

CYFROWY POMIAR CZĘSTOTLIWOŚCI I CZASU

KD: 621.317.36.083.722

Przedstawiono zasadę pracy cyfrowego miernika czasu, okresu i częstotliwości. Przeanalizowano wpływ parametrów poszczególnych zespołów miernika na dokładność pomiaru. Omówiono konstrukcję szybkich liczników elektronicznych oraz sposoby rozszerzania zakresu cyfrowych pomiarów częstotliwości aż do 40 GHz. W zakończeniu omówiono sposoby zmniejszania błędu metody cyfrowej przy pomiarach odstępu czasu.

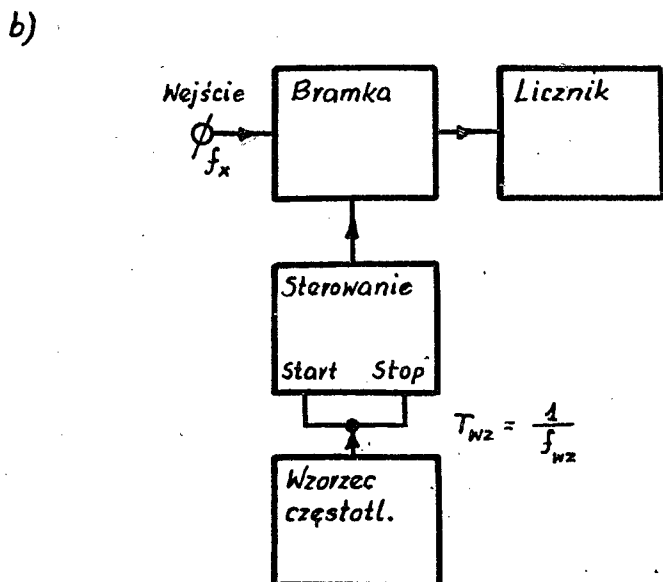
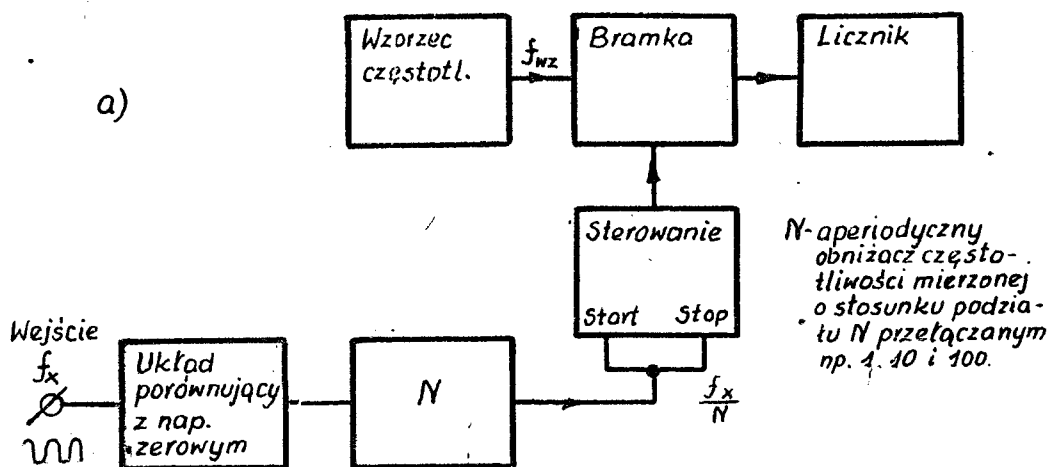
1. Cyfrowy pomiar częstotliwości i okresu

1.1. Wstęp

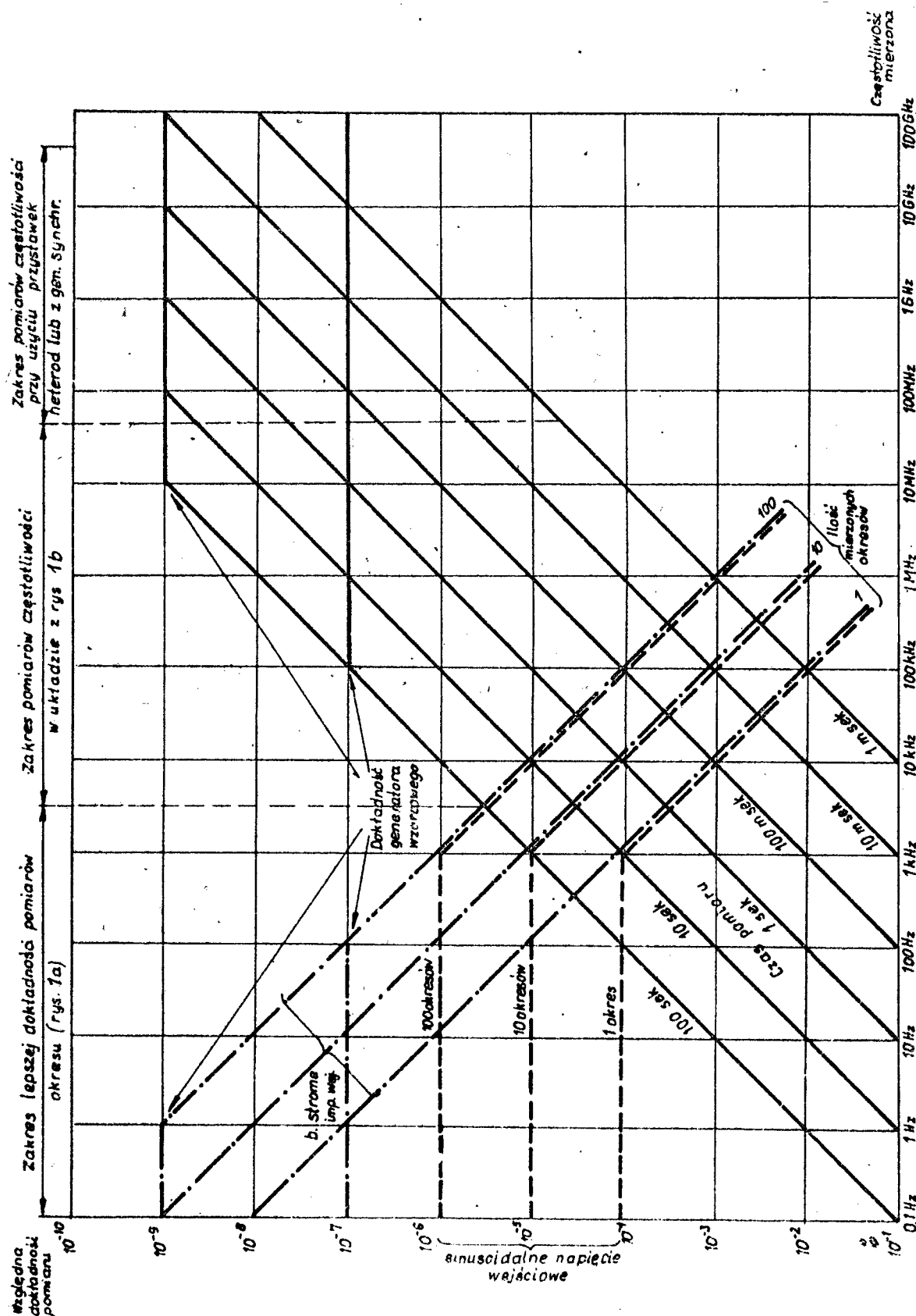
Numeryczne mierniki częstotliwości z reguły oparte są na wykorzystaniu elektronicznego licznika impulsów. Uproszczony schemat blokowy typowego zliczającego miernika okresu i częstotliwości przedstawia rys. 1. Dokładność pomiaru zależy od właściwości poszczególnych elementów schematów z rys.1 i od mierzonej częstotliwości.

