przebiegów i efekt pomiaru wartości skutecznej przebiegu o amplitudzie 1V przy użyciu różnych multimetrów.

W praktyce w większości współczesnych multimetrów są stosowane monolityczne układy wzmacniaczy operacyjnych realizujące definicyjne wyznaczanie wartości skutecznej drogą operacji matematycznych na przetwarzanym sygnale analogowym. Stałonapięciowy sygnał wyjściowy takich przetworników jest proporcjonalny do wartości skutecznej sygnału wejściowego w dość dużym przedziale odkształceń od sinusoidy, charakteryzowanym zwykle za pomocą współczynnika szczytu (ang. crest factor), tj. odniesienia wartości szczytowej do wartości skutecznej. Taka właściwość multimetrów jest oznaczana na płycie czołowej przyrządu (lub wyraźnie zaznaczana w dokumentacji) jako **TrueRMS**.

Pomiar prądu

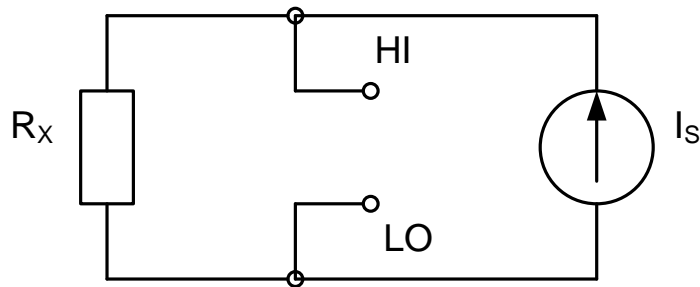


W multimetrach laboratoryjnych zarówno prąd jak i rezystancję są mierzone metodą techniczną (zgodnie z prawem Ohma). Typowy układ wejściowy multimetru przy pomiarze prądu pokazano na rysunku. Precyzyjne oporniki wzorcowe (boczniki) wyznaczają zakresy pomiarowe amperomierza.

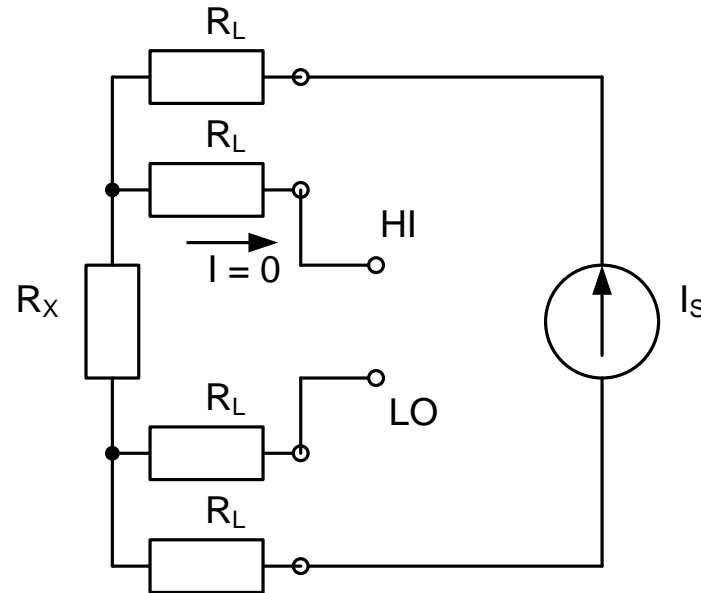
Podobnie jak przy pomiarze napięcia istotnym problemem bywa zbyt mała rezystancja R_v wejścia napięciowego, tak przy pomiarze prądu problemem może okazać się zbyt duża rezystancja R_a wejścia prądowego multimetru.

Pomiar rezystancji metodą techniczną

metoda 2-przewodowa



metoda 4-przewodowa

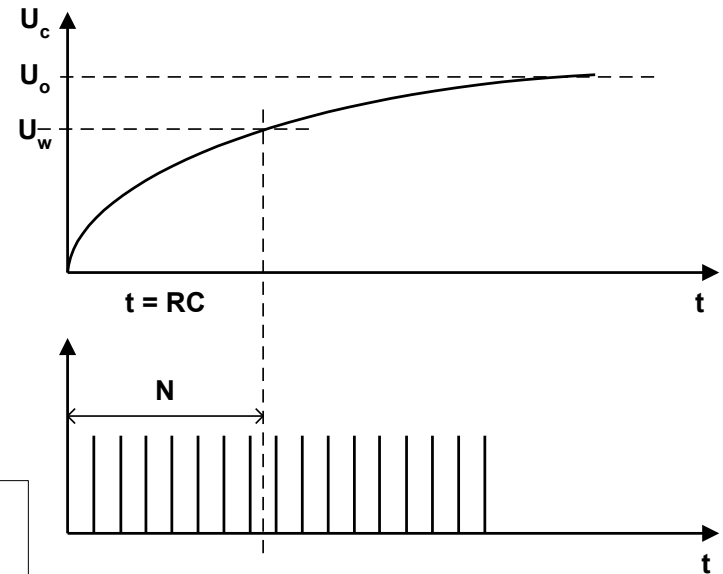
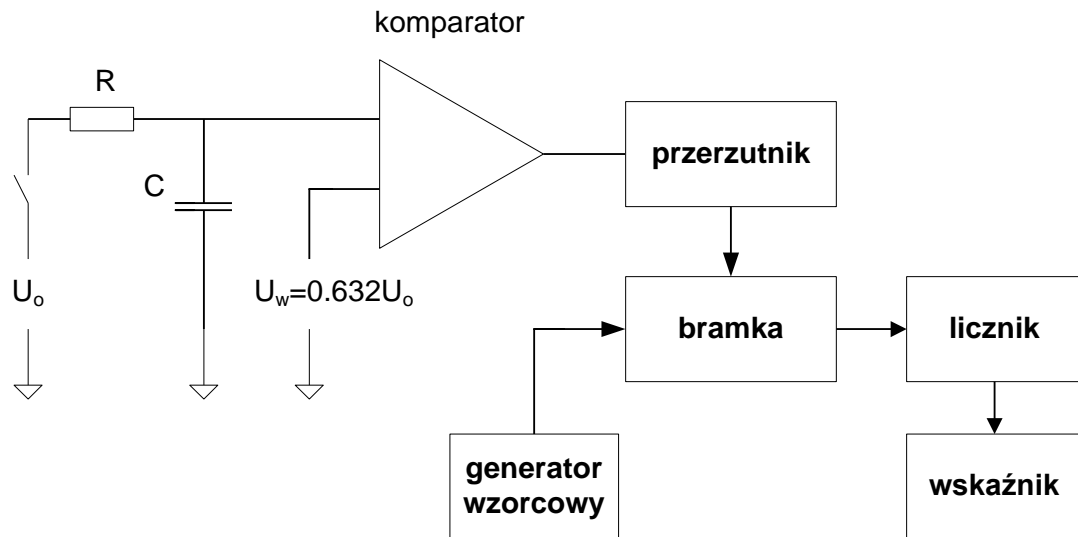


Multimetry laboratoryjne umożliwiają pomiar rezystancji 2- lub 4-przewodowo. W pomiarach 4-przewodowych stosuje się oddzielne pary przewodów doprowadzających prąd do badanego obiektu i odprowadzających powstający na nim spadek napięcia. Dzięki tej technice eliminowane są błędy pomiaru powodowane spadkami napięć na przewodach łączących i stykach. Podobne efekty można uzyskać przy pomiarze 2-przewodowym wykorzystując funkcję Null multimetru. Należy wówczas wykonać pomiar rezystancji przy zwartych przewodach łączących, a zmierzona wartość rezystancji zostanie zapisana w pamięci multimetru i będzie odejmowana od wszystkich kolejnych pomiarów. Na płycie czołowej multimetru (wyposażonego w funkcję 4-przewodowego pomiaru rezystancji) są dwie pary zacisków. Zaciski prądowe są oznaczone jako **Source**, a zaciski napięciowe jako **Sense**. Przy pomiarach 2-przewodowych badany opornik należy podłączyć do zacisków Source.

Pomiary rezystancji i pojemności metodą z przetwarzaniem na czas

$$U_c = U_o \left(1 - e^{-t/\tau}\right) \quad (1)$$

$$U_c = U_o(1 - e^{-1}) = 0.632U_o \quad (2)$$



W multimetrach ogólnego zastosowania pomiar rezystancji może być realizowany metodą przetwarzania na czas. Układ pomiarowy składa się wówczas z obwodu RC, a mierzona jest stała czasowa ładowania kondensatora. Napięcie na kondensatorze jest opisane zależnością (1), gdzie stała czasowa $\tau = RC$; zatem dla $t = \tau$ obowiązuje zależność (2).

Pomiar stałej czasowej (ściśle czasu po którym napięcie na kondensatorze osiągnie wartość równą 0.632 amplitudy U_o skoku napięcia na wejściu układu) jest realizowany metodą zliczania impulsów z generatora wzorcowego. Czas ten jest równy $N \cdot t_w$, gdzie t_w jest okresem przebiegu na wyjściu generatora impulsów wzorcowych.

W układzie przedstawionym na rysunku można wyznaczyć również pojemność C przy znanej rezystancji R . Przy pomiarach pojemności multimetr realizuje pomiary zakładając bezstratność kondensatora. Takie założenie może prowadzić do istotnych błędów pomiaru szczególnie w prostych multimetrach, w których pojemność jest wyznaczana metodą techniczną tzn. przez pomiar spadku napięcia przy przepływie prądu zmiennego o określonej częstotliwości (zazwyczaj 1 kHz).

Kluczowe pojęcia określające właściwości multimetru

Interpretacja parametrów

- rozdzielczość
- czułość
- liczba cyfr znaczących
- błąd pomiaru

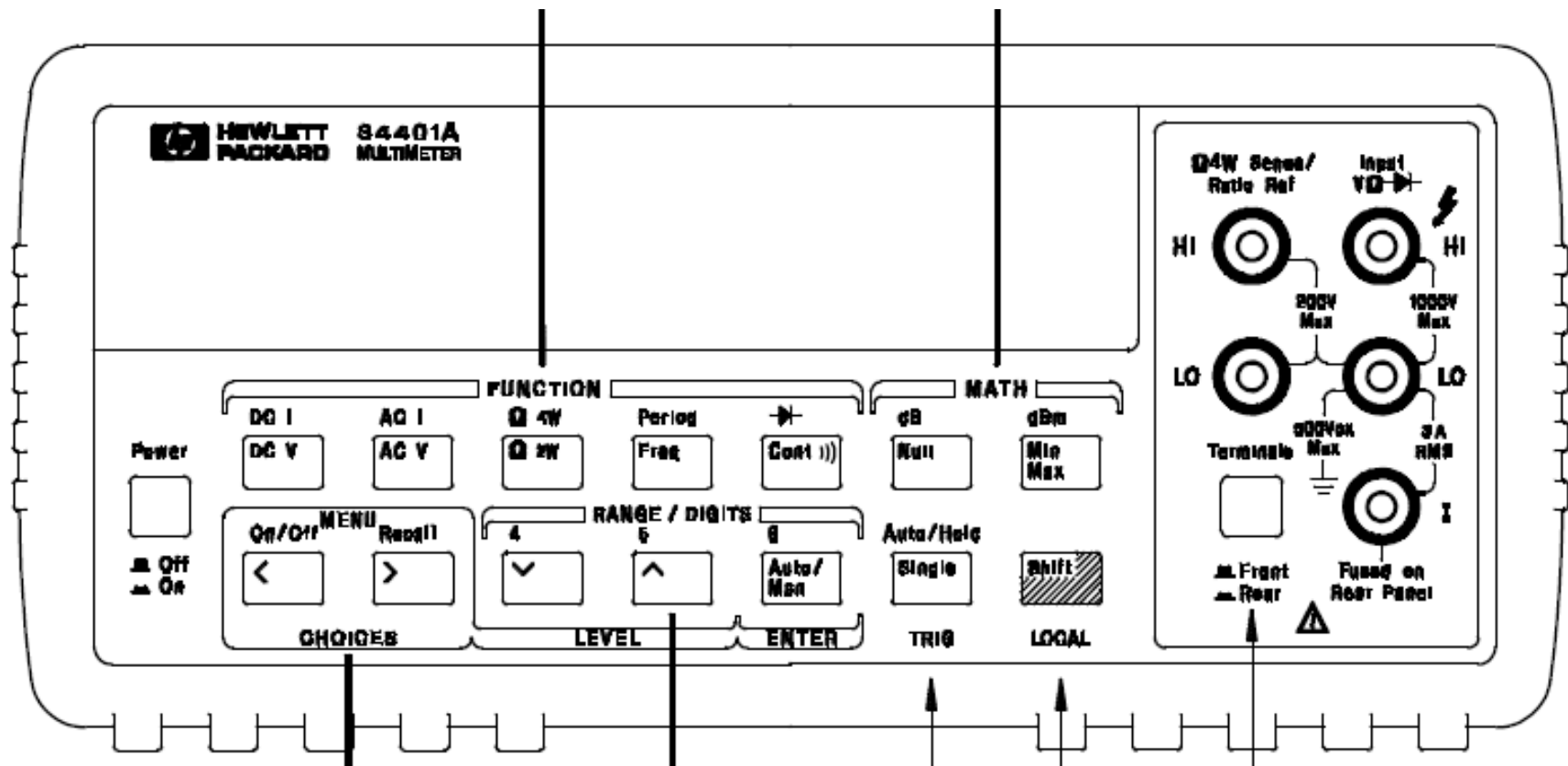
Liczba cyfr znaczących oznacza ile pełnych cyfr (tzn. z zakresu od 0 do 9) może być pokazanych na wyświetlaczu. Dodatkowe oznaczenie ułamkowe w postaci $\frac{1}{2}$ lub $\frac{3}{4}$ oznacza, że na najbardziej znaczącej pozycji wyniku może pojawić się odpowiednio 1 lub 3. Oznaczenia ułamkowe mogą mieć niestety nieco odmienną interpretację dla multimetrów laboratoryjnych i multimetrów ogólnego zastosowania. Oznaczenie $\frac{1}{2}$ dla multimetrów laboratoryjnych (np. multimetr $4\frac{1}{2}$ cyfry, $6\frac{1}{2}$ cyfry) definiuje możliwość przekroczenia zakresu pomiarowego o pewną standardową wartość stanowiącą 20% danego zakresu. Nie ma przy tym znaczenia, co jest mierzone i jaki to jest zakres. Największa liczba zapisana za pomocą 4 cyfr to 9999, co oznacza 10000 różnych stanów (od 0 do 9999), 20% z 10000 to 2000. Zatem maksymalne wskazanie multimetru $4\frac{1}{2}$ cyfry to 11999 ($9999+2000$), analogicznie maksymalne wskazanie multimetru $6\frac{1}{2}$ to 1199999. W prostszych multimetrach jest spotykane oznaczenie $\frac{3}{4}$ (np. $3\frac{3}{4}$) i praktycznie definiuje ono maksymalne wskazanie multimetru jako 3999 (4000 stanów od 0 do 3999). Analogicznie oznaczenie $\frac{1}{2}$ (np. $3\frac{1}{2}$) należy interpretować jako maksymalne wskazanie 1999. W katalogach przy opisie multimetrów przenośnych jest podawana zazwyczaj nie liczba cyfr znaczących tylko wielkość skali (typowa wartość to właśnie 4000). Liczba cyfr znaczących (lub wielkość skali) jednoznacznie definiuje rozdzielczość multimetru. Rozdzielczość jest ilorazem najmniejszej wartości jaka może być wyświetlona na danym zakresie pomiarowym do wielkości tego zakresu. Najmniejsza wartość odpowiada najmniej znaczącej cyfrze wyświetlacza. Stąd praktycznie rozdzielczość jest odwrotnością maksymalnego wskazania i może być wyrażona w procentach, ppm (częściach milionowych), bitach lub liczbie cyfr znaczących. Multimetr $6\frac{1}{2}$ może znajdować się w 1200000 stanach (od 0 do 1199999), zatem jego rozdzielczość wynosi 0.0001%, 1ppm lub 21 bitów ($2^{20} + \text{bit znaku}$). Z rozdzielczością jest związana czułość multimetru, która wyraża najmniejszą zmianę poziomu sygnału wejściowego rejestrowaną przez przyrząd. Czułość jest zazwyczaj podawana w jednostkach wielkości mierzonej. Multimetr $6\frac{1}{2}$ na zakresie pomiarowym 1V ma czułość $1\mu\text{V}$, ale taką czułość ma również multimetr $4\frac{1}{2}$ na zakresie 10mV. Określenie czułości nie jest równoznaczne z określeniem najmniejszej mierzonej wartości. Z faktu, że multimetr reaguje na zmianę napięcia $1\mu\text{V}$ nie wynika, że może mierzyć napięcia na poziomie μV . Tak się dzieje dlatego, że rzeczywisty zakres pomiarowy (szczególnie dla sygnałów przemiennych) może nie pokrywać się z zakresem nominalnym, to znaczy dolna wartość zakresu pomiarowego wynosi np. 1% wartości górnego zakresu.