Na rys.2. przedstawiono zależność względnej dokładności pomiaru częstotliwości miernikiem zliczającym od wyboru sposobu pomiaru/pomiar częstotliwości czy okresu/, czasu pomiaru lub liczby mierzonych okresów oraz kształtu mierzonego napięcia /przy pomiarach okresu/. Przy pomiarach okresu za częstotliwość wzorcową przyjęto 10 MHz. Zakres powyżej 50 MHz przyjęto za pokrywany przy pomocy urządzeń rozszerzających zakres pomiarowy: obniżaczy częstotliwości mierzonej w postaci dodatkowego li-

cznika, w postaci generatora synchronizowanego na podharmonicznej częstotliwości mierzonej lub w postaci przystawki heterodynowej. W przypadku użycia metody heterodynowania krzywe dokładności dla zakresu powyżej 50 MHz odpowiadają podanym czasom pomiaru. W przypadku użycia metody podziału częstotliwości /przy użyciu generatora synchronizowanego na podharmonicznej do 40 GHz, zaś przy użyciu licznika do 500 MHz/ podane krzywe dokładności odpowiadają wypisanym przy nich czasom pomiaru pomnożonym przez krotność obniżenia częstotliwości N /rząd harmonicznej generatora pomocniczego wykorzystywanej do synchronizacji/. Przy czasie pomiaru podanym dla danej krzywej względna dokładność pomiaru jest wówczas gorsza N -krotnie, jeżeli ograniczeniem dokładności jest błąd dyskretny układu z rys.1b, a nie dokładność generatora wzorcowego.



Rys.1. Uprozczone schematy blokowe typowego zliczającego miernika okresu i częstotliwości a/ przy pomiarze okresu, b/ przy pomiarze częstotliwości



Rys. 2. Zależność względnej dokładności pomiaru częstotliwości od wyboru warunków pomiaru oraz od mierzonej częstotliwości.

Jak wynika z rys.2 przy pomiarze niskich częstotliwości lepszą dokładność pomiaru zapewnia mierzenie okresu, a nie częstotliwości, natomiast przy wyższych częstotliwościach lepszą dokładność zapewnia pomiar częstotliwości, przy jednoczesnym zapewnieniu wyniku pomiaru częstotliwości w postaci numerycznej.

W przedstawionej wyżej metodzie dokładność pomiaru ograniczona jest jakością poszczególnych bloków schematów z rys.1: dokładnością wzorca i bramki oraz zdolnością rozdzielczą i pojemnością licznika elektronicznego [1], [2]. Przy pomiarze okresu napięcie o znacznych czasach narastania i opadania dodatkowym źródłem błędu jest jakość użytego układu do porównywania napięcia wejściowego z napięciem odniesienia /zwykle zerowym/. W ciągu ostatnich kilku lat rozpowszechnił się uniwersalny miernik czasu, okresu i częstotliwości wyposażony w licznik o zdolności rozdzielczej 0,1 μ s, o dokładności bramkowania rzędu 20÷100 nS i dokładności względnej wzorca częstotliwości 10^{-7} , wykonany techniką tranzystorową. Dzięki jednak szybkiemu rozwojowi techniki pomiarów osiągnięto obecnie większości bloków przedstawionych na schematach z rys.1. lepsze właściwości niż przedstawione na rys.2.

1.2. Wzorce częstotliwości i czasu do mierników numerycznych

Wzorce częstotliwości i czasu stosowane w miernikach numerycznych zaopatrzone są w generatory kwarcowe w termostatach oraz w zespoły obniżaczy i powielaczy częstotliwości. Stosowane dawniej generatory kwarcowe na częstotliwości niższe, rzędu 100 ÷ 200 kHz, wypierane są przez generatory na częstotliwości 1 ÷ 5 MHz, wykorzystujące overtonowe rezonatory kwarcowe cięcia AT odznaczające się wysoką dobrocią, małym starzeniem, niewielkimi rozmiarami i odpornością na wstrząsy. Te właściwości pozwoliły na budowę generatorów wzorcowych o małych rozmiarach zapewniających wysoką dokładność i stabilność częstotliwości. Do niedawna przeciętny generator wzorcowy przeznaczony do mierników liczących zapewniał dokładność i stałość częstotliwości rzędu 10^{-6} ÷ 10^{-7} . Obecnie, w związku z podwyższeniem częstotliwości granicznej liczników, umożliwiającym polepszenie rozróżnialności, coraz częściej dla zwiększenia dokładności pomiarów częstotliwości stosuje się wzorce o stałości i dokładności często-

tliwości rzędu $10^{-8} \div 10^{-9}$. Dla przykładu podano poniżej dane generatora wzorcowego o wysokiej stabilności, w który wyposaża swoje mierniki częstotliwości jedna z firm /za umiarkowaną dopłatą w stosunku do przyrządu z wzorcem standardowym/ [3].

Efekt starzenia:	mniej niż $1 \cdot 10^{-9}$ na 24 godz.
Czas rozgrzewania do osiągnięcia powyższego efektu starzenia:	30 godz.
Dokładność częstotliwości po 1 godz. od chwili włączenia:	$5 \cdot 10^{-9}$
Krótkoczasowa stabilność czę- stotliwości w ciągu 1 sek.:	$1 \cdot 10^{-10}$
Zmiany częstotliwości w funkcji temperatury otoczenia w za- kresie $-20^{\circ}\text{C} \div +55^{\circ}\text{C}$:	mniej niż $15 \cdot 10^{-9}$ średnio $2 \cdot 10^{-10}$ na stopień C
Wibracje 5 do 55 Hz, 0,4 mm:	$\pm 2 \cdot 10^{-8}$
Zmiana napięcia zasilania $\pm 10\%$:	mniej niż $\pm 5 \cdot 10^{-10}$
Starzenie długoterminowe:	mniej niż $3 \cdot 10^{-8}$ na 30 dni
Starzenie po 60 dniach pracy ciągłej:	$2 \cdot 10^{-10}$ na 24 godz.

Częstotliwość generatora wzorcowego służy do wysterowania łańcucha powielaczy i obniżaczy częstotliwości w celu uzyskania częstotliwości wzorcowych rozłożonych dekadowo w zakresie $1 \text{ Hz} \div 100 \text{ MHz}$. Do powielania stosuje się zwykle tranzystorowe powielacze rezonansowe, zaś do obniżania częstotliwości - z reguły dekady liczące złożone z przerzutników bi-stabilnych.

Pewnej troski wymaga zapewnienie dostatecznej stabilności fazy napięć o niskich częstotliwościach, które po przejściu przez dużą ilość stopni obniżania mogą wykazywać pewne fluktuacje fazowe. Często fluktuacje te są nawet na częstotliwości 1 Hz grubo poniżej 10 nS i mogą być nie brane pod uwagę, nawet w przypadku częstotliwości granicznej licznika 100 MHz . Konieczność użycia jako napięcia wyjściowego impulsu z jednego z początkowych stopni obniżacza, przepuszczonego przez bramkę otwieraną przez

napięcie ze stopni końcowych zachodzi tylko wyjątkowo [27], [47]. Metoda ta może zapewnić bardzo dobrą stabilność fazową impulsów o obniżonej częstotliwości mimo wysokich krotności obniżania.

1.3. Bramki elektroniczne

Podstawowymi parametrami bramki elektronicznej przeznaczonej do numerycznego miernika czasu, okresu i częstotliwości jest dokładność brankowania zdefiniowana jako różnica czasu otwarcia i czasu zamknięcia oraz sam czas otwarcia lub zamknięcia.