Źródła błędów pomiaru

- napięcie termoelektryczne
- obciążenie
- zakłócenia szeregowo
- zakłócenia równoległe
- pętla prądowa
- kształt sygnału
- pasmo przenoszenia

Na dokładność pomiaru ma wpływ wiele czynników, w tym: czas jaki upłynął od ostatniej kalibracji, dokładność wzorców stosowanych przy legalizacji miernika, warunki pomiaru (temperatura), kształt i zakłócenia sygnału mierzonego. Nie analizując szczegółowo wszystkich aspektów określania dokładności, każdy wynik pomiaru należy podawać wraz z obliczonym błędem pomiaru opisanym w specyfikacji multimetru.

Multimetr laboratoryjny HP (Agilent) 34401A

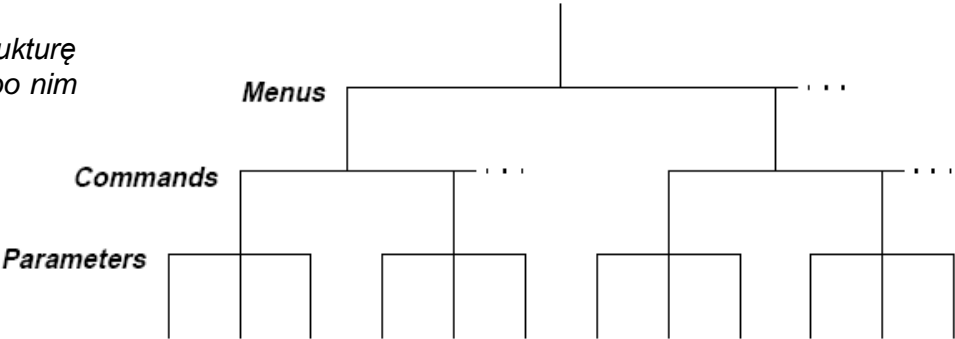


Płyta czołowa popularnego multimetru laboratoryjnego Agilent (dawniej Hewlett-Packard) 34401A.

Dostęp do wielu funkcji multimetru jest możliwy bezpośrednio z płyty czołowej, ale wykorzystanie nieco bardziej zaawansowanych funkcji wymaga korzystania z rozbudowanego menu przyrządu.

Menu multimetru

Menu multimetru ma strukturę drzewiastą, a poruszanie się po nim wymaga pewnej wprawy.



A: MEASurement MENU

- 1: AC FILTER → 2: CONTINUITY → 3: INPUT R → 4: RATIO FUNC → 5: RESOLUTION

- | | |
|---------------|--|
| 1: AC FILTER | Selects the slow, medium, or fast ac filter. |
| 2: CONTINUITY | Sets the continuity beeper threshold (1 Ω to 1000 Ω). |
| 3: INPUT R | Sets the input resistance for dc voltage measurements. |
| 4: RATIO FUNC | Enables the dcV:dcV ratio function. |
| 5: RESOLUTION | Selects the measurement resolution. |

B: MATH MENU

- 1: MIN-MAX → 2: NULL VALUE → 3: dB REL → 4: dBm REF R → 5: LIMIT TEST → 6: HIGH LIMIT → 7: LOW LIMIT

- | | |
|---------------|---|
| 1: MIN-MAX | Recalls the stored minimum, maximum, average, and reading count. |
| 2: NULL VALUE | Recalls or sets the null value stored in the null register. |
| 3: dB REL | Recalls or sets the dBm value stored in the dB relative register. |
| 4: dBm REF R | Selects the dBm reference resistance value. |
| 5: LIMIT TEST | Enables or disables limit testing. |
| 6: HIGH LIMIT | Sets the upper limit for limit testing. |
| 7: LOW LIMIT | Sets the lower limit for limit testing. |

C: TRIGger MENU

- 1: READ HOLD → 2: TRIG DELAY → 3: N SAMPLES

- | | |
|---------------|---|
| 1: READ HOLD | Sets the reading hold sensitivity band. |
| 2: TRIG DELAY | Specifies a time interval which is inserted before a measurement. |
| 3: N SAMPLES | Sets the number of samples per trigger. |

D: SYStem MENU

- 1: RDGS STORE → 2: SAVED RDGS → 3: ERROR → 4: TEST → 5: DISPLAY → 6: BEEP → 7: COMMA → 8: REVISION

- | | |
|---------------|--|
| 1: RDGS STORE | Enables or disables reading memory. |
| 2: SAVED RDGS | Recalls readings stored in memory (up to 512 readings). |
| 3: ERROR | Retrieves errors from the error queue (up to 20 errors). |
| 4: TEST | Performs a complete self-test. |
| 5: DISPLAY | Enables or disables the front-panel display. |
| 6: BEEP | Enables or disables the beeper function. |
| 7: COMMA | Enables or disables a comma separator between digits on the display. |
| 8: REVISION | Displays the multimeter's firmware revision codes. |

E: Input / Output MENU

- 1: HP-IB ADDR → 2: INTERFACE → 3: BAUD RATE → 4: PARITY → 5: LANGUAGE

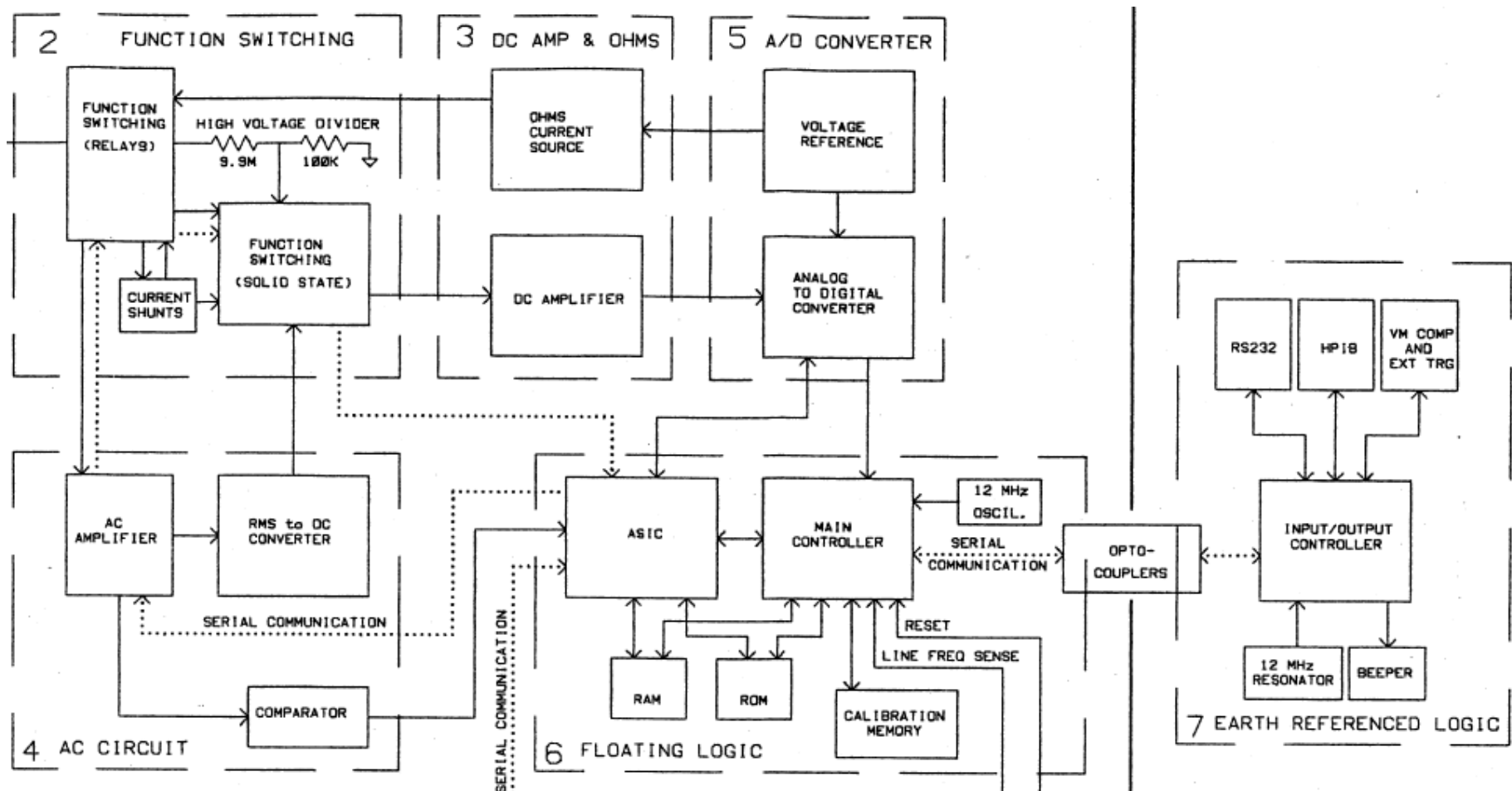
- | | |
|---------------|--|
| 1: HP-IB ADDR | Sets the HP-IB bus address (0 to 31). |
| 2: INTERFACE | Selects the HP-IB or RS-232 interface. |
| 3: BAUD RATE | Selects the baud rate for RS-232 operation. |
| 4: PARITY | Selects even, odd, or no parity for RS-232 operation. |
| 5: LANGUAGE | Selects the interface language: SCPI, HP 3478, or Fluke 8840/42. |

F: CALibration MENU*

- 1: SECURED → [1: UNSECURED] → [2: CALIBRATE] → 3: CAL COUNT → 4: MESSAGE

- | | |
|--------------|---|
| 1: SECURED | The multimeter is secured against calibration; enter code to unsecure. |
| 1: UNSECURED | The multimeter is unsecured for calibration; enter code to secure. |
| 2: CALIBRATE | Performs complete calibration of present function; must be UNSECURED. |
| 3: CAL COUNT | Reads the total number of times the multimeter has been calibrated. |
| 4: MESSAGE | Reads the calibration string (up to 12 characters) entered from remote. |

Struktura multimetru laboratoryjnego



Schemat blokowy multimetru laboratoryjnego Agilent 34401A.

Warto zwrócić uwagę na galwaniczne oddzielenie części pomiarowej od interfejsów komunikacyjnych.

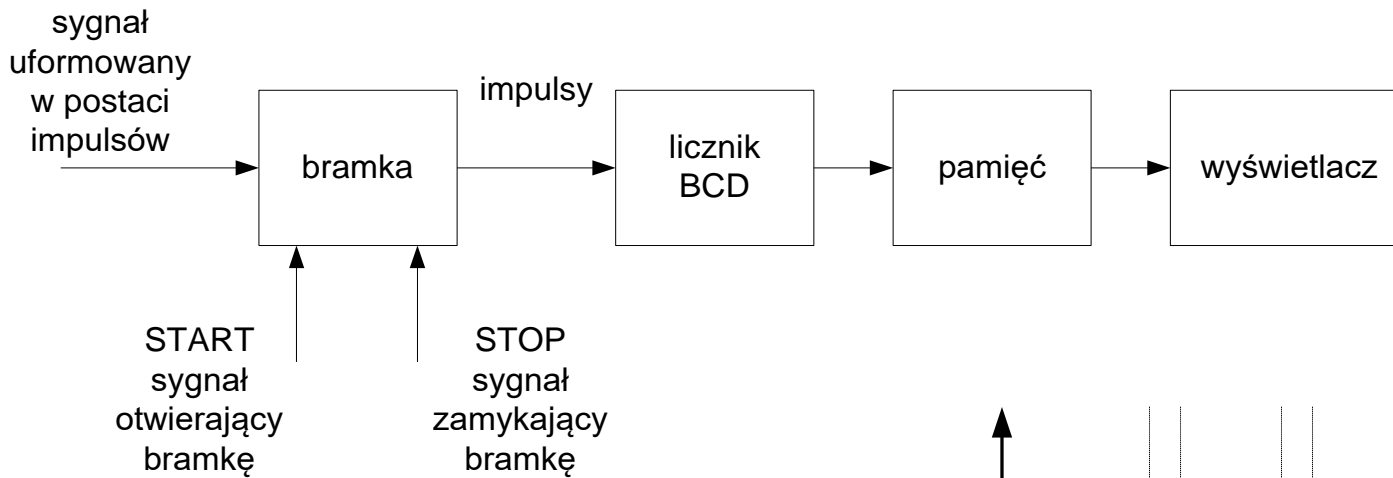
Wprowadzenie: częstotściomierze/czasomierze cyfrowe i liczniki uniwersalne



Pomiary częstotliwości i czasu zajmują w technice pomiarowej miejsce szczególne z uwagi na to, że są to pomiary bardzo dokładne. Stąd ogólna tendencja do przetwarzania sygnałów na przedział czasu i pomiar tego przedziału metodą cyfrową. Kwantowy (ziarnisty) charakter wielkości fizycznej jaką jest częstotliwość spowodował, że te pomiary jako pierwsze były realizowane w technice cyfrowej.

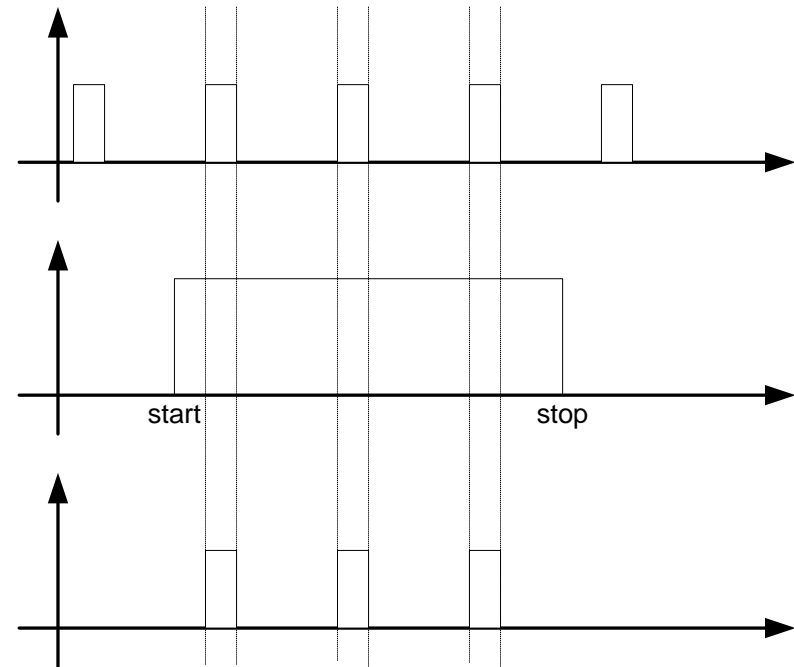
Współcześnie produkowane przyrządy realizują pomiar różnych parametrów czasowych sygnałów elektrycznych. Przyrządy przeznaczone do takich pomiarów są nazywane licznikami uniwersalnymi. Oprócz liczników uniwersalnych w funkcje pomiaru częstotliwości i okresu jest wyposażony niemal każdy multimetr cyfrowy. Istnieją również przyrządy specjalistyczne przeznaczone do bardzo precyzyjnych pomiarów i analizy parametrów czasowych sygnałów (Frequency and Time Interval Analyzer).

Struktura licznika



Podstawowym elementem stosowanym w cyfrowej aparaturze do pomiarów parametrów czasowych sygnałów jest licznik impulsów.

Licznik zlicza tylko te impulsy, które zostały przepuszczone przez bramkę. Czas otwarcia bramki jest określony przez sygnały START i STOP. Przedstawiona struktura ma charakter ogólny, a realizowane przez nią funkcje pomiarowe zależą od tego, skąd pochodzą zliczane impulsy oraz co jest źródłem sygnałów START i STOP.



Funkcje pomiarowe

Pomiar parametrów czasowych <-> wzorcowy przedział czasu

- zliczanie impulsów
- pomiar częstotliwości
- wyznaczanie ilorazu dwóch częstotliwości
- pomiar okresu
- pomiar odstępu czasu

We wszystkich pomiarach w dziedzinie czasu występuje konieczność stosowania pewnego wzorcowego przedziału czasu. Tym czasem odniesienia jest okres generatora wzorcowego. Impulsy z generatora wzorcowego mogą wyznaczać czas otwarcia bramki lub być impulsami zliczanymi przez licznik. Dokładność i stabilność generatora mają istotny wpływ na błąd pomiaru parametrów czasowych sygnałów. W licznikach uniwersalnych, jako generatory, powszechnie są stosowane oscylatory kwarcowe o częstotliwości 10MHz. Wyznaczanie odcinków czasu jest realizowane przez przetwarzanie tej częstotliwości podstawowej. Przetwarzanie może oznaczać zarówno podział za pomocą np. dzielników częstotliwości jak i powielanie za pomocą np. pętli fazowej. Dzielniki częstotliwości są dzielnikami dekadowymi co pozwala uzyskiwać wzorcowe odcinki czasu o wartościach od 0.1μs do 10s.

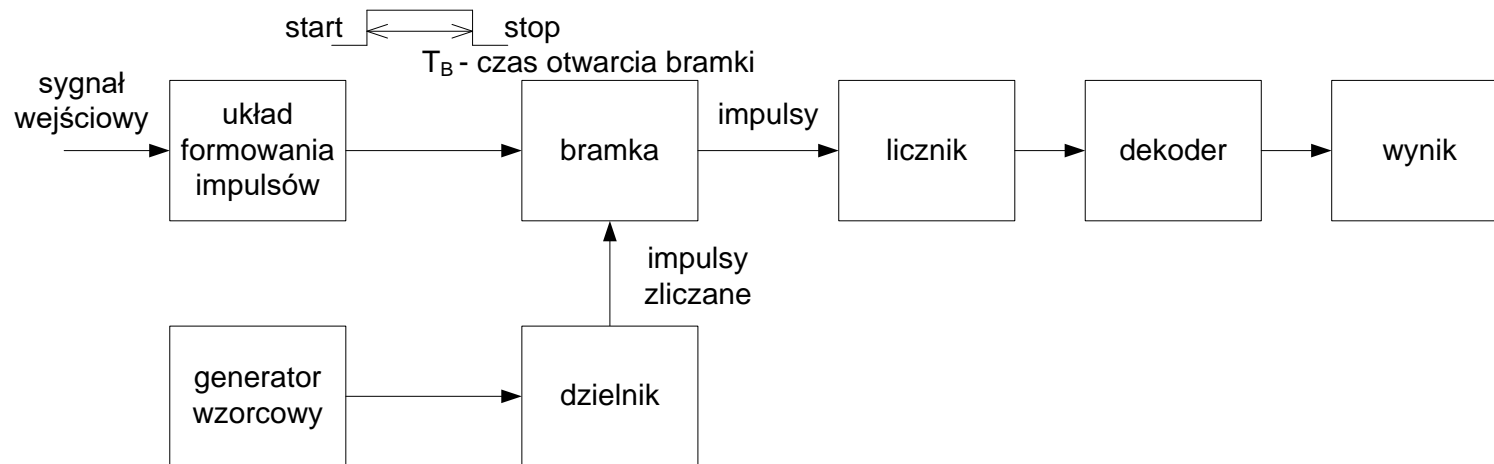
Klasyczne zagadnienie pomiaru częstotliwości



Bramka jest otwierana na czas stanowiący wielokrotność okresu generatora wzorcowego. Jeżeli czas ten wynosi 1s to liczba impulsów jest bezpośrednio miarą częstotliwości w hercach (dla czasu 1ms będzie to częstotliwość w kHz itp.). Zatem jeżeli w czasie 1s licznik zliczył 6453 impulsy to oznacza to, że częstotliwość wynosi 6453Hz. Jeżeli teraz bramka zostanie otwarta na 1ms to licznik zliczy tylko 6 impulsów co zostanie zinterpretowane jako 6kHz, otwarcie bramki na 10ms da wynik 64 impulsy lub 65 impulsów (zostanie to wyjaśnione dalej), co będzie oznaczać częstotliwość 6.4kHz lub 6.5kHz. Widać tutaj podstawową właściwość pomiaru częstotliwości – pomiar jest tym dokładniejszy im czas otwarcia bramki dłuższy. Gdyby bramka została otwarta na 100s licznik zliczyłby 645300 impulsy czyli częstotliwość można by odczytać z rozdzielczością równą 10mHz (6453.00Hz). Oczywiście sens tak długiego oczekiwania na wynik pomiaru jest wątpliwy, a ponadto zmierzona wartość częstotliwości jest wartością średnią za czas pomiaru.

Jeżeli częstotliwość przebiegu wynosiłaby 100kHz to uzyskanie rozdzielczości 10ppm (czyli 1Hz) wymagałoby otwarcia bramki na czas 100ms, ale uzyskanie takiej samej rozdzielczości przy przebiegu o częstotliwości 1Hz wymagałoby otwarcia bramki na 10⁵s (prawie 28 godzin).

Klasyczne zagadnienie pomiaru okresu

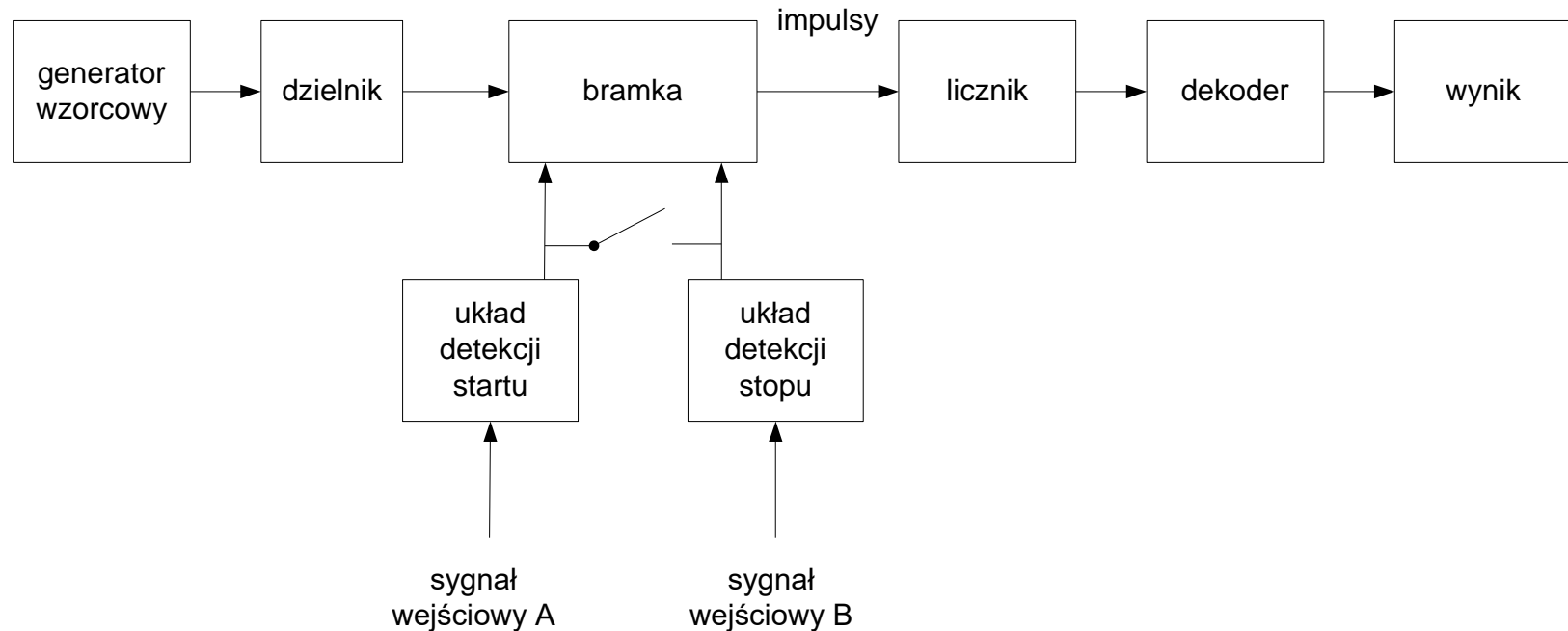


Przy pomiarze okresu bramka jest otwierana na czas równy jednemu okresowi lub wielokrotności okresów przebiegu badanego. Impulsy zliczane przez licznik pochodzą z generatora wzorcowego. Jeżeli częstotliwość generatora wzorcowego wynosi 10MHz to okres impulsów wzorcowych jest równy 100ns. Ta wartość określa podstawową rozdzielczość przy pomiarze okresu oraz każdego innego odcinka czasu. Pomiar częstotliwości 6543Hz przy czasie otwarcia bramki 1s pozwalał na uzyskanie rozdzielczości równej 1Hz, przy czasie równym 1ms – 1kHz, a uzyskanie rozdzielczości 10mHz wymagało otwarcia bramki na 100s. Przy pomiarze okresu tego samego przebiegu licznik powinien zliczyć 1549 impulsów co będzie odpowiadało odcinkowi czasu o długości 154.9μs (na taki czas zostanie otwarta bramka).

Założmy, że dysponujemy licznikiem dziesiętnym 7-cyfrowym. Taki licznik może znajdować się w 10^7 stanach (od 0 do 9 999 999). Pomiar częstotliwości 50Hz przy 1 sekundowym czasie otwarcia bramki powoduje zliczenie 50 impulsów. Teoretyczna możliwa do uzyskania rozdzielczość to $1/10^7$ czyli $10^{-7} = 0.00001\% = 0.1\text{ppm}$, w jednostkach częstotliwości odpowiada to 0.01mHz (wynik pomiaru 5000000), ale wymaga otwarcia bramki na 10^7 s (ponad 3 lata). Zatem zmiana częstotliwości o np. 1mHz praktycznie nie jest możliwa do zarejestrowania. Przy pomiarze okresu licznik zapełni się po czasie $10^7 \times 100\text{ns} = 1\text{s}$. Jeżeli częstotliwość wzrosła do wartości 50.001Hz to przy pomiarze okresu otrzymamy wynik 0.0199996s, w którym najmniej znacząca cyfra odpowiada wartości 100ns. Ten wynik odpowiada częstotliwości 50.001Hz. Na zasadzie pomiaru okresu i wyznaczaniu częstotliwości na drodze obliczeniowej działają liczniki odwrotnościowe i większość współczesnych liczników uniwersalnych.

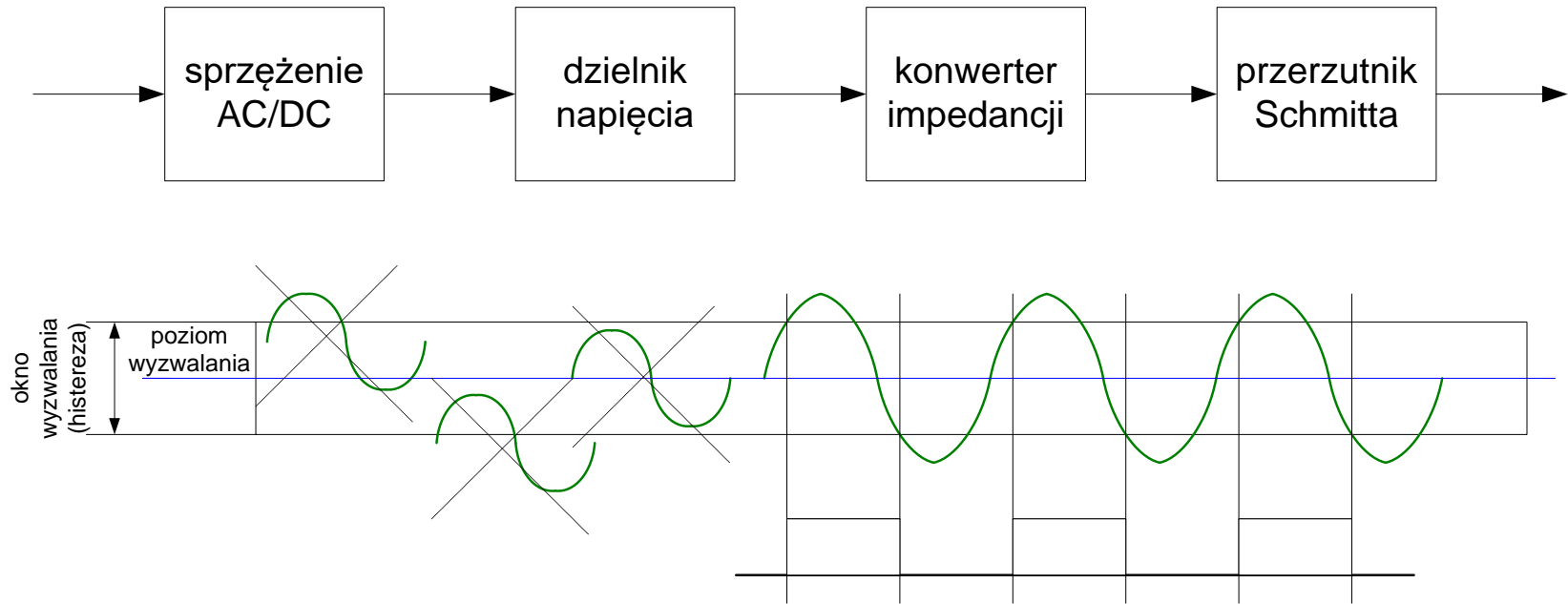
Techniką poprawiającą dokładność i rozdzielczość pomiaru okresu jest wydłużenie czasu pomiaru, tzn. pomiar wielokrotności okresu. Sygnał wejściowy jest podawany wówczas na dekadowy dzielnik częstotliwości i dzielony przez 10^N (standardowo $N=1$). Poprawia to rozdzielczość o N cyfr dziesiętnych.

Pomiar odstępu czasu



Na rysunku przedstawiono układ do pomiaru odstępu czasu pomiędzy dwoma impulsami uformowanymi z przebiegów podanych na wejścia A i B. Układ ma charakter uniwersalny i może zostać wykorzystany do pomiaru dowolnego parametru czasowego, w tym okresu, czasu trwania dodatniej lub ujemnej części sygnału, czasu narastania lub opadania zboczy. Problem sprowadza się do określenia i identyfikacji poziomów wyzwalania. W układzie z rysunku można mierzyć przesunięcie fazowe pomiędzy dwoma przebiegami o równych częstotliwościach. Realizowane to jest w dwóch etapach. Najpierw trzeba zmierzyć okres jednego przebiegu, a następnie odstęp czasu pomiędzy identycznie usytuowanymi punktami na obu przebiegach. Przy zwarciu wejść A i B oraz ustawieniu identycznych warunków wyzwalania można wzorcować tory przetwarzania sygnałów (tzn. określić opóźnienia wprowadzane przez układy przetwarzające) co ma znaczenie dla dokładności wyznaczania odstępu czasu.

Układy wejściowe



Zadaniem układów wejściowych jest przetworzenie sygnału z postaci analogowej do postaci impulsów o standardowych parametrach amplitudowych, odpowiadających poziomom logicznym „1” lub „0”. Do układów wejściowych należą:

- układ eliminacji składowej stałej – sprężenie AC/DC
- dzielnik napięcia (zazwyczaj przez 10)
- dyskryminator poziomu, zabezpieczający wejście przyrządu przed uszkodzeniem
- konwerter impedancji (zazwyczaj w postaci przełącznika umożliwiającego określenie impedancji wejściowej jako równej 50Ω lub $1M\Omega$)
- przerzutnik Schmitta realizujący właściwe przetwarzanie sygnału do postaci impulsów

Źródła błędów

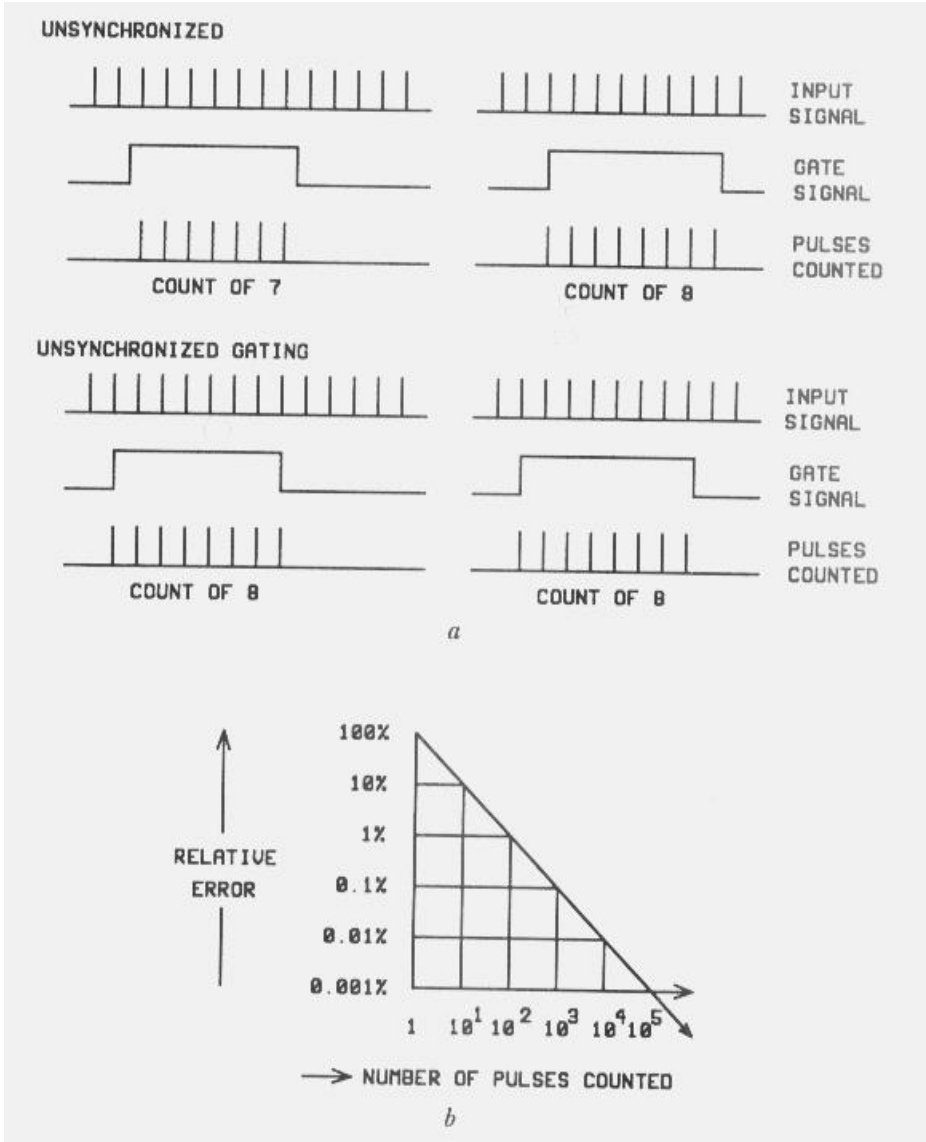
niezależność chwili otwarcia i zamknięcia bramki od chwili pojawienia się impulsu na wejściu

niedokładność i niestabilność generatora wzorcowego

zakłócenia i odkształcenia sygnału mierzonego

Warunkiem uzyskania wysokiej dokładności w pomiarach częstotliwości i czasu są dwa elementy: poprawna liczba impulsów zliczona przez licznik i precyzja w określeniu wzorcowego odcinka czasu. Przy wyznaczaniu błędu pomiaru znajdują one odzwierciedlenie w błędzie zliczania (błędzie dyskretyzacji) i w błędzie analogowym. Źródłami błędów zliczania są: brak synchronizmu między impulsami sterującymi bramką, a impulsami zliczanymi, skończone czasy otwierania i zamykania bramki, zakłócenia w sygnale mierzonym. Źródłami błędów analogowych są: niestabilność generatora wzorcowego i opóźnienia wprowadzane przez układy przetwarzania (np. dzielniki częstotliwości). Ponadto na oba błędy mają wpływ szумы i zakłócenia powstające w układach formujących impulsy. Znaczenie poszczególnych źródeł błędów może zmieniać się w zależności od tego co jest mierzone. Szczególne znaczenie, niezależnie od mierzonej wielkości, mają dwa źródła błędów: brak synchronizmu i generator wzorcowy.