Postęp w dziedzinie prędkości działania przyrządów półprzewodnikowych takich jak diody, tranzystory i diody tunelowe, a także pewien postęp w dziedzinie układów, doprowadził do zbudowania bramek o czasach otwarcia i zamknięcia rzędu części nanosekund. W ten sposób stało się uzasadnione stosowanie układów przedstawionych na rys.1 aż do częstotliwości 1 GHz, przy czym górna granica częstotliwości przepuszczanej przez bramkę określona jest zdolnością rozdzielczą licznika elektronicznego, a nie właściwościami bramki. Jak dotychczas więc nawet w przypadku licznika o najwyższej spotykanej częstotliwości granicznej rzędu 1 GHz można skonstruować bramkę na tyle szybką, że błąd brankowania może być mniejszy od błędu licznika i może być pominięty [5], [6], [7], [8].

1.4. Liczniki elektroniczne

Liczniki elektroniczne o zdolności rozdzielczej powyżej 10 MHz z reguły budowane są z przerzutników bistabilnych zbudowanych na elementach półprzewodnikowych: tranzystorach i diodach tunelowych. Istnieje zrozumiała tendencja do budowy zespołów o podstawie liczenia 10, tzw. dekad liczących, aby wynik pomiaru mógł być łatwo przedstawiony w systemie dziesiętnym. Postęp w tej dziedzinie może być rozdzielony na doskonałe prędkości działania samego ogniwa binarnego oraz na znalezienie układów połączeń pozwalających na zwiększenie prędkości działania zespołu dziesiętnego w stosunku do prędkości działania pojedynczego ogniwa binarnego.

1.4.1. Prędkość działania przerzutników bistabilnych

Zdolność rozdzielcza tranzystorowego przerzutnika Eccles - Jordana pracującego z nasyceniem ograniczona jest do ok. 100 MHz /wyjątkowo 200 MHz, [1] / i to przy użyciu najszybszych dostępnych obecnie tranzystorów. Nieco mniejsza jest zdolność rozdzielcza przerzutników o sprzężeniach bezpośrednich /tzw. DCTL [9]/. Istnieje zrozumiała tendencja do stosowania układów nasyconych jako prostych i często bardziej stabilnych niż nie nasycone. Jednakże nawet w przypadku nowoczesnych tranzystorów epitaksjalnych praca w nasyceniu prowadzi do pogorszenia zdolności rozdzielczej.

Z układów nie nasyconych praktyczne i dostatecznie stabilne okazały się dwa układy: układ z nieliniowym sprzężeniem zwrotnym oraz układ ze sterowaniem prądowym emitera. W układzie z nieliniowym sprzężeniem zwrotnym przekroczono częstotliwość graniczną przerzutnika bistabilnego 110 MHz [4].

Układ z prądowym sterowaniem emitera został zaproponowany w roku 1957 [11]. Inni autorzy [12], [5], [13] przystosowali ten układ do pobudzenia symetrycznego. Przy zastosowaniu indukcyjnych elementów pamięci krótkotrwałej uzyskano zdolności rozdzielcze przerzutnika rzędu 3 ns [5].

Jednym z ograniczeń zdolności rozdzielczej pojedynczego przerzutnika binarnego jest czas martwy związany z koniecznością użycia elementów pamięci krótkotrwałej, niezbędnych dla prawidłowej pracy przerzutnika przy pobudzaniu symetrycznym. Użycie w miejsce zwykle stosowanych kondensatorów indukcyjności w postaci cewek lub transformatorów impulsowych pozwala na pewne skrócenie czasu martwego przy tej samej pewności pracy układu. Jeszcze lepsze wyniki może dać zastosowanie jako elementów pamięci krótkotrwałej odcinków linii przesyłowych. Z doświadczenia wiadomo, że można w ten sposób około dwukrotnie polepszyć zdolność rozdzielczą przerzutnika [14], [2].

Zmniejszenie skoków napięć kolektora i bazy do około 0,5 V przy wysokich napięciach kolektorów tranzystorów wraz z użyciem indukcyjnych e-

lementów pamięciowych pozwoliło na uzyskanie w paru układach tranzystorowych przerzutników bistabilnych częstotliwości granicznej 200 ÷ 300 MHz [5], [15].

Własności bistabilne diod tunelowych w połączeniu z wzmacniającymi właściwościami tranzystorów pozwoliły na opracowanie układów przerzutników bistabilnych wykorzystujących zarówno diody tunelowe, jak i tranzystory. W układach tych uzyskano częstotliwości graniczne rzędu 300 MHz [16], [17], [31].

Dość znaczne rozpowszechnienie uzyskały także w licznikach elektronicznych przerzutniki bistabilne wykorzystujące diody tunelowe, przy czym elementami pamięci krótkotrwałej są indukcyjności lub odcinki linii przesyłowych. Mimo małych czasów przełączania współczesnych szybkich diod tunelowych /często części nanosekundy/ dokładniejsze opisy liczników elektronicznych z diodami tunelowymi /podające dokładne schematy i opisy/ mówią o uzyskaniu częstotliwości granicznych do 250 MHz [18], [19], [28], [29]. Należy jednakże sądzić, że osiągnięto już tą drogą częstotliwości graniczne znacznie wyższe.

Z dostępnych w literaturze danych można przekonać się o mocnej jeszcze pozycji rozwiązań tranzystorowych. W tranzystorowym pierścieniowym liczniku do 5-ciu, złożonym z 5-ciu układów Schmitta uzyskano częstotliwość graniczną 700 MHz [20].

W tranzystorowym liczniku równoległym w układzie Möbiusa złożonym z 3 przerzutników Eccles-Jordana /układ liczący do 6-ciu/ uzyskano zdolność rozdzielczą 2 ns [10].

W rozwiązaniu mieszanym wykorzystującym diody tunelowe i tranzystory opracowano dekadę o częstotliwości granicznej 300 MHz [17].

Nadzieję na polepszenie częstotliwości granicznej w rozwiązaniach tranzystorowych budzi zastosowanie układów scalonych. Samo przejście na układy scalone bez zmiany układu i użytych tranzystorów dało wg autora pracy [6] podwyższenie częstotliwości granicznej licznika dekadowego Möbiusa w technice DCTL ze 100 na 200 MHz. Uzyskiwanie w układach sca-

lonych struktur tranzystorowych o częstotliwościach f_T sięgających 7GHz pozwala mieć nadzieję na zbudowanie w niedalekiej przyszłości liczników o częstotliwości granicznej sięgającej paru GHz.

1.4.2. Układy dekad liczących złożonych z przerzutników bistabilnych

W ostatnich latach dokonano poważnego postępu w dziedzinie łączenia przerzutników bistabilnych w zespoły dekadowe tak, że wypadkowy czas rozdzielczy dekad nie tylko nie jest większy, ale może być znacznie mniejszy od czasu rozdzielczego pojedynczego ogniwa.

Dekada licząca może być zbudowana drogą modyfikacji kaskady czterech przerzutników bistabilnych tak, aby sześć z szesnastu stanów stabilnych kaskady zostało usuniętych. Może to być zrobione przez odpowiednie sprzężenia zwrotne dające dodatkowe impulsy lub też, gdy impulsy pobudzające zostają kierowane z przerzutników bliżej wejścia do dalszych, za pośrednictwem systemu odpowiednio sterowanych bramek.

Spotykane są też rozwiązania mieszane. Pierwszy przerzutnik takiej dekady pracuje identycznie jak w układzie binarnym. Do pozostałej części dekady dochodzą więc impulsy o częstotliwości powtarzania dwukrotnie niższej. Pozwala to na opracowanie takich schematów logicznych połączeń trzech pozostałych przerzutników, przy których czas rozdzielczy zespołu trzech pozostałych przerzutników jest krótszy od dwukrotnego czasu rozdzielczego pierwszego przerzutnika, który decyduje o czasie rozdzielczym całej dekady. Opracowano szereg układów takich dekad, np. [12], [17], [22], [21], a niektóre z nich zastosowano z sukcesem w zakresie 200 ÷ 300 MHz [17].