Błąd metody



Liczba zliczonych impulsów
 ± 1 impuls

błąd względny – $1/n$

im więcej impulsów tym
błąd mniejszy

Dokładność kwarcowego wzorca częstotliwości

stabilność temperaturowa

kompensacja wpływu temperatury

kąt cięcia kryształu kwarcu

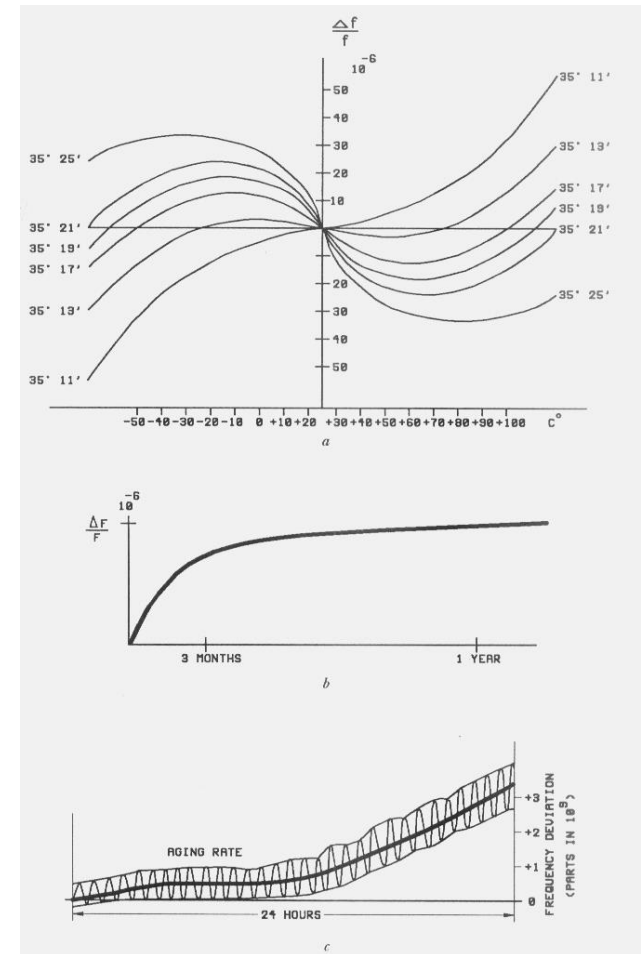
termostatowanie

kompensacja numeryczna

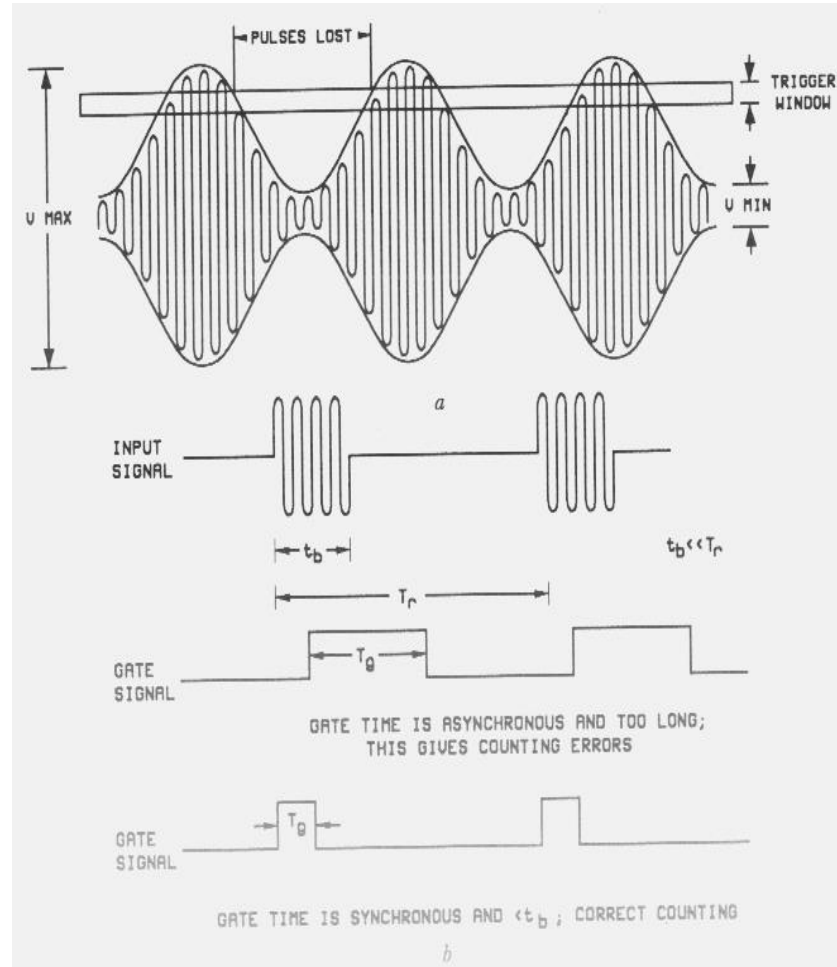
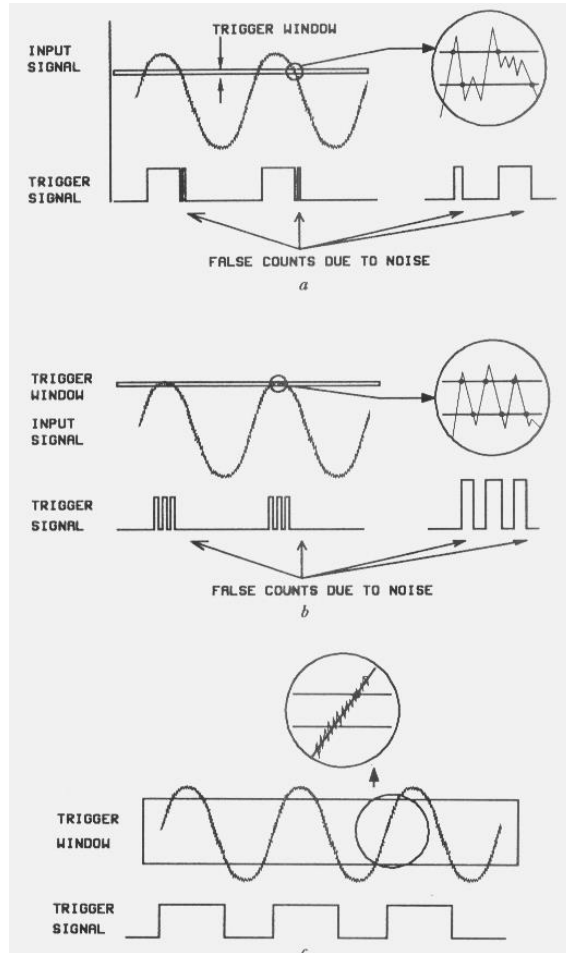
dryft częstotliwości

wpływ napięcia zasilającego

W licznikach uniwersalnych jako generatory wzorcowe są powszechnie stosowane generatory kwarcowe. Błędy związane z generatorem wzorcowym wynikają z niedostrojenia tego generatora do częstotliwości znamionowej (najczęściej 10MHz) oraz zależności częstotliwości od temperatury, wahań napięcia zasilającego i czasu (dyft długo- i krótkookresowy). Generatory kwarcowe wymagają strojenia (za pomocą kondensatorów nastawnych) z uwagi na trudność wytworzenia rezonatorów kwarcu o ściśle określonej częstotliwości. Istotne znaczenie ma kompensacja wpływu temperatury na stabilność generatora. Stosowane są rozwiązania z siecią termistorów kompensacyjnych (oznaczane w dokumentacji licznika jako TCXO), termostatowaniem generatora kwarcowego (oznaczenie OCXO) lub kompensacją cyfrową (oznaczenie DCXO). Względne zmiany częstotliwości pod wpływem temperatury w warunkach użytkowych (tzn. od 0 do 50°C) są na poziomie 10^{-9} . Eliminację dryftów czasowych uzyskuje się przez okresową kalibrację i dostrajanie generatora do częstotliwości znamionowej. Proces taki może być zrealizowany przez porównanie ze wzorcami częstotliwości (wzorzec cezowy, maserowy, rubidowy) lub z wykorzystaniem wzorcowych źródeł czasu (np. GPS).



Błędy wyzwalania



Wpływ zakłóceń w sygnale mierzonym na wyniki pomiarów ma większe znaczenie przy pomiarach okresu i odstępu czasu (niż przy pomiarach częstotliwości) z uwagi na to, że impulsy otwierające i zamykające bramkę są formowane z przebiegu badanego. Poprawny pomiar wymaga prawidłowego usytuowania poziomu i szerokości okna wyzwalania. W licznikach uniwersalnych poziom wyzwalania jest zazwyczaj dobierany automatycznie, natomiast istnieje możliwość regulacji szerokości okna przez określenie większej (szersza histereza) lub mniejszej (węższa histereza) czułości w torze przetwarzania sygnałów wejściowych.

Ograniczenia zakresów pomiarowych

częstotliwość

dolny zakres

zwiększyć czas pomiaru

pomiar okresu

powielanie częstotliwości

górný zakres

dzielnik częstotliwości

przemiana częstotliwości

generator pomocniczy

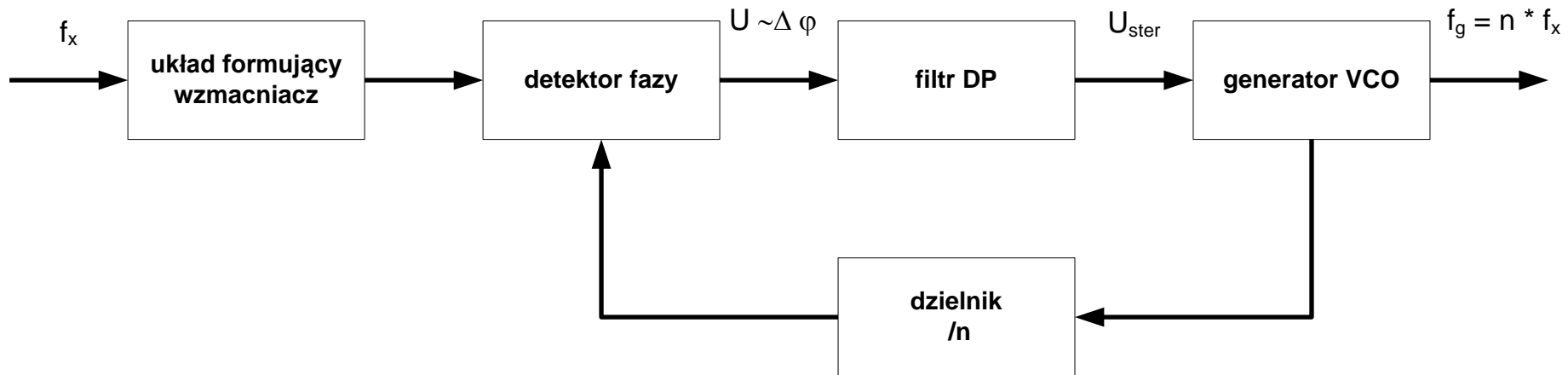
czas

metoda podwójnego noniusza

metoda ekspansji czasu

*Podstawowym układem pomiarowym współczesnych liczników uniwersalnych jest układ do pomiaru odstępu czasu. Większą rozdzielczość w takim układzie można uzyskać stosując generator wzorcowy o większej częstotliwości np. 100MHz. Wówczas rozdzielczość, określona okresem generatora wzorcowego, wynosi 10ns. Stosowane w praktyce techniki polegają na powieleniu częstotliwości generatora wzorcowego w układzie **pętli fazowej** lub zastosowaniu metody **ekspansji czasu** (metoda interpolacyjna) i metody **podwójnego noniusza** (metoda cyfrowa). Górny zakres pomiaru częstotliwości, w standardowych układach pomiarowych, wyznaczają możliwości wewnętrznego licznika. Technologie stosowane przy produkcji cyfrowych układów scalonych pozwalają na konstrukcję liczników działających przy częstotliwościach na poziomie pojedynczych GHz. Pomiar wyższych częstotliwości jest możliwy przy zastosowaniu dzielników częstotliwości lub przetworników heterodynowych. Dzielniki częstotliwości stosowane są rzadko z uwagi na pogorszenie właściwości metrologicznych przyrządu przejawiające się wprowadzeniem przez dzielnik dodatkowych błędów i wydłużeniem czasu pomiaru. Większe znaczenie mają układy z przetwarzaniem heterodynowym.*

Powielanie częstotliwości – pętla fazowa



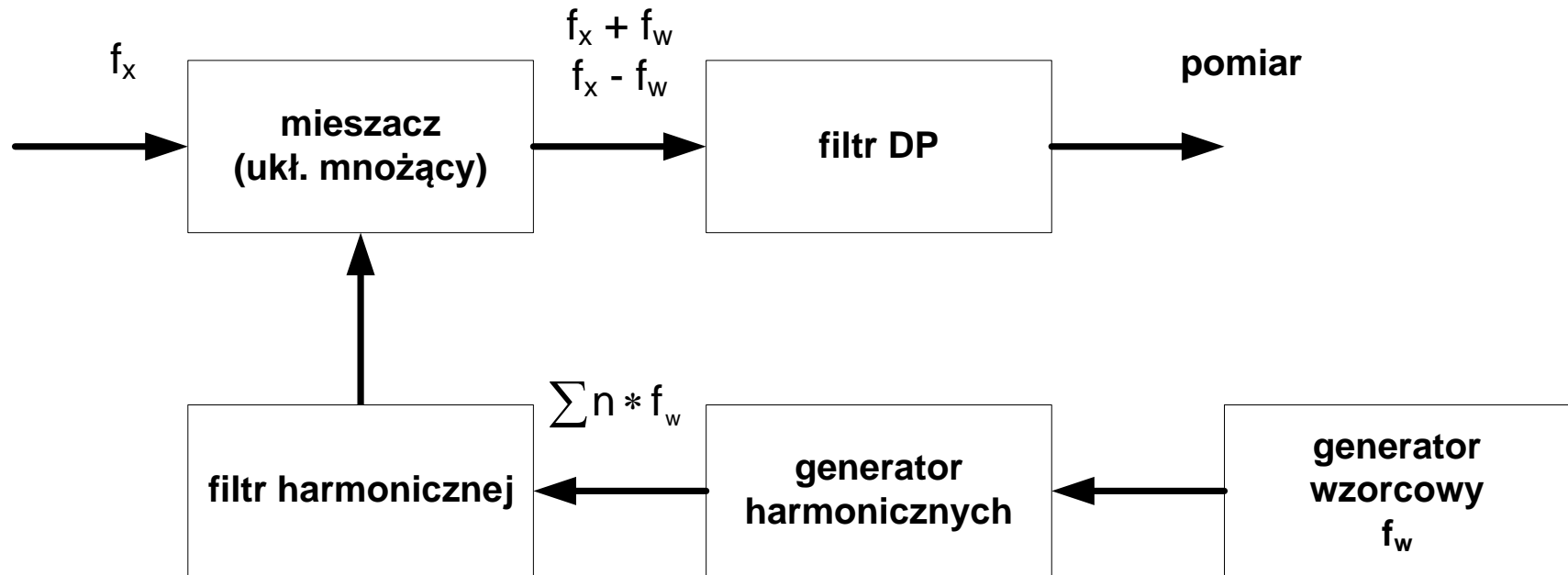
detektor fazy: faza --> napięcie

generator VCO: napięcie --> częstotliwość

To jest w technice ważny układ, zapewniający stabilizację częstotliwości (bez dzielnika w pętli sprzężenia zwrotnego) lub powielenie częstotliwości (n -krotne, przy zastosowaniu dzielnika przez n).

W uproszczeniu układ działa tak, że na wyjściu detektora fazoczułego pojawia się sygnał o składowej stałej proporcjonalnej do różnicy faz sygnałów wejściowych. Składowa stała jest wydzielana przy użyciu filtra dolnoprzepustowego i podawana na generator VCO czyli przetwornik napięcie/częstotliwość

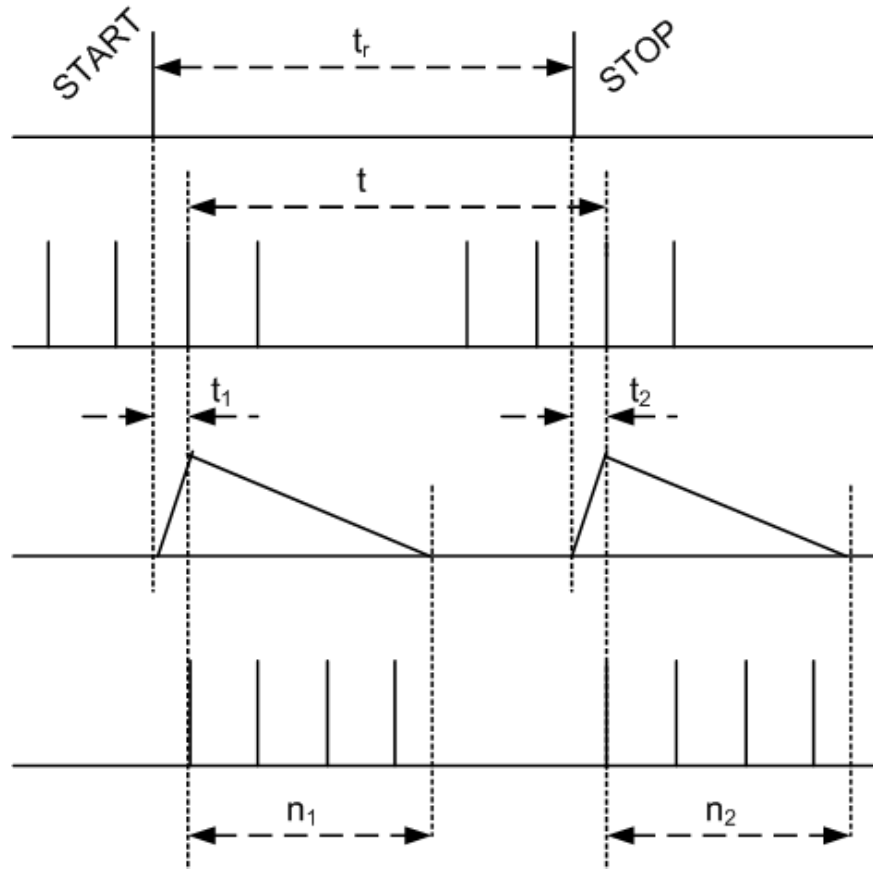
Przemiana częstotliwości



Idea metody polega na tym, że sygnał badany o częstotliwości f_x i drugi sygnał o znanej częstotliwości f_w są podawane na wejścia układu mieszacza (układu mnożącego). Na wyjściu takiego układu otrzymuje się przebieg zawierający składowe o częstotliwościach stanowiących sumę i różnicę częstotliwości składowych ($f_x + f_w$ i $f_x - f_w$). Następnie filtrem dolnoprzepustowym wybiera się z tego sygnału składową o częstotliwości różnicowej i wykonuje pomiar metodą standardową. Oczywiście do otrzymanego wyniku trzeba dodać wartość częstotliwości f_w co jest realizowane automatycznie.

Metoda ekspansji czasu

Metoda ekspansji czasu i metoda podwójnego noniusza (przedstawione tutaj bardzo skrótowo) to są ważne metody i warto te nazwy zapamiętać.



$$t_r = t + t_1 - t_2$$

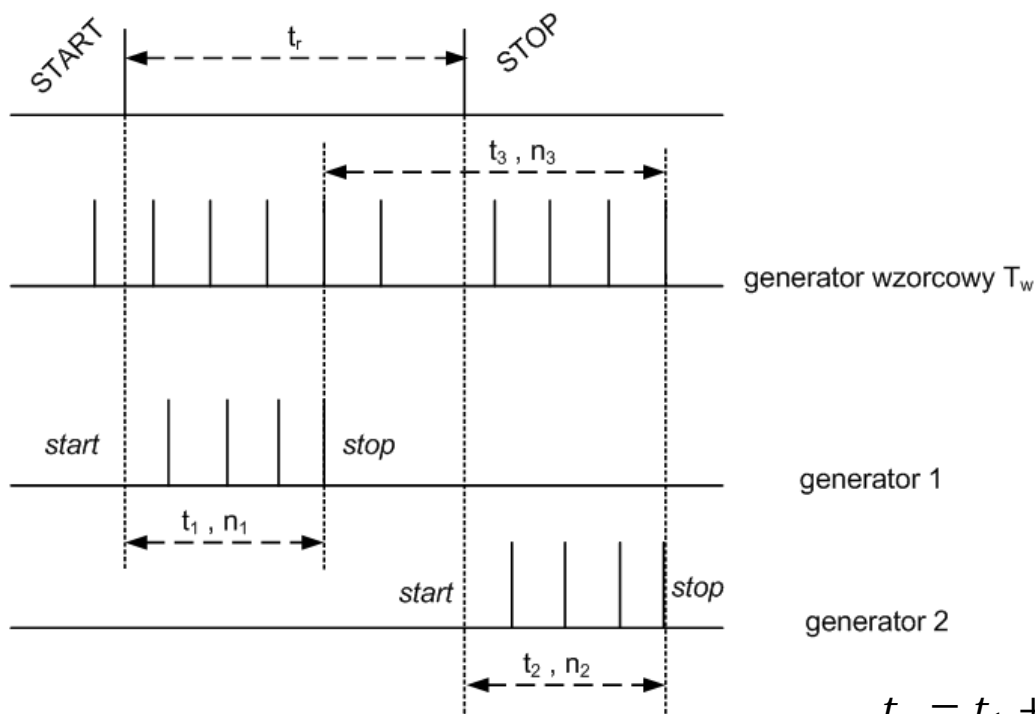
$$t = n * T_w$$

$$t_1 = \frac{n_1}{k} * T_w \quad t_2 = \frac{n_2}{k} * T_w$$

$$t_r = \left(n + \frac{n_1}{k} - \frac{n_2}{k} \right) * T_w$$

Problem wynika stąd, że mierząc czas t_r w rzeczywistości dokonujemy pomiaru czasu t . Metoda polega na pomiarze czasów t_1 i t_2 czyli odstępów czasu pomiędzy impulsami **start** i **stop**, a impulsami generatora wzorcowego. Można to zrealizować wydłużając czasy t_1 i t_2 . W praktyce korzysta się z integratorów ładowanych w czasie t_1 i t_2 i rozładowywanych prądem k -krotnie (np. 1000-krotnie) mniejszym. Pomocnicze liczniki zliczają odpowiednio n_1 i n_2 impulsów.

Metoda podwójnego noniusza



W metodzie tej są stosowane 3 generatory. Generator wzorcowy o okresie T_w oraz dwa generatory pomocnicze o nieco innej częstotliwości określonej zależnością (1). Wartość n jest dobierana z liczb postaci 2^m (np. 64 lub 256). Generator wzorcowy pracuje cały czas, natomiast generatory pomocnicze są uruchamiane odpowiednio sygnałami **start** i **stop**. Technika podwójnego noniusz polega na wykryciu **koincydencji** (czyli zrównania) pomiędzy impulsami z generatora wzorcowego i impulsami z generatorów pomocniczych. Tym samym jest realizowany pomiar czasów t_1 i t_2 . Wykrycie koincydencji jest możliwe dzięki zastosowaniu szybkich układów cyfrowych.

$$\left(1 + \frac{1}{n}\right) * T_w \quad (1)$$

$$t_r = t_1 + t_3 - t_2 = T_w \left[n_3 + (n_1 - n_2) \left(1 + \frac{1}{n}\right) \right]$$

Jak zwrócono wcześniej uwagę, jednym z problemów w pomiarach częstotliwości i czasu jest brak synchronizmu pomiędzy impulsami sterującymi bramką, a impulsami z generatora wzorcowego. Przedstawione powyżej metody nie eliminują braku synchronizacji, ale umożliwiają zwiększenie rozdzielczości (a tym samym dokładności pomiaru). Stosując cyfrowe układy opóźniające można doprowadzić do sytuacji kiedy bramka jest otwierana nie w chwili wystąpienia sygnału start, ale nieco później tzn. w chwili pojawienia się najbliższego impulsu z generatora wzorcowego (analogicznie można postąpić przy sygnale stop). Zastosowanie takiej synchronizacji jest niezbędne przy realizacji uśredniania wyników pomiarów. Technika uśredniania daje efekt w postaci poprawy rozdzielczości i dokładności poprzez zliczenie impulsów w czasie kilku okresów badanego przebiegu. Warunkiem podstawowym, oprócz synchronizacji, jest jednak niezależność wyników pomiarów kolejnych okresów. Oznacza to, że nie będzie poprawy rozdzielczości jeżeli okres badanego przebiegu stanowi wielokrotność okresu generatora wzorcowego. Stąd przy stosowaniu techniki uśredniania celowo wprowadza się modulację fazy przebiegu badanego.

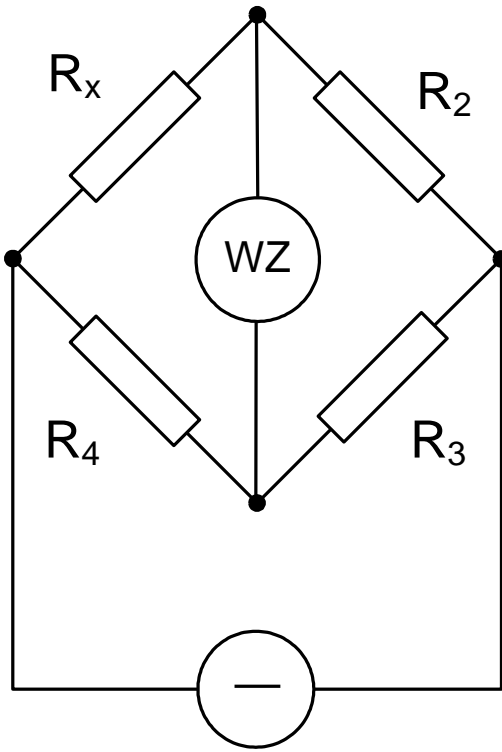
Metody pomiaru parametrów elementów biernych

- metody z przetwarzaniem na napięcie
- metody z przetwarzaniem na czas (stanów nieustalonych)
- metody rezonansowe
- metody mostkowe
- automatyczne metody mostkowe

Pomiarów impedancji i jej składowych można dokonać jedną z kilku metod. Stosowane są rozwiązania wykorzystujące: klasyczną teorię mostków pomiarowych (mostek Maxwella, mostek Wiena - w tym mostki o równoważeniu automatycznym), metodę techniczną (pomiar spadku napięcia na badanym elemencie i pomiar natężenia prądu przepływającego przez ten element), metody rezonansowe (metody wykorzystujące zjawisko rezonansu w obwodach RLC, przyrządy realizujące te metody, to tzw. Q-metry), metody analizy sygnału odbitego (przyrządy - reflektometry). Zastosowanie jednej z wymienionych metod jest uzależnione od pożądanej dokładności i zakresu pomiaru, a także częstotliwości przy której element będzie pracował. Niejednokrotnie o wyborze decyduje możliwość zestawienia układu pomiarowego.

Klasyczne mostki prądu stałego 1

Klasyczny mostek prądu stałego (czterogąłenny) – mostek Wheatstone'a



$$R_x R_3 = R_2 R_4 \quad (1)$$

$$R_x = R_2 \frac{R_4}{R_3} \quad (2)$$

Klasyczne mostki Wheatstone'a umożliwiają pomiary rezystancji od ok. 1Ω do ok. $1M\Omega$ i mogą występować w wykonaniu technicznym lub laboratoryjnym.

Laboratoryjne motki Wheatstone'a są układami o czterech ramionach R_x, R_2, R_3, R_4 i o dwóch przekątnych: zasilania i wskaźnika zera.

Mostki laboratoryjne umożliwiają wyznaczenie wartości rezystancji jednego z ramion, gdy wartości pozostałych trzech ramion mostka są znane. W stanie równowagi mostka obowiązuje równanie (1).

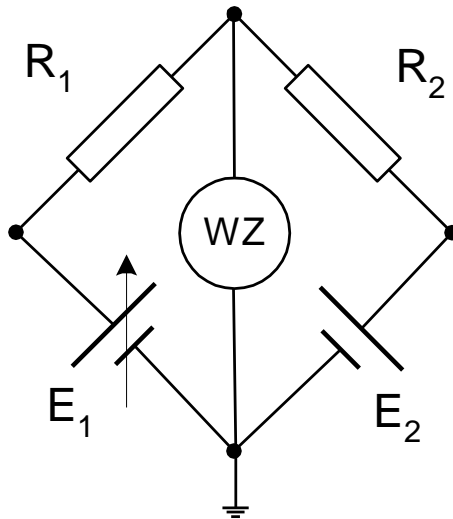
Stan równowagi uzyskuje się nastawiając odpowiednią wartość opornika wielodekadowego R_2 przy wybranej wartości oporników stosunkowych R_3 i R_4 . Wartości stosunku R_4/R_3 dobiera się tak, aby, do zrównoważenia mostka, wykorzystać możliwie wszystkie dekady zestawu R_2 [$10 \times (10000; 1000; 100; 10; 1; 0.1)\Omega$]. Jako wskaźnik zera – wskaźnik równowagi stosuje się galwanometr magnetoelektryczny o dużej czułości lub czuły wskaźnik elektroniczny.

Do zasilania mostka stosuje się źródła o napięciu od 2V do kilkudziesięciu woltów. Większe napięcia stosuje się przy pomiarze większych wartości R_x ($100k\Omega$ do kilku $M\Omega$).

Pomiary rezystancji mostkiem Wheatstone'a są obarczone błędami wynikającymi z niedokładności oporników R_2, R_3 i R_4 oraz niewystarczającej czułości mostka.

Poprawę czułości mostka można osiągnąć poprzez zastosowanie wskaźnika zera o większej czułości, zwiększenie napięcia zasilającego do wartości dopuszczalnej i przez właściwy dobór rezystancji w mostku.

Mostki prądu stałego 2



Problemem w mostkach klasycznych 4-gałęźnych jest proces równoważenia, a właściwie brak możliwości automatyzacji pomiarów. Pewnym rozwiązaniem może być zastąpienie oporników, regulowanymi źródłami napięcia.

Takie rozwiązanie pokazano na rysunku.

Druga sprawa to ograniczenia zakresu pomiarowego małych rezystancji spowodowane wpływem rezystancji przewodów doprowadzających prąd do badanego elementu. Zauważmy, że ten problem został rozwiązany w multimetrach laboratoryjnych (metoda techniczna) przez zastosowanie oddzielnych par przewodów: prądowych i napięciowych – patrz slajd 17. W mostkach prądu stałego eliminacja wpływu rezystancji przewodów jest możliwa w mostku 6-gałęźnym.

$$R_w \rightarrow R_1 : E_1 = E_w \text{ i } \frac{E_w}{E_2} = \frac{R_w}{R_2}$$

$$R_x \rightarrow R_1 : E_1 = E_x \text{ i } \frac{E_x}{E_2} = \frac{R_x}{R_2}$$

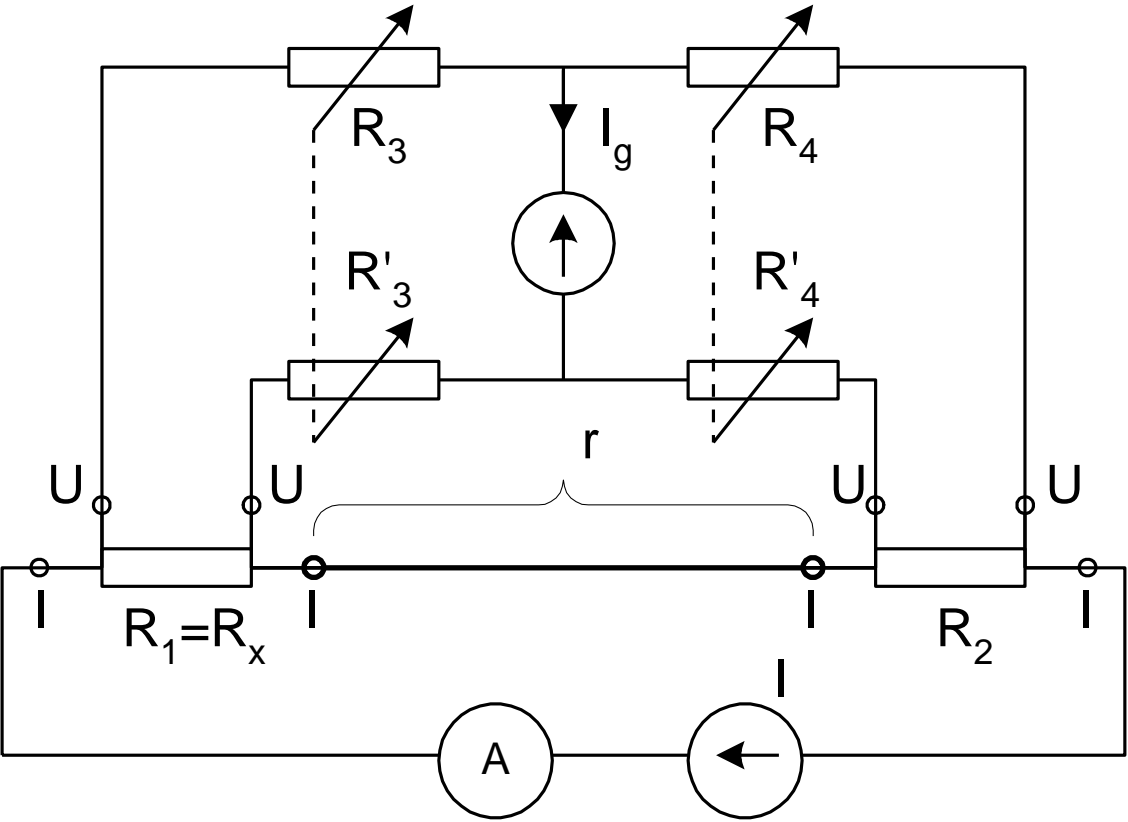
$$\frac{E_2}{R_2} = \frac{E_w}{R_w} = \frac{E_x}{R_x}$$

$$R_x = R_w \frac{E_x}{E_w}$$

Klasyczne mostki prądu stałego 3

Klasyczny mostek prądu stałego (sześciogąłęźny) – mostek Thomsona.