Układy dekad oparte na modyfikacjach szeregowego połączenia przerzutników w najlepszych rozwiązaniach zapewniają częstotliwość graniczną dekady równą częstotliwości granicznej pojedynczego przerzutnika. Lepsze wyniki może zapewnić równoległe połączenie przerzutników, w którym impuls wejściowy ma poprzez system bramek dostęp do wszystkich przerzutników.

W rozwiązaniu równoległym impuls wejściowy przez system bramek jest kierowany kolejno do wszystkich przerzutników dekady. Jeżeli kod dekady nie będzie wymagał od żadnego przerzutnika przerzutów między dwoma kolejnymi impulsami wejściowymi i każdy z przerzutników będzie przerzucany co kilka impulsów wejściowych, to czas rozdzielczy dekady może być ograniczony nie czasem rozdzielczym pojedynczego przerzutnika, a czasem opóźnienia napięć wyjściowych przerzutników sterujących bramki w stosunku do impulsu wejściowego oraz czasem przełączania bramek. Czasy te są często znacznie krótsze od czasu rozdzielczego przerzutnika, co pozwala w pewnych przypadkach na osiągnięcie czasu rozdzielczego dekady znacznie krótszego od czasu rozdzielczego przerzutnika [23], [24], [26], [19], [22], [21], [30]. Możliwość pewnego wydłużenia czasu martwego przerzutnika pozwala nieraz na skrócenie czasu opóźnienia i polepszenie prędkości działania układu równoległego.

Układy równoległe dekad wymagają minimalnej liczby 4 przerzutników. Przez dodanie jednego przerzutnika można jednak utworzyć układ, w którym:

- a/ każde z wyjść przerzutników jest obciążone jedynie przez jedną bramkę;
- b/ za każdym impulsem wejściowym zmienia stan tylko jeden przerzutnik, wobec czego każdy z przerzutników zmienia swój stan co 5 impulsów wejściowych.

Układ ten znany w literaturze jako "twisted ring" lub układ Möbiusa, został szerzej rozpowszechniony przy budowie szybkich dekad liczących [25], [10], [6], [9].

Ogólną wadą połączenia równoległego przerzutników jest wymaganie większej energii impulsu pobudzającego, co często jest trudne do uzyskania. Z tego powodu mimo teoretycznej przewagi układu równoległego często porównywalne wyniki uzyskuje się w połączeniach quasiszeregowych, gdzie wymagania energii impulsu pobudzającego są mniejsze, gdyż impuls ten działa najwyżej na dwa przerzutniki.

Dla zmniejszenia wymagań energetycznych wejścia dekady stosowane są rozwiązania, w których pierwszy przerzutnik pracuje binarnie, pobudza-

jąc swym napięciem wyjściowym układ 3 przerzutników połączonych równolegle, stanowiących zespół liczący do 5 [21], [4],

Najwyższy stosunek częstotliwości granicznej dekady do częstotliwości granicznej użytych tranzystorów $1:2 \div 1:3$ uzyskano w przypadku połączonych pierścieniowo pięciu tranzystorowych przerzutników bistabilnych w układzie Schmitta. Układ ten posiada 5 stanów stabilnych. Dzięki brakowi pojemności przyspieszających w przerzutniku /sprężenie przez diodę Zenera/ czas martwy przerzutnika jest bardzo mały. Wykorzystanie zasady unikania przerzutów poszczególnych przerzutników między kolejnymi impulsami wejściowymi i brak czasu martwego umożliwiło uzyskanie częstotliwości granicznej takiego licznika liczącego do 5-ciu rzędu 700 MHz [20].

Dodatkową i bardzo ważną zaletą tego układu jest brak konieczności formowania krótkich impulsów wejściowych. Układ może działać również w przypadku sinusoidalnych lub innych napięć wejściowych w szerokim zakresie częstotliwości.

1.4.3. Wykorzystanie układów o podstawie liczenia innej niż 10

Jak wynika z literatury uzyskano zadowalająco pracujące połączenia dekadowe w zakresie 100 MHz dla liczników komercyjnych, a 200÷500 MHz w laboratoriach w obu układach - zarówno w układzie quasiszeregowego, jak i równoległego połączenia przerzutników.

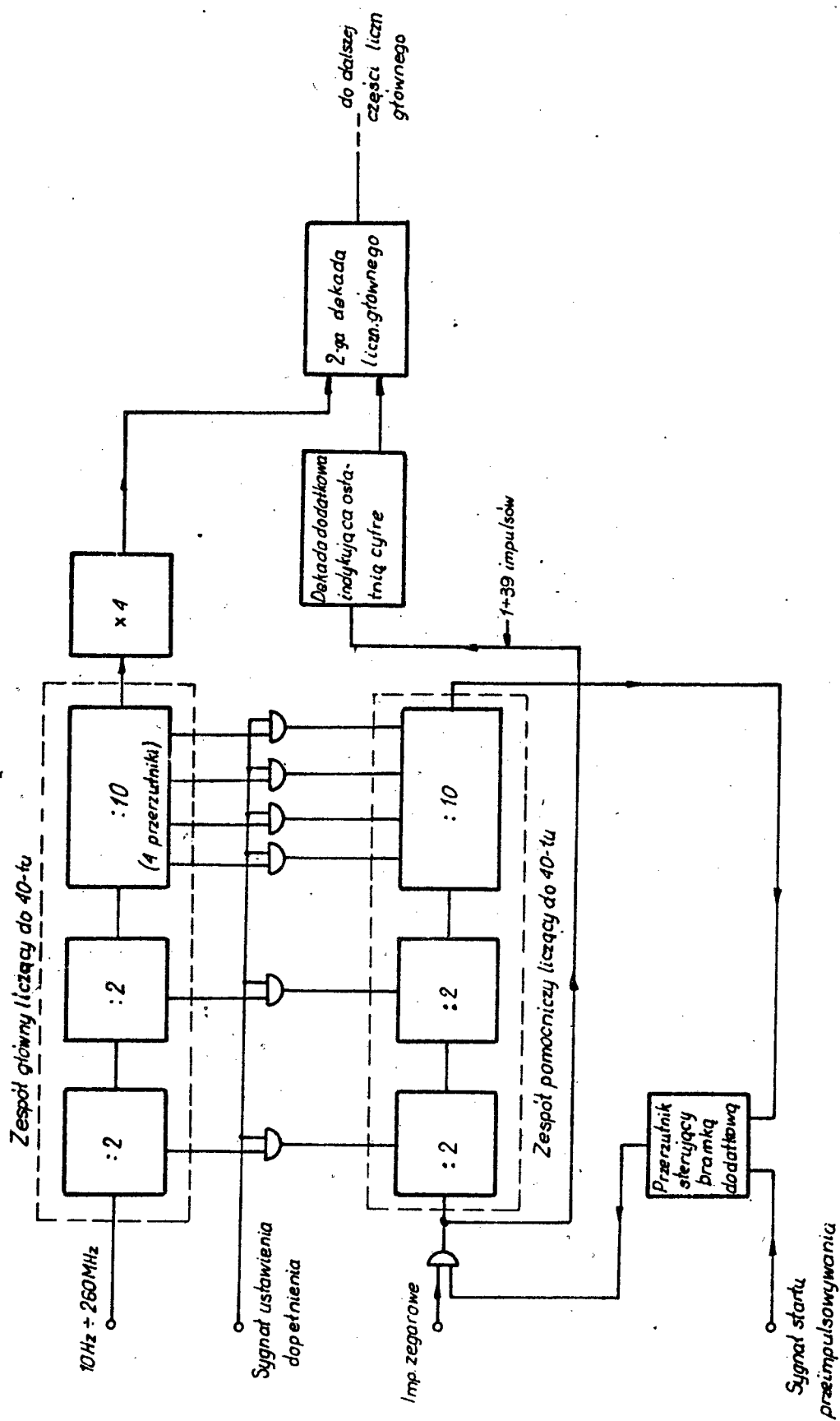
Szczególnie dobre wyniki uzyskano w rozwiązaniu mieszanym, a mianowicie przez połączenie szeregowo jednego przerzutnika z zespołem kilku przerzutników połączonych równolegle, pracujących jako licznik liczący do pięciu [4], [20].