W mostku Thomsona oporniki R_3 i R'_3 są zestawami jednakowych oporników, zwykle 4-dekadowych, mechanicznie sprzężonych (umieszczonych na wspólnych osiach przełączników) tak, że zawsze $R_3 = R'_3$, również oporniki $R_4 = R'_4$ nastawia się na jednakowe wartości np. 10Ω , 100Ω , 1000Ω . W mostku zrównoważonym, tzn. gdy $I_g=0$ oraz gdy spełniona jest zależność (1) warunek równowagi przybiera postać (2).
Laboratoryjne mostki Thomsona umożliwiają pomiar rezystancji na poziomie $\mu\Omega$.

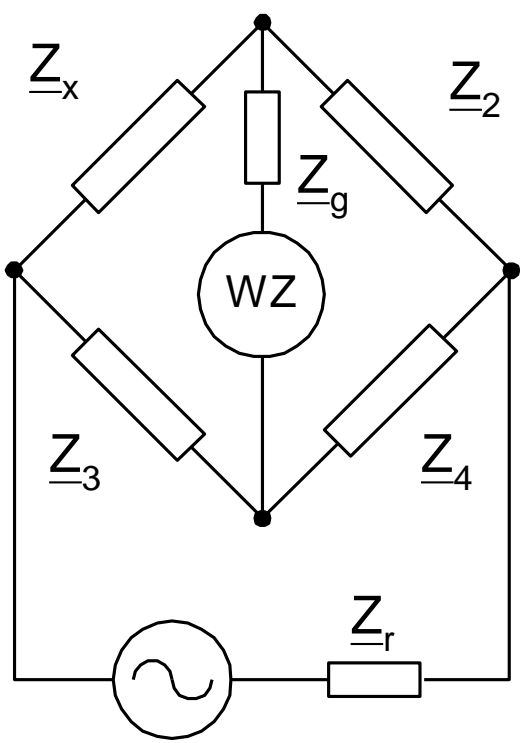


$$\frac{R_3}{R'_3} = \frac{R_4}{R'_4} \quad (1)$$

$$R_x = R_1 = R_2 \frac{R_3}{R_4} \quad (2)$$

Mostki prądu zmiennego 1

W klasycznym 4-gałęźnym mostku prądu przemiennego spełnienie warunku równowagi wymaga regulacji dwóch składowych. Impedancje ramion mogą być opisane we współrzędnych prostokątnych (zależność 2) lub we współrzędnych biegunowych (zależność 4). Zatem warunek równowagi też można opisać dwojako – w postaci zależności (3) lub zależności (5).



$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4$

$Z_x \rightarrow Z_1 : Z_x Z_3 = Z_2 Z_4$

$Z_x = \frac{Z_2 Z_4}{Z_3} \tag{1}$

$Z_k = R_k + jX_k, \text{ gdzie } k = 1,2,3,4 \tag{2}$

$\left. \begin{aligned} R_1 R_4 - X_1 X_4 &= R_2 R_3 - X_2 X_3 \\ R_1 X_4 + R_4 X_1 &= R_2 X_3 - R_3 X_2 \end{aligned} \right\} \tag{3}$

$\underline{Z}_k = Z_k e^{j\phi_k} \tag{4}$



$\left. \begin{aligned} Z_1 Z_4 &= Z_2 Z_3 \\ \phi_1 + \phi_4 &= \phi_2 + \phi_3 \end{aligned} \right\} \tag{5}$

Mostki prądu zmiennego 2

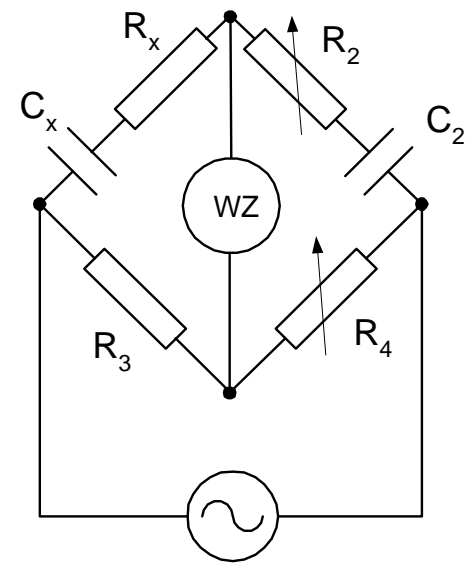
Na rysunku pokazano klasyczne mostki Wiena i Maxwella oraz zależności umożliwiające wyznaczenie parametrów rzeczywistego kondensatora i cewki rzeczywistej.

W mostku Wiena rezystancja R_x reprezentuje straty w dielektryku, a $\text{tg}\delta$ kąt stratności D – patrz też slajd 43 w module 1.

W rzeczywistym układzie mostka Maxwella elementem regulacyjnym jest rezystancja R_3 , a nie elementy wzorcowe (R_2 , L_2). Z uwagi na to, że w mostku prądu zmiennego regulacji muszą podlegać dwie składowe (a nie stosuje się praktycznie regulowanych wzorców indukcyjności) do układu mostka wprowadza się jeszcze dodatkową rezystancję r włączaną w ramiona R_x - L_x lub R_2 - L_2 i w ten sposób zmienia się stałą czasową (L/R). Zatem mostek jest w równowadze przy równości stałych czasowych $L_x/(R_x+r)$ i L_2/R_2 lub L_x/R_x i $L_2/(R_2+r)$.

do pomiaru pojemności

- **Wiena**
- Nernsta
- Scheringa

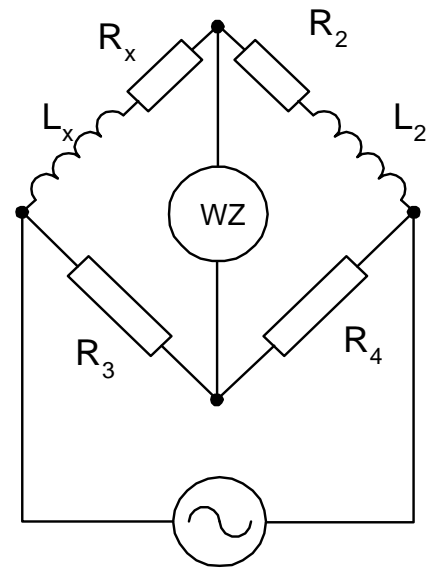


$$\left. \begin{aligned} C_x &= C_2 \frac{R_4}{R_3} \\ R_x &= R_2 \frac{R_3}{R_4} \end{aligned} \right\}$$

$$\text{tg}\delta_x = \omega C_x R_x = \omega C_2 R_2$$

do pomiaru indukcyjności

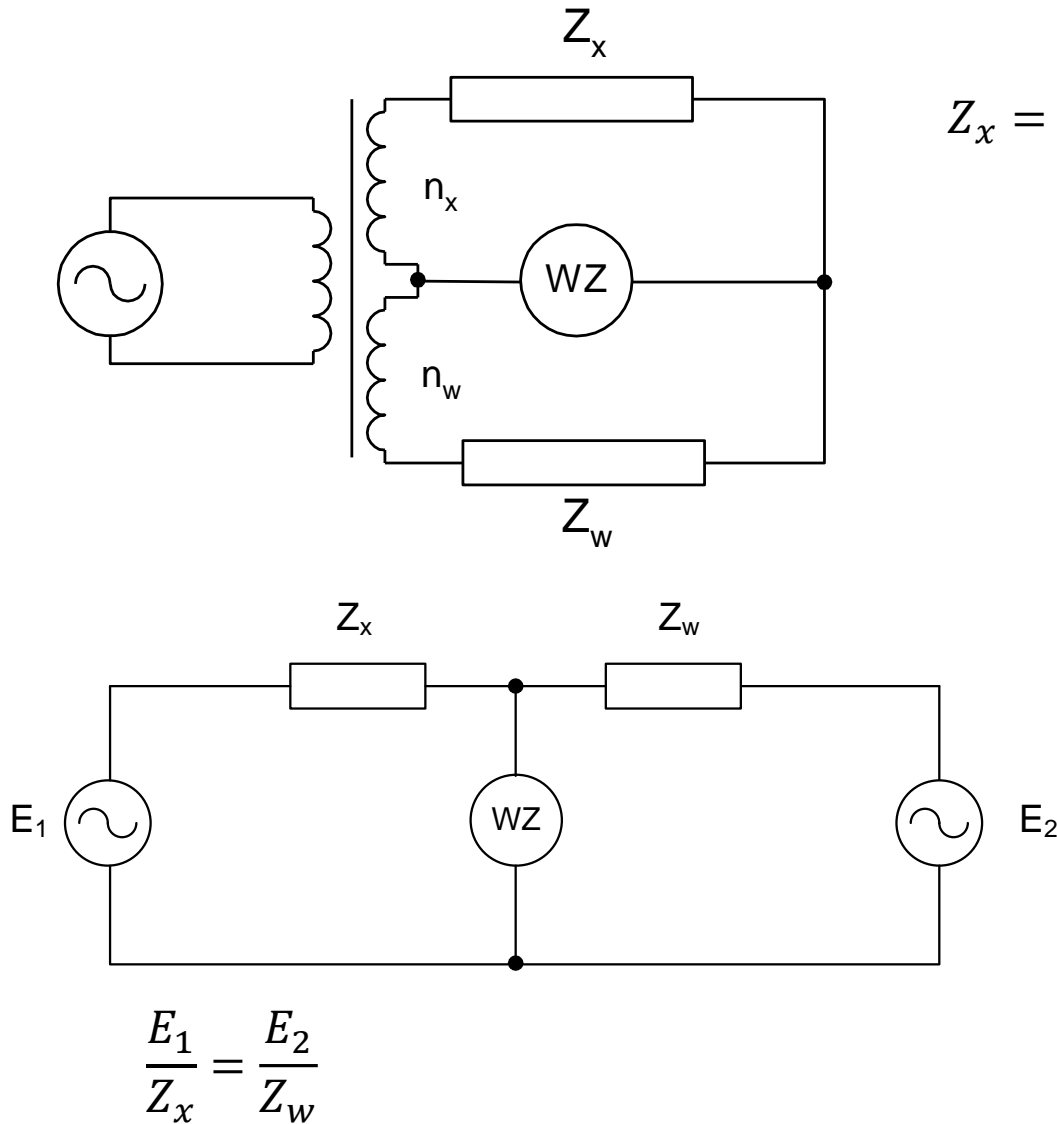
- **Maxwella**
- Haya



$$L_x = L_2 \frac{R_3}{R_4}$$

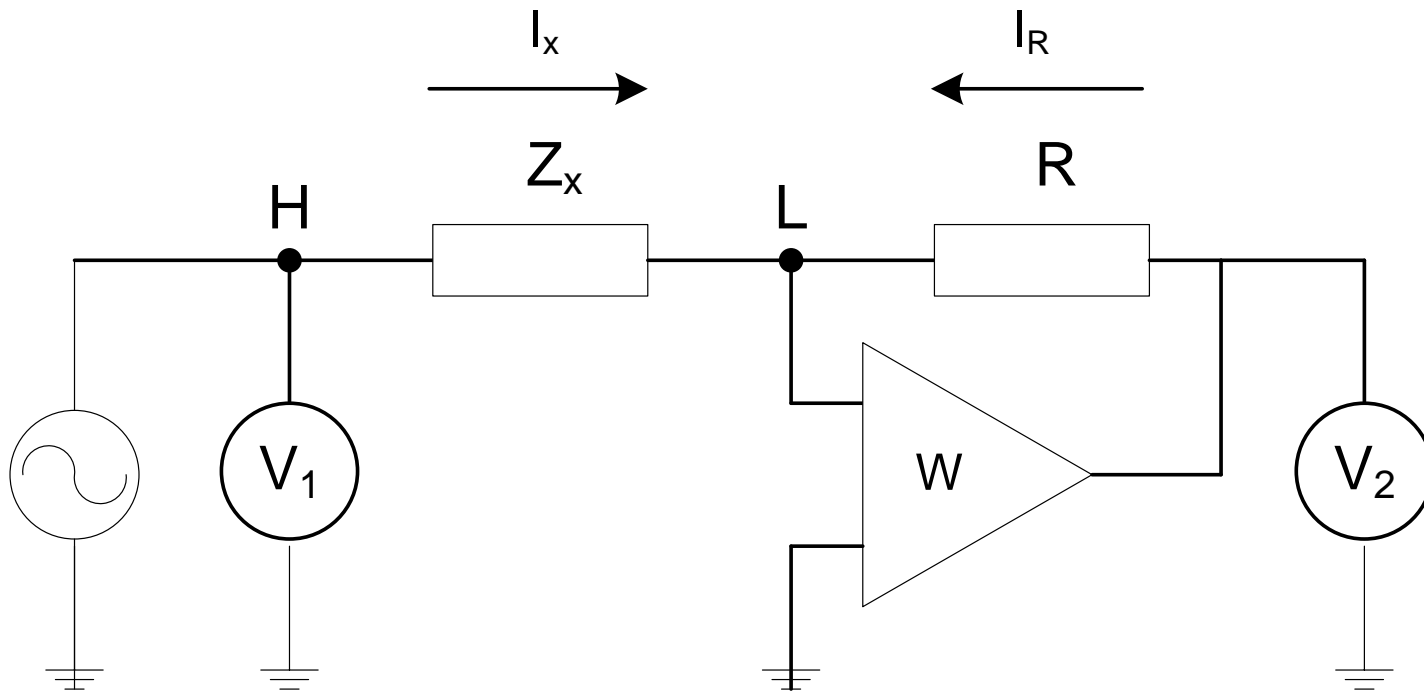
$$R_x = R_2 \frac{R_3}{R_4}$$

Transformacje układów pomiarowych



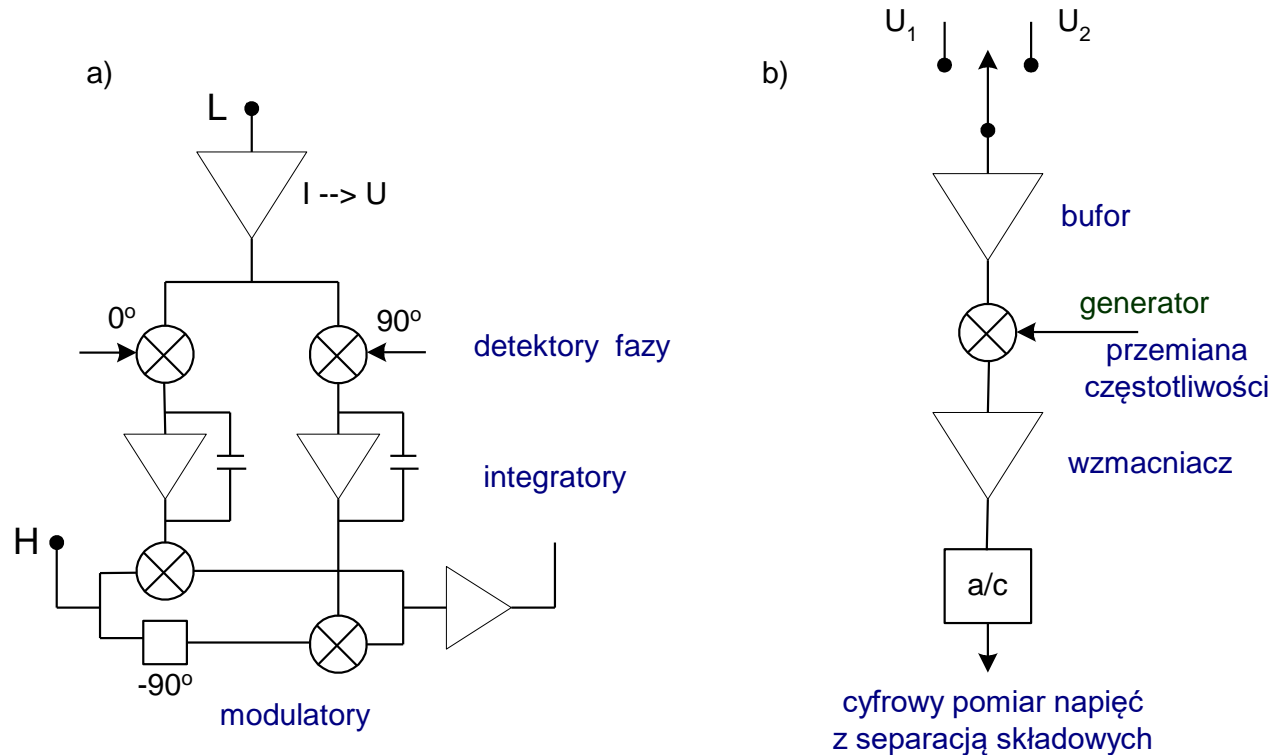
Zauważmy, że zarówno mostek Maxwella jak i Wiena wymaga dla prawidłowej pracy bardzo starannego doboru elementów. Nie do uniknięcia jest przy tym wpływ takich zjawisk jak zmiany wartości parametrów elementów wzorcowych pod wpływem temperatury czy procesów starzeniowych oraz pojemności pasożytniczych i resztkowych indukcyjności. Alternatywą dla tych klasycznych mostków były mostki transformatorowe, w których warunek równowagi był spełniany poprzez regulacje nastaw przekładni zwojowych w transformatorze. Nadal jednak pozostawał problem trudności zautomatyzowania procesu równoważenia. Warunkiem automatyzacji jest zastąpienie regulowanych elementów wzorcowych przez sterowane źródła napięciowe, przy czym zgodnie z wcześniejszymi rozważaniami, niezbędna jest możliwość regulacji dwu składowych przesuniętych w fazie o $\pi/2$.

Idea automatycznego równoważenia



Ideę układu pomiarowego przedstawiono na rysunku. Prąd przepływający przez mierzoną impedancję Z_x przepływa również przez rezystancję R . Wzmacniacz pracuje w układzie przetwornika I/U. Punkt L jest punktem masy pozornej. Impedancja jest wyznaczana poprzez pomiar napięcia w punkcie H i pomiar spadku napięcia na rezystancji R .

Automatyczne mostki RLC

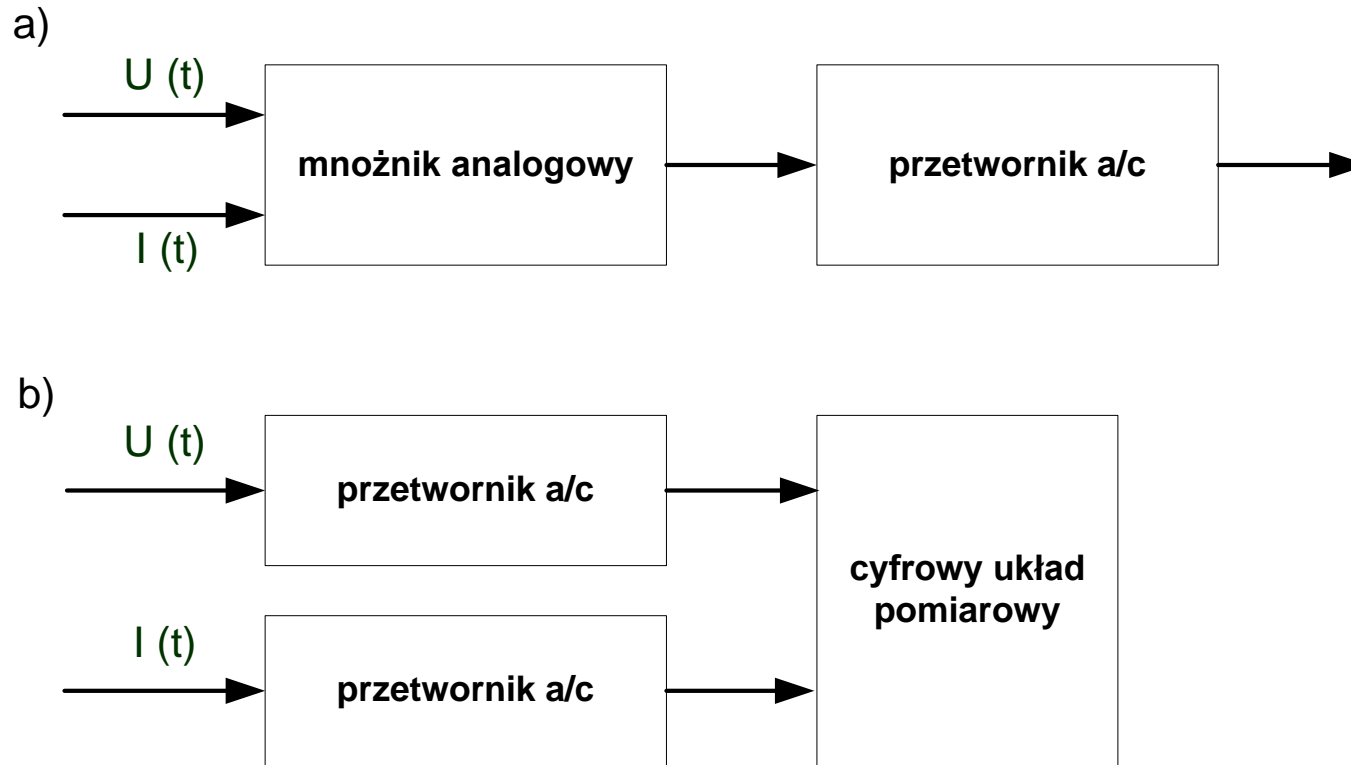


Przetwornik I/U jest w praktyce detektorem zera i jeżeli mostek nie jest w równowadze na jego wyjściu pojawia się napięcie. Detektory fazowe wydzielają składowe 0 i 90° , które po scałkowaniu są mieszane ze składowymi napięcia zasilającego badany element.

W efekcie na wyjściu układu ustala się takie napięcie, że prądy przepływające przez Z_x i R są równe co do modułu i fazy. Pomiar składowych napięć U_1 i U_2 jest realizowany po przetworzeniu ich do postaci cyfrowej.

Z punktu widzenia użytkownika zasada działania przyrządu nie jest tak istotna jak umiejętność wykonania pomiaru i prawidłowa interpretacja wyników. Przy korzystaniu z mostków RLC jest to szczególnie ważne z uwagi na możliwość wykonywania pomiarów przy założeniu różnych schematów zastępczych badanych elementów.

Konfiguracje układów do pomiaru mocy i energii



Jak już wcześniej podkreślano [Moduł 1 slajd 46] pomiar mocy i energii wymaga realizacji operacji mnożenia sygnałów proporcjonalnych do napięcia i prądu. Mnożenie można wykonać po stronie analogowej lub cyfrowej. Istnieje wiele odmian układów analogowych, w których sygnał wyjściowy jest proporcjonalny do iloczynu sygnałów wejściowych. Najważniejsze i czasem jeszcze wykorzystywane w praktyce to układy z hallotronami, mnożniki transkonduktancyjne, mnożniki logarytmiczne czy mnożniki TDM. Realizację mnożenia zapewnia oczywiście watomierz ferrodynamiczny. Wykonanie przetwarzania analogowo-cyfrowego sygnałów proporcjonalnych do napięć i prądów pozwala na zrealizowanie mnożenia po stronie cyfrowej, co jest bardzo proste praktycznie w każdym układzie mikroprocesorowym. Zresztą sam fakt przejścia na stronę cyfrową daje praktycznie nieograniczone możliwości wyznaczania parametrów sygnałów.

Techniki mnożenia sygnałów

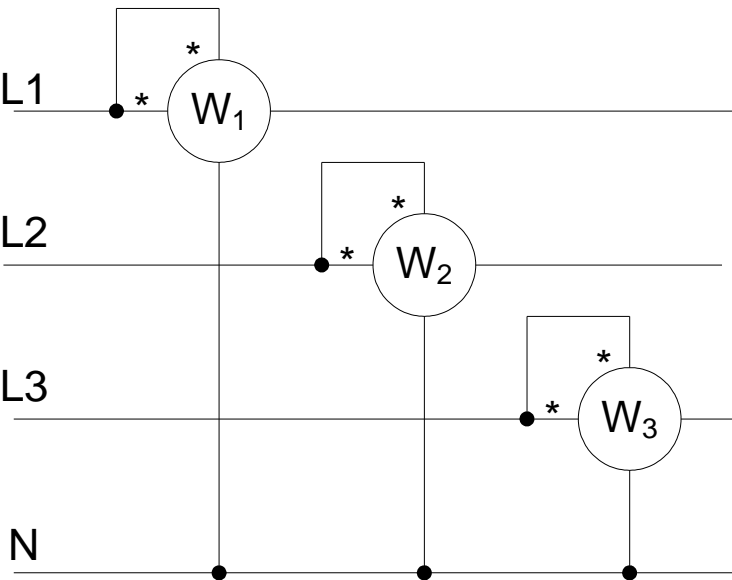
Analogowe techniki mnożenia sygnałów:

- mnożniki bezpośrednie: hallotronowe, elektrodynamiczne, magnetorezystancyjne
- mnożniki o zmiennej transkonduktancji
- mnożniki matematyczne
- mnożniki impulsowe – TDM

Cyfrowe mnożenie sygnałów – procesor sygnałowy realizujący sprzętowo operacje mnożenia.

Metodyka pomiaru mocy czynnej

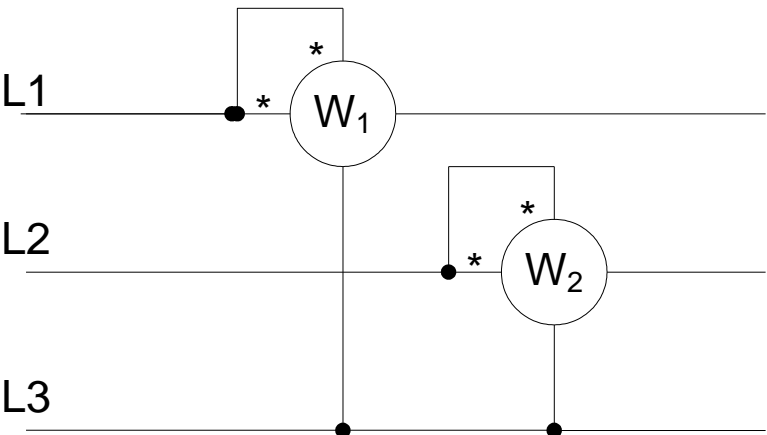
Patrz uwagi na slajdzie 46 w module 1



rys. 1

$$P_1 = U_1 I_1 \cos \phi_1 \quad (1)$$

$$P = P_1 + P_2 + P_3 \quad (2)$$

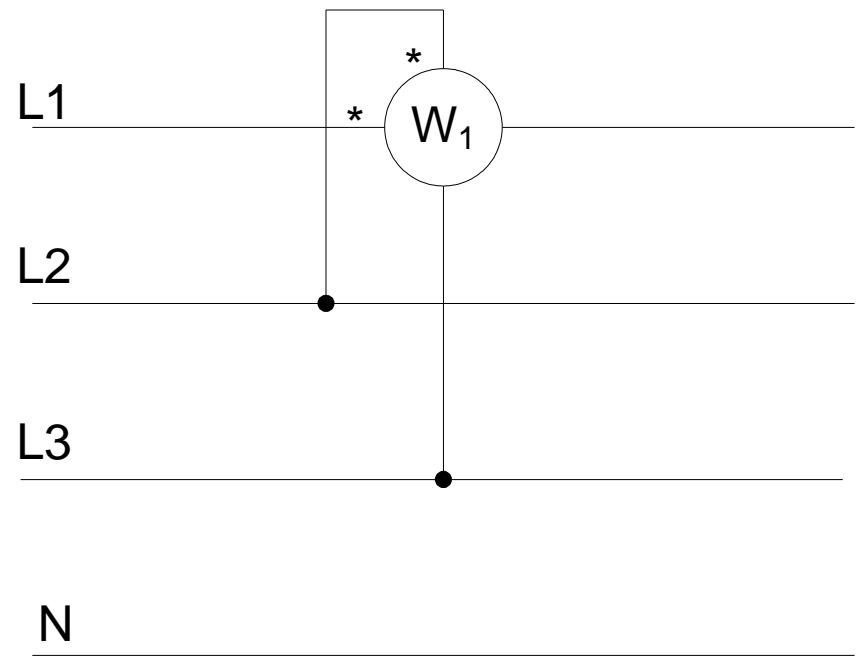


rys. 2

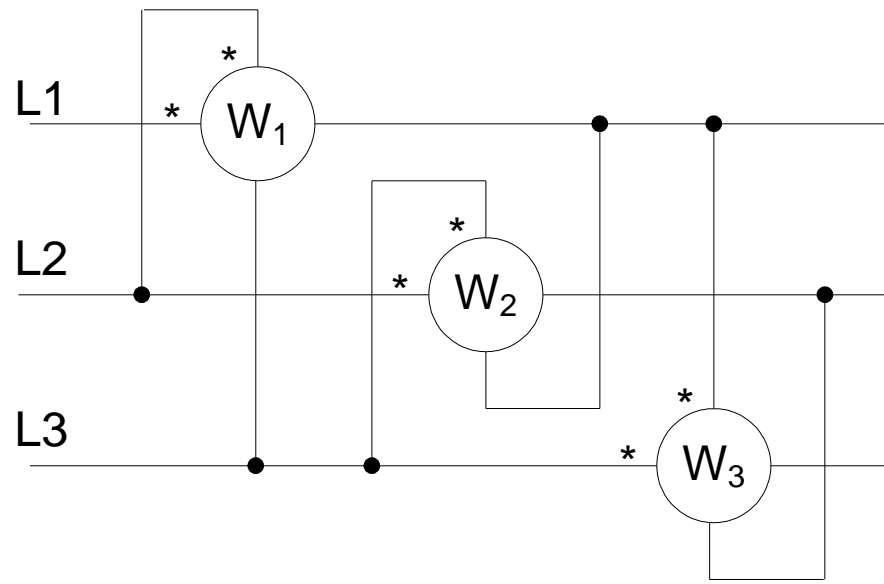
$$P = P_1 + P_2 \quad (3)$$

Całkowita moc czynna układu 3-fazowego jest równa mocy poszczególnych faz, zatem dokonać pomiaru mocy można włączając watomierze na poszczególne fazy układu (rys. 1). W praktyce często stosuje się układ Arona umożliwiający wyznaczenie mocy całkowitej za pomocą dwóch watomierzy włączonych jak na rysunku 2. Warunkiem zastosowania układu Arona jest jednak brak prądu w przewodzie zerowym co ma miejsce oczywiście zawsze w sieciach bez przewodu zerowego. Przedstawione układy do pomiaru mocy czynnej umożliwiają wyznaczenie mocy całkowitej bez względu na symetrię obciążenia. W układzie obciążonym symetrycznie (z czego wynika równość prądów i napięć fazowych) wystarczy zmierzyć moc jednej fazy a wynik pomnożyć przez 3.

Metodyka pomiaru mocy biernej



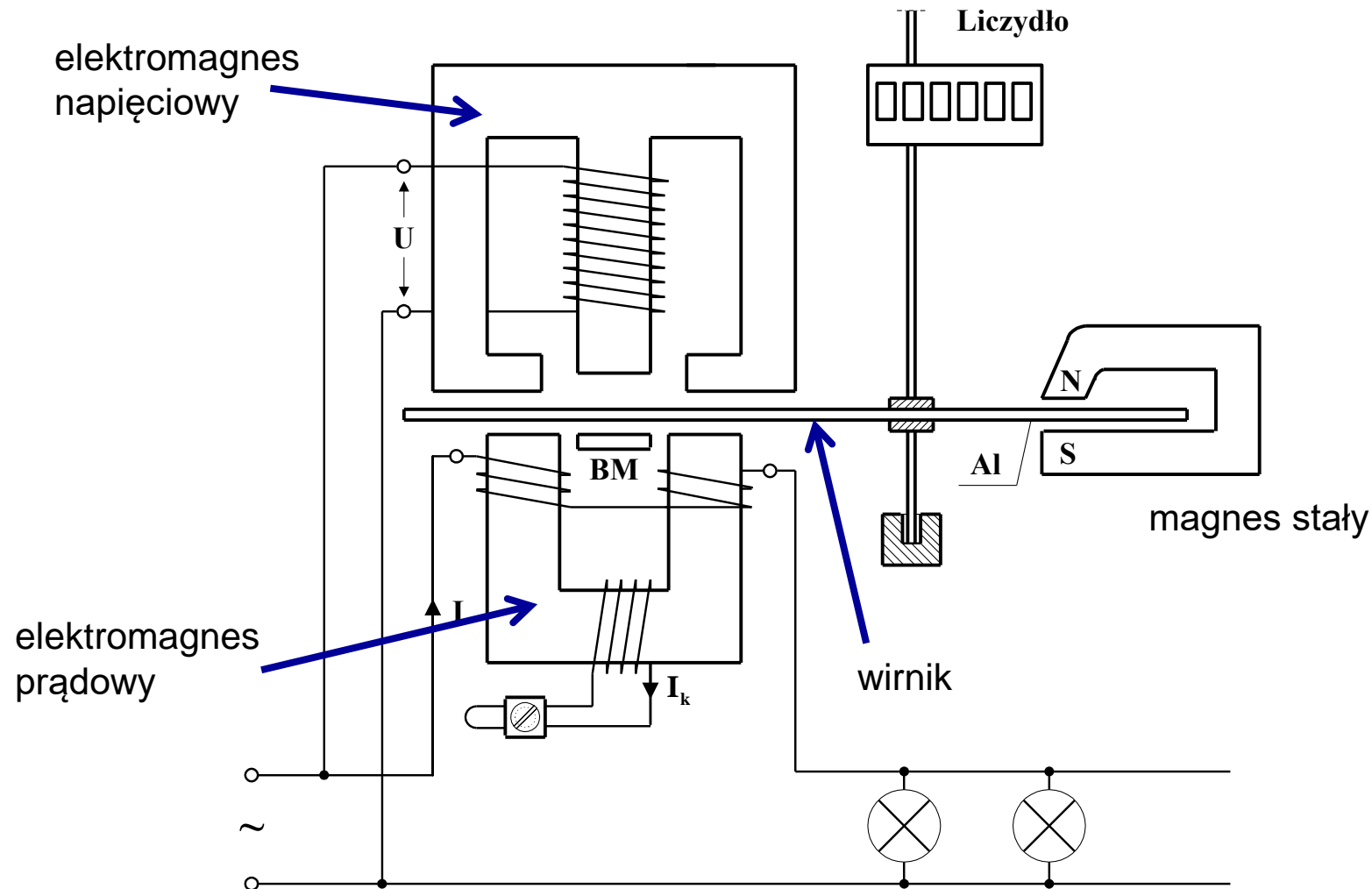
$$Q_1 = U_1 I_1 \sin \phi_1 \quad (1)$$



$$Q = Q_1 + Q_2 + Q_3 \quad (2)$$

Pomiar mocy biernej wymaga zrealizowania przesunięcia prądu lub napięcia o $\pi/2$ (zamiast kosinusa jest sinus – zależność 1). Przesunięcie może nastąpić w samym przyrządzie, ale najczęściej wykorzystuje się właściwości przesunięć fazowych napięć układu 3-fazowego. Układy do pomiaru mocy biernej przy obciążeniu symetrycznym i niesymetrycznym przedstawiono na rysunkach.