Jako licznik liczący do pięciu wykorzystywane bywa połączenie pierścieniowe pięciu przerzutników bistabilnych. Taki licznik pierścieniowy może być szybszy niż przerzutnik bistabilny zbudowany na tych samych elementach półprzewodnikowych, stąd celowe jest umieszczanie go na wejściu dekady lub zespołu o innej podstawie liczenia [20], [31].

Mimo tych osiągnięć trudności uzyskania dobrze pracujących połączeń dekadowych w zakresie powyżej 50 MHz skłoniły do stosowania liczenia w systemie innym niż dziesiętny, a przedstawiania wyniku w systemie dziesiętnym. Jedno z takich rozwiązań [31] stosuje szeregowe połączenie układów pierścieniowych wykorzystujących diody tunelowe i tranzystory, a liczących do pięciu, do czterech i do pięciu. Powstaje w ten sposób zespół liczący do 100. Wynik liczenia indykowany jest w systemie dziesiętnym za pośrednictwem odpowiedniego układu logicznego. W rozwiązaniu tym uzyskano częstotliwość graniczną 250 MHz w warunkach laboratoryjnych i wyższą od 100 MHz przy produkcji seryjnej.

W innym rozwiązaniu [30] na wejściu szybkiego licznika elektronicznego umieszczono szeregowo połączone dwa przerzutniki binarne i dekadę liczącą, tworząc zespół liczący do 40-tu. Każdy impuls wyjściowy z tego zespołu jest powielany czterokrotnie i doprowadzany do wejścia normalnego licznika dekadowego. W ten sposób wspomniany zespół liczący do czterdziestu służy jako pierwsza dekada. W czasie liczenia liczba impulsów na wyjściu zespołu liczącego do 40-tu równa jest liczbie pełnych 40-tek impulsów wejściowych, zaś na wejściu licznika dekadowego jest czterokrotnie większa. Po zakończeniu liczenia informacja o liczbie impulsów w ostatniej niepełnej 40-ce impulsów wejściowych zawarta jest w postaci kombinacji stanów przerzutników w zespole liczącym do 40-tu. W celu odczytu tej liczby użyto dodatkowego licznika liczącego do 40-tu /już o niskiej częstotliwości granicznej/, który po zakończeniu liczenia ustawiany jest w stanie dopełniającym liczbę zarejestrowaną w szybkim liczniku do 40-tu. Następnie licznik dodatkowy przeimpulsowywany jest impulsami zegarowymi o małej częstotliwości poprzez dodatkową bramkę zamykaną w chwili osiągnięcia stanu zerowego. W ten sposób za bramką uzyskuje się pewną liczbę impulsów równą liczbie zarejestrowanej w głównym liczniku do 40-tu. Impulsy te przeliczane są przez dekadę liczącą, której wyjście załączono do głównego licznika dekadowego. Indykator tej dekady wykazuje wówczas ostatnią cyfrę wyniku zliczania.

Schemat blokowy wyżej opisanego systemu podaje rys. 3. System ten zastosowano z powodzeniem w najszybszym ze znajdujących się obecnie na



Rys. 3. Uproszczony schemat blokowy stopni wejściowych szybkiego licznika elektronicznego z wykorzystaniem metody późniejszego przeliczania w systemie dziesiętnym wyniku otrzymanego w systemie niedziesiętnym, zastosowanym dla polepszenia prędkości zliczania.

rynku światowym mierniku częstotliwości o układzie z rys.1b, pozwalającym na bezpośredni pomiar w zakresie $10 \text{ Hz} \div 260 \text{ MHz}$.

1.5. Inne podzespoły cyfrowych mierników częstotliwości

Najmniejszy postęp dokonany został w dziedzinie budowy układów porównujących. Jak wynika z danych technicznych rynkowych cyfrowych mierników częstotliwości, czasu i okresu, błąd czasowy wynikający z porównania napięć w dobrych miernikach jest rzędu 10^{-4} i pozostaje nadal głównym czynnikiem ograniczającym dokładność pomiaru okresu napięć sinusoidalnych o małych częstotliwościach /rys.2/.

Współczesne zliczające mierniki częstotliwości wyposażone są już z reguły we wskaźnik stanu w postaci cyfr świecących w jednej linii, a nie rozstrzelonych. Stosowane są najczęściej wskaźniki projekcyjne, światłowodowe oraz cyfrowe lampy gazowane typu "Nixie". Do standardowej automatyki powtarzania pomiarów dodaje się czasem układ utrzymywania poprzedniego odczytu w czasie następnego pomiaru /display storage/. Mierniki te z reguły przystosowane są do współpracy z urządzeniami drukującymi wyniki pomiarów.

1.6. Rozszerzenie zakresu cyfrowych pomiarów częstotliwości na częstotliwości mikrofalowe

Przedstawiony powyżej postęp w dziedzinie budowy poszczególnych bloków doprowadził do tego, że schematy blokowe mierników przedstawionych na rys.1 są stosowane do częstotliwości coraz wyższych, a na rynku światowym coraz powszechniejsze stają się uniwersalne mierniki czasu, częstotliwości i okresu o zdolności rozdzielczej 10 ns . Mniej uniwersalne mierniki częstotliwości pracują do częstotliwości 200 MHz , zaś mierniki czasu zapewniają dokładność pomiaru do 1 ns /są to osiągnięcia szczytowe/.

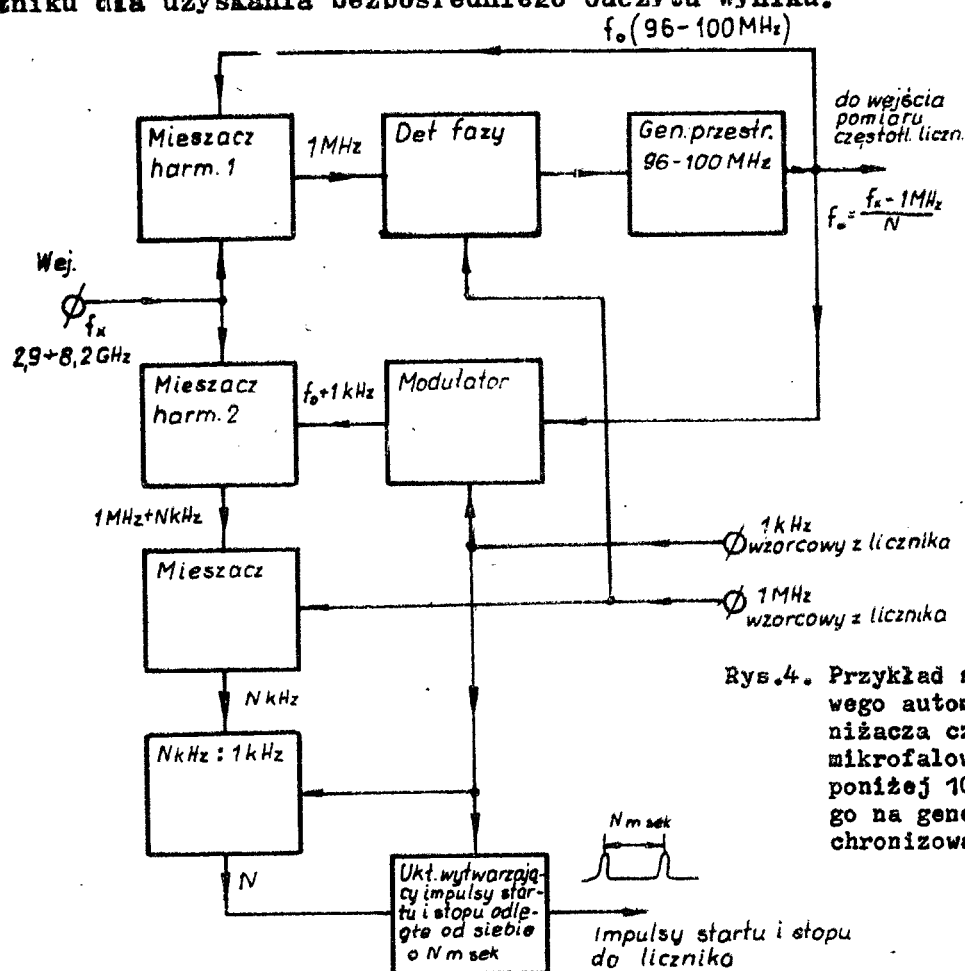
Tak więc schemat z rys.1b służy do bezpośredniego pomiaru częstotliwości do ok. 200 MHz . Powyżej tej częstotliwości stosuje się kilka me-

to do sprowadzania częstotliwości pomiarowej w zakres poniżej 100 MHz w celu zastosowania miernika częstotliwości z rys.1b. Jeszcze kilka lat temu do tego celu stosowane były wyłącznie tzw. przystawki rozszerzające zakres pomiaru częstościomierzami zliczającymi, zbudowane na zasadzie heterodynowania lub synchronizacji generatora pomocniczego. Przystawki te nie były zautomatyzowane i obsługa ich zwykle wymagała regulacji pokręteł i obserwacji jakiegoś wskaźnika. Obecnie przystawki takie stanowią często wkładkę wymienną do uniwersalnego miernika czasu i częstotliwości, zaś obsługa ich jest uproszczona. Istnieją także rozwiązania całkowicie zautomatyzowane, nie wymagające żadnych dodatkowych manipulacji. W ostatnich 2 latach rozszerzony został znacznie zakres częstotliwości pokrywany przez te urządzenia i obecnie wynosi on ok. 13 GHz w rozwiązaniach całkowicie zautomatyzowanych, a 40 GHz w rozwiązaniach tylko częściowo zautomatyzowanych.

W niniejszym artykule nie przeprowadzono przeglądu rozwiązań urządzeń umożliwiających cyfrowy pomiar częstotliwości w zakresie częstotliwości mikrofalowych. Tytułem przykładu omówione zostanie pobieżnie jedno z prostszych rozwiązań, całkowicie automatyczne [3], które jest wkładką wymienną do uniwersalnego zliczającego miernika częstotliwości i czasu o częstotliwości granicznej 100 MHz.

Schemat blokowy wkładki przedstawia rys.4. Zasada działania opiera się na synchronizacji generatora pomocniczego za pośrednictwem mieszacza harmonicznego i detektora fazy, na częstotliwości podwielokrotnej mieszczącej się w zakresie pracy licznika. Synchronizacja następuje automatycznie. Jednocześnie automatycznie określona zostaje krotność obniżenia częstotliwości N i przedłużony N -krotnie czas otwarcia bramki w liczniku. W ten sposób bezwzględna dokładność pomiaru częstotliwości wynosi 1 kHz plus błąd od niedokładności wzorca częstotliwości. Niedogodność wynikająca z konieczności dodawania do wyniku częstotliwości pośredniej 1 MHz w rozwiązaniu innej firmy jest usunięta przez odpowiednie skasowanie licznika przed pomiarem tak, że wynik odczytywany z licznika nie wymaga dodawania częstotliwości pośredniej [8]. Inne rozwiązanie [27] nie posiada powyższej wady, dzieląc mierzoną częstotliwość mikrofalową w zakresie 0,3 – 12,4 GHz automatycznie, w ściśle określonym stosunku 100 lub 1000.

Zakres $100 \div 200$ MHz lub nawet do 500 MHz pokrywany jest obecnie zwykle przez aperiodyczne obniżacze częstotliwości złożone z przerzutników bistabilnych, przy jednoczesnym przedłużeniu czasu otwarcia bramki w liczniku dla uzyskania bezpośredniego odczytu wyniku.



Rys.4. Przykład schematu blokowego automatycznego obniżacza częstotliwości mikrofalowych do zakresu poniżej 100 MHz, opartego na generatorze synchronizowanym.

Powyżej tej częstotliwości stosowane są automatyczne dzielniki częstotliwości oparte na generatorze synchronizowanym, podobne do opisanych powyżej. Stosowane są też przystawki heterodynowe zapewniające lepszą dokładność pomiaru, lecz nie w pełni automatyczne. Urządzenia zautomatyzowane spotykane są do ok. 13 GHz, zaś tylko częściowo zautomatyzowane - do 40 GHz. Wykorzystanie metody heterodynowej pozwala na zachowanie dokładności bezwzględnej licznika /1 jednostka/. Wykorzystanie metody podziału częstotliwości przez liczbę N tak w drodze użycia dodatkowego licznika, jak i synchronizacji generatora pomocniczego na podharmonicznej częstotliwości f_x powoduje przy tym samym czasie pomiaru N -krotne zwiększenie błędu bezwzględnego metody przedstawionej na rys. 1b. Ograniczenia dokładności pomiaru przy użyciu opisanych powyżej urządzeń dodatkowych podane są na rys.2.

2. Cyfrowy pomiar odstępu czasu

Elektroniczne mierniki cyfrowe oparte na metodzie zliczania impulsów są w chwili obecnej jedynymi przyrządami zapewniającymi dużą dokładność pomiaru odstępu czasu zawartego między dwoma impulsami elektrycznymi. W zależności od potrzeb przyrządy te mogą być przystosowane do pomiaru odstępu czasu między dwoma zjawiskami fizycznymi, które za pomocą odpowiedniego przetwornika mogą być zmieniane na przebiegi elektryczne. Zjawiskami takimi mogą być np. zmiany ciśnienia, ruchu, natężenia strumienia świetlnego i wiele innych. Jak z tego wynika, czasomierze zliczające mogą znaleźć szerokie zastosowanie we wszystkich dziedzinach nauki i techniki, gdzie występuje potrzeba dokładnych pomiarów odstępu czasu.

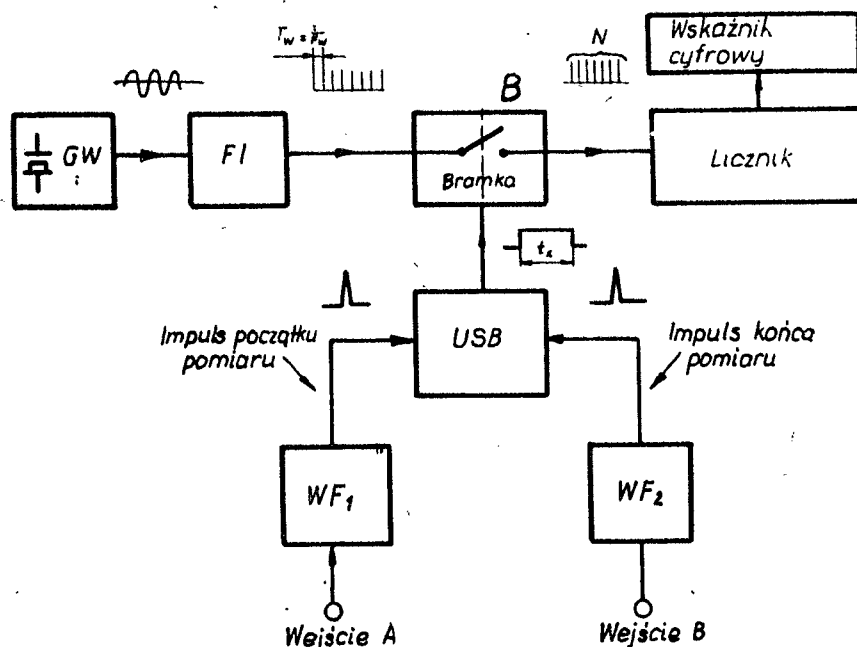
Postęp w dziedzinie mierników zliczających idzie w kierunku potrzeb rozwijającej się techniki, a więc przede wszystkim w kierunku możliwości dokładnego pomiaru coraz krótszych odstępu czasu. W artykule niniejszym omówiono źródła błędów pomiaru metodą liczącą oraz podano sposoby umożliwiające zwiększenie dokładności pomiaru odstępu czasu przy ograniczonym czasie rozdzielczym liczników elektronicznych.