Indukcyjny licznik energii



Opis licznika na następnym slajdzie.

Opis licznika energii

Urządzeniem powszechnie wykorzystywanym zarówno w gospodarstwach domowych jak i zakładach przemysłowych są liczniki energii. Wskazania liczników stanowią podstawę rozliczeń odbiorców z dostawcami energii.

Na rysunku pokazano budowę indukcyjnego licznika energii.

Najważniejszymi częściami licznika są: elektromagnes napięciowy, elektromagnes prądowy, wirnik, magnes stały i liczydło. Elektromagnesy mają rdzenie ferromagnetyczne wykonane z blach transformatorowych. Cewka elektromagnesu napięciowego ma dużą liczbę zwojów z cienkiego drutu miedzianego. Cewka prądowa jest uzwojona grubym drutem o małej liczbie zwojów w dwóch sekcjach połączonych szeregowo. Wirnikiem jest tarcza aluminiowa osadzona na ułożyskowanej osi połączonej przekładnią zębatą z liczydłem. W „klasycznych” licznikach jest stosowane liczydło bębnowe o sześciu lub siedmiu bębnach cyfrowych. W nowszych rozwiązaniach spotyka się liczydła cyfrowe.

Pod wpływem sinusoidalnego napięcia i prądu doprowadzonych do odpowiednich cewek licznika powstają przemienne strumienie magnetyczne przenikające tarczę aluminiową w kilku miejscach. Strumienie magnetyczne, napięciowy i prądowy, indukują w tarczy prądy wirowe. Współdziałanie indukowanych prądów wirowych ze strumieniami magnetycznymi przesuniętymi względem siebie w przestrzeni i w fazie powoduje powstanie momentu napędowego. **Moment napędowy jest proporcjonalny do iloczynu doprowadzonych prądów i napięć oraz cosinusa kąta między nimi, a zatem do mocy czynnej.** Pod wpływem momentu napędowego tarcza obraca się, a **liczba obrotów zarejestrowana przez liczydło w ustalonym przedziale czasowym jest miarą zużytej energii.**

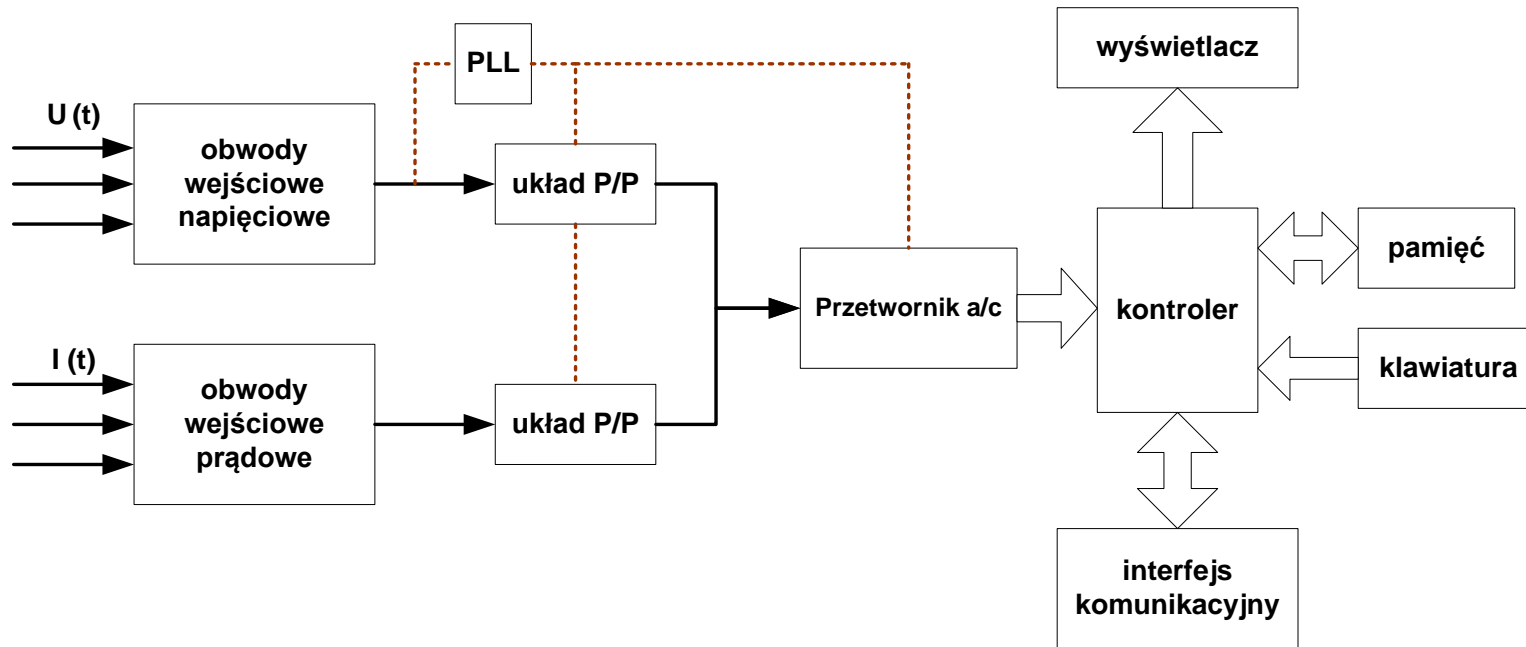
Powyższy opis jest bardzo uproszczony (nie uwzględnia kwestii powstawania momentu hamującego i momentu tarcia), ale oddaje sens działania stosowanych jeszcze indukcyjnych liczników energii.

Dygresja:

Jak widać funkcjonowanie licznika jest związane ze zjawiskami elektromagnetycznymi, a zatem oddziaływanie na licznik silnym polem magnetycznym (pochodzącym np. z magnesu neodymowego) może prowadzić do nieodwracalnych i prostych do identyfikacji zmian w przepływie strumieni magnetycznych. Takie działania narażają odbiorcę energii na poważne konsekwencje finansowe.

Mikroprocesorowe mierniki parametrów sieci energetycznej

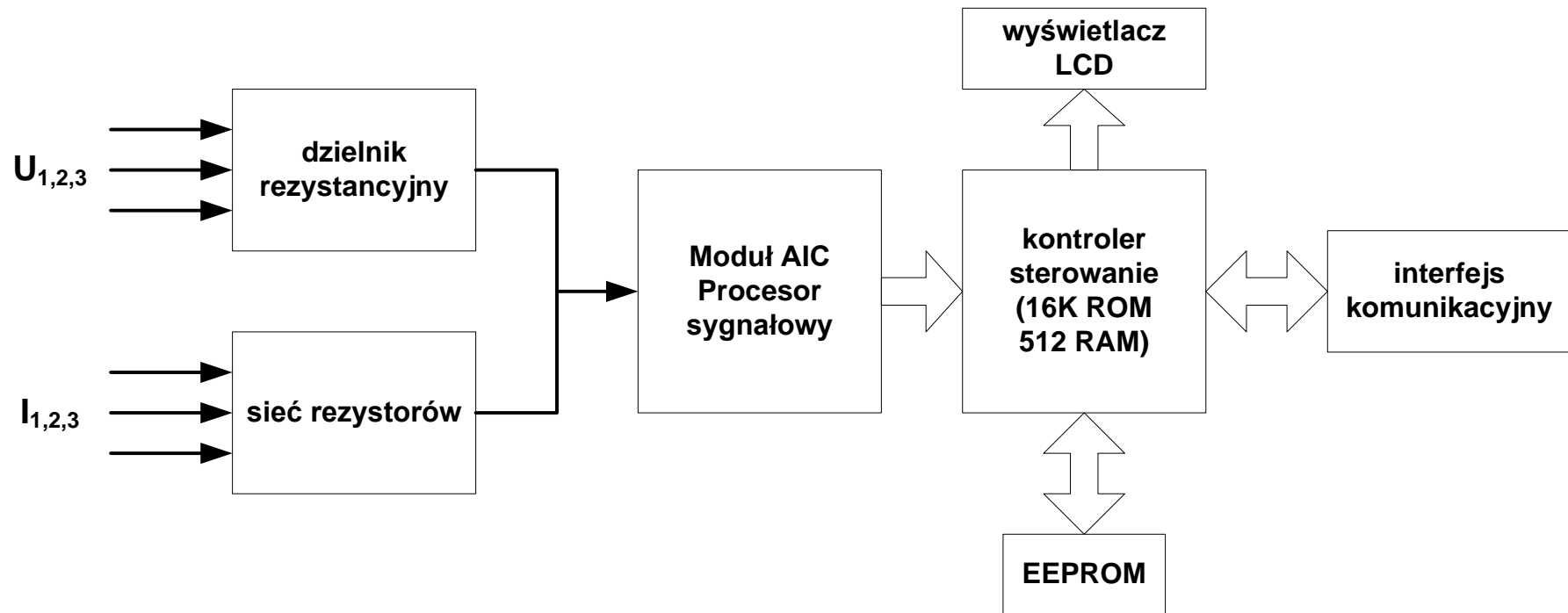
struktura rzeczywistego miernika MPS



Pętla fazowa działa jako powielacz częstotliwości i zapewnia próbkowanie synchroniczne (128 próbek na okres sieci); przetwornik a/c pracuje z rozdzielczością 12-bitową.

Relatywnie prostym, a bardzo funkcjonalnym urządzeniem jest miernik parametrów sieci energetycznej. Sam układ mikroprocesorowy realizuje operacje numerycznego wyznaczenia zarówno mocy jak i kątów fazowy. Warto zwrócić uwagę na rozwiązanie zagadnienia synchronizacji próbkowania, co osiągnięto poprzez powielenie, z wykorzystaniem pętli fazowej, częstotliwości sieci. Częstotliwość próbkowania nie jest zbyt wysoka i wynosi w prezentowanym układzie 6400Hz, zauważmy zatem, że dopuszczalny z punktu widzenia twierdzenia o próbkowaniu, rząd harmonicznej wynosi 64. Taka wartość jest wystarczająca z uwagi na to, że nawet przy silnym odkształceniu sieci (tzn. przebiegu napięcia lub prądu), harmoniczne powyżej 40 są na poziomie szumów kwantowania przetwornika analogowo/cyfrowego.

Mikroprocesorowy miernik energii



Aktualnie w gospodarstwach domowych są wykorzystywane jeszcze indukcyjne liczniki energii. Jednak należy się spodziewać dążeń do zastąpienia tych przyrządów licznikami elektronicznymi i cyfrowymi. Oprócz szerszego pasma w zakresie częstotliwości, zapewnionego przez hallotronowy układ mnożący w licznikach elektronicznych lub mnożenie sygnałów cyfrowo, bardzo istotną zaletą jest możliwość automatycznego odczytu stanu urządzenia i rejestracji historii jego pracy w pamięci. Odczyt zarówno stanu licznika jak i zawartości pamięci może być zrealizowany lokalnie przez optoizolację lub zdalnie (tu testowane są różne technologie: komunikacja zgodna z protokołem TCP/IP, ale po sieci energetycznej lub wykorzystanie telefonii komórkowej – standard GSM).

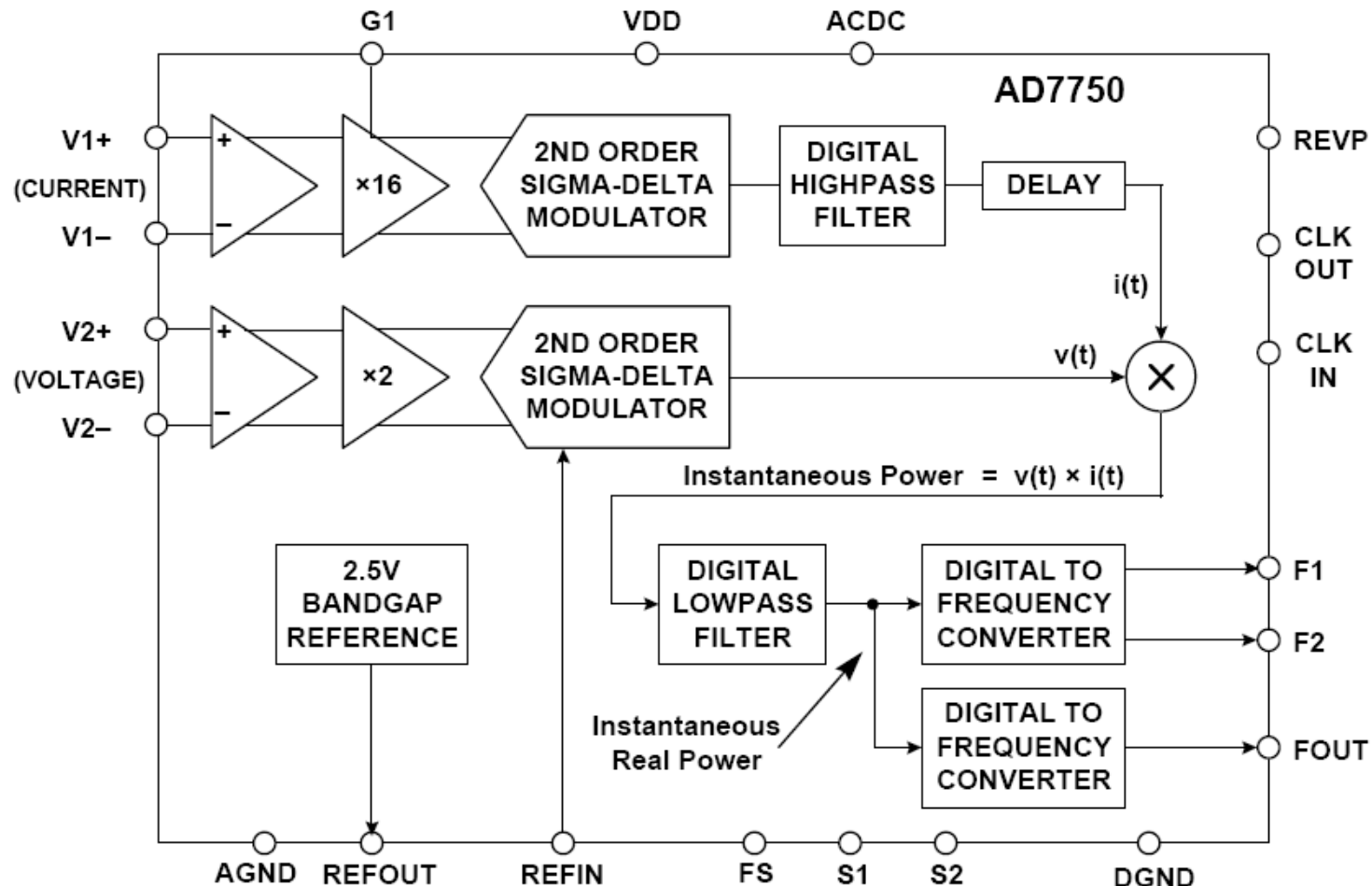
Scalony przetwornik mocy

Na dwóch kolejnych slajdach przedstawiono przykład wykorzystania układu firmy Analog Devices w aplikacjach pomiaru mocy i energii.

Zauważmy, że praktycznie cały układ pomiarowy to jeden układ scalony !

W tych układach przetwarzanie analogowo-cyfrowe jest realizowane metodą sigma-delta – patrz moduł 3.

AD7750 PRODUCT-TO-FREQUENCY CONVERTER



Miernik energii

AD7750 SINGLE PHASE POWER METER APPLICATION
(SIMPLIFIED SCHEMATIC)