2.1. Zasada działania liczącego miernika odstępu czasu

Zasada działania czasomierza zliczającego polega na zliczaniu impulsów o wzorcowej częstotliwości F_w , a więc impulsów powtarzających się okresowo, w jednakowych i ściśle określonych odstępach czasu T_w .

Schemat blokowy układu pomiarowego miernika pokazany jest na rys.5. Przebiegi elektryczne określające początek i koniec mierzonego czasu f_x zostają zamieniane w układach wejściowych WF1 i WF2 na znormalizowane impulsy pomiarowe, które doprowadzone są do układu sterowania bramki USB. Układ sterowania otwiera bramkę B na czas równy odstępowi czasu pomiędzy znormalizowanymi impulsami pomiarowymi. W czasie otwarcia bramki

licznik elektroniczny, /którego stan początkowy został uprzednio sprowadzony na 0/ zlicza impulsy o wzorcowym okresie T_w . Impulsy te dostarczane są z układu formowania impulsów FI, sterowanego z generatora GW o wzorcowej częstotliwości.



Rys.5. Schemat blokowy liczącego miernika odstępu czasu.

Znając liczbę policzonych przez licznik impulsów, mierzony odstęp czasu można wyznaczyć z równania

$$t_x = N \cdot T_w = N \frac{1}{F_w} \quad /1/$$

gdzie:

t_x - mierzony odstęp czasu,

N - liczba impulsów policzona przez licznik,

T_w - okres przebiegu o wzorcowej częstotliwości F_w .

Dobierając wartość okresu równą dziesiątej podwielokrotności sekundy oraz stosując licznik podający liczbę zarejestrowanych impulsów w układzie dziesiętnym, otrzymuje się bezpośrednio ze wskaźników licznika cyfrowy odczyt zmierzonego odstępu czasu w sekundach.

2.2. Błędy pomiaru cyfrowego miernika odstępu czasu

Wychodząc z równania /1/, błąd względny pomiaru odstępu czasu można wyznaczyć z zależności:

$$\frac{\Delta t_x}{t_x} = \frac{1}{N} + \frac{\Delta T_w}{T_w} \quad /2/$$

gdzie:

$\frac{\Delta t_x}{t_x}$ - maksymalny błąd względny pomiaru,

$\frac{\Delta T_w}{T_w}$ - błąd względny częstotliwości generatora wzorcowego.

Pierwszy składnik w powyższym wzorze wynika z błędu metody zliczania impulsów wzorcowych. Spowodowany jest on brakiem korelacji między impulsami pomiarowymi: otwierającym i zamykającym bramkę, a impulsami zliczanymi z generatora wzorcowego. Wskutek tego istnieje możliwość, że licznik zliczy w granicznym przypadku o jeden impuls za dużo lub za mało.

Drugi składnik równania /2/ wyraża wpływ niestalości częstotliwości wzorca na dokładność pomiaru.

W równaniu drugim nie uwzględniano błędów, jakie powstają w układach wejściowych WF1 i WF2 przy przetwarzaniu przebiegów elektrycznych na impulsy początku i końca pomiaru^{1/}. Układ formowania impulsów ma pewien określony próg działania. Wahania tego progu i zakłócenia /szumy i tętnienia/, jakie nakładają się na sygnały wejściowe w torach wzmacniających, powodują powstawanie przypadkowych przesunięć czasowych impulsów sterujących bramkę. Błąd stąd wynikający zależy od amplitudy oraz stromości narastania napięcia przebiegów wejściowych i jest tym mniejszy, im stromość jest większa.

Jeśli przez Δt_z oznaczyć maksymalną wartość błędu spowodowanego przetwarzaniem, to całkowity błąd względny pomiaru odstepu czasu wyrazi się następująco:

$$\frac{\Delta t_x}{t_x} = \frac{1}{N} + \frac{\Delta T_w}{T_w} + \frac{\Delta t_z}{t_x} \quad /3/$$

lub po uwzględnieniu równania /1/ błąd bezwzględny pomiaru będzie wynosił:

$$\Delta t_x = T_w + \frac{\Delta T_w}{T_w} \cdot t_x + \Delta t_z \quad /4/$$

1/ W artykule nie będą omawiane błędy pomiaru powstające na skutek przetwarzania dowolnego zjawiska fizycznego na przebieg elektryczny.

Optymalne warunki pomiaru wystąpią wówczas, gdy składniki wyrażenia błędu względnego będą równe. W praktyce jednak najczęściej występuje przypadek, kiedy jeden ze składników przewyższa pozostałe i wobec czego on decyduje o błędzie pomiaru. Najbardziej uwidacznia się to wówczas, gdy dochodzi się do granic możliwości technicznych elementów układu pomiarowego.

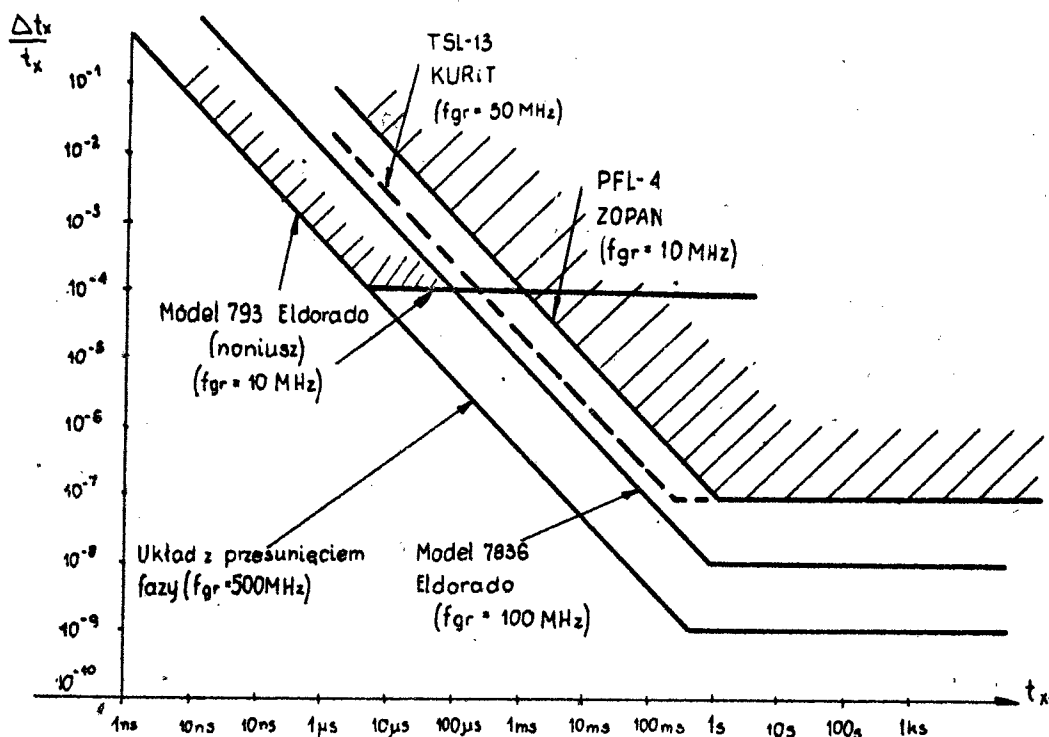
I tak przy pomiarach długich odstępów czasu błędy metody i przetwarzania można uczynić dużo mniejszymi od błędu jaki będzie wnoszony przez wzorec czasu. Odwrotna sytuacja wystąpi przy pomiarach krótkich odstępów czasu. W tym wypadku istotną rolę będzie odgrywał błąd metody spowodowany skończoną wartością częstotliwości granicznej licznika^{1/}.

Przy pomiarach krótkich odstępów czasu rośnie również błąd przetwarzania, o ile amplitudy sygnałów wejściowych są niewielkie. Natomiast jeśli się mierzy odstęp czasu między impulsami wejściowymi o dużych amplitudach i stromych zboczach, błąd przetwarzania staje się pomijalny wobec błędu metody.

Na podstawie dostępnej literatury wiadomo, że w chwili obecnej na świecie produkowane są mierniki czasu posiadające liczniki o częstotliwościach granicznych wynoszących 100 MHz. W kraju produkowany jest częstościomierz - czasomierz, w którym licznik ma o rząd gorszą częstotliwość graniczną. Na rys.6 przedstawione są wykreślnie granice dokładności pomiaru, jakie mogą być osiągnięte za pomocą wymienionych wyżej typów przyrządów. Przy sporządzaniu wykresów uwzględniono dokładności wzorców czasu, natomiast nie zostały uwzględnione błędy przetwarzania. Powyższe dotyczy również wykresu dokładności miernika odstępu czasu wykonanego w Katedrze z licznikiem o częstotliwości granicznej 50 MHz^{2/}.

1/ Możliwości realizacji w chwili obecnej wzorców czasu o dużej dokładności oraz liczników o dużych częstotliwościach granicznych zliczania zostały szeroko omówione w pierwszej części artykułu dotyczącej cyfrowego pomiaru częstotliwości.

2/ Aby wynik pomiaru był przedstawiony w systemie dziesiętnym pierwszy człon licznika ma pięć stanów stabilnych.



Rys.6. Wykresy dokładności pomiaru odstępu czasu za pomocą mierników zliczających.

2.3. Sposoby zmniejszenia błędu metody w zliczających miernikach odstępu czasu

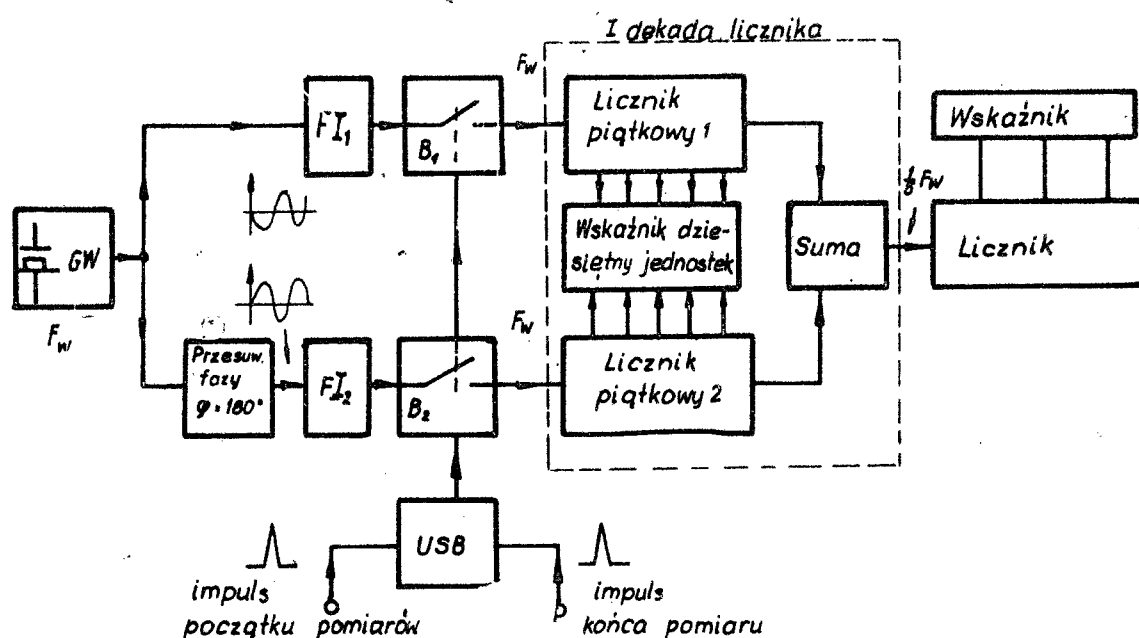
Ponieważ błąd metody pomiaru w miernikach zliczających jest błędem przypadkowym, można go zmniejszyć, jeśli istnieje możliwość n -krotnego powtórzenia pomiaru tej samej wartości wielkości mierzonej, w identycznych warunkach. Mierniki zliczające bardzo dobrze nadają się do takiej procedury, ponieważ umożliwiają wykonanie ze stosunkowo dużą szybkością wielokrotnego powtórzenia tego samego pomiaru. Jednak takie postępowanie wydłuża co najmniej n -krotnie czas trwania pomiaru i z tego powodu nie zawsze może być stosowane.

Zmniejszanie błędu metody przy jednokrotnym pomiarze można uzyskać jedynie przez zmianę układu miernika zliczającego. Poniżej omówione zostaną trzy takie układy, które są praktycznie realizowane.

2.3.1. Układ liczącego miernika odstępu czasu z przesuniętymi fazami częstotliwości wzorcowej

W układzie miernika odstępu czasu, którego schemat blokowy pokazano na rys.7, pierwsza dekada licznika zestawiona jest z dwóch układów li-

ozących do pięciu, nazywanych piątkami. Na wejścia tych układów doprowadza się przez jednocześnie otwierane bramki B_1 i B_2 dwa ciągi impulsów o tej samej częstotliwości, lecz wzajemnie przesuniętych w fazie o 180° . W tych warunkach każda piątka zlicza impulsy o częstotliwości wzorcowej F_w , która jest bliska jej częstotliwości granicznej, natomiast do zestawu piątek stanowiącego dekadę przychodzą impulsy z częstotliwością dwukrotnie większą, a więc równą $2 F_w$. W rezultacie więc błąd metody pomiaru będzie dwa razy mniejszy, niż mógłby być osiągnięty w konwencjonalnym układzie, w którym zastosowano by licznik o częstotliwości granicznej piątki.



Rys.7. Układ liczącego miernika odstępu czasu z przesuniętymi fazami częstotliwości wzorcowej.

Na wyjściach piątek pojawiają się dwa ciągi impulsów o częstotliwościach powtarzania równych $\frac{1}{5} F_w$. Dzięki jednoczesnemu otwieraniu bramek B_1 i B_2 oba ciągi impulsów są przesunięte wzajemnie o pół okresu wzorcowej częstotliwości, przy czym o tym, na wyjściu której z piątek pojawi się impuls najpierw, decyduje moment otwarcia bramek. Zadaniem układu sumującego jest wytwarzanie impulsu dla następnych dekad licznika w mierniku każdorazowo, po otrzymaniu impulsów z obu piątek, czyli po każdym dziesięciu impulsach wprowadzonych na wejścia zestawu piątek. W ten sposób częstotliwość powtarzania impulsów na wyjściu układu sumującego jest pięć razy mniejsza od częstotliwości wzorcowej F_w .

Obwód sygnalizacji zapewnia wyświetlanie na wskaźniku cyfrowym odpowiadającej zawsze liczbie wprowadzonych do zestawu piątek impulsów, niezależnie od tego w jakiej kolejności wprowadzane one były na wejścia zestawu.

W zbudowanym w 1964 r. w USA układzie miernika odstepu czasu zastosowano piątki liczące o częstotliwości granicznej 500 MHz, co pozwoliło na zredukowanie błędu metody do 1 ns. Charakterystyka dokładności pomiaru tego miernika przedstawiona jest na rys.6.

2.3.2. Układ liczącego miernika odstepu czasu z linią opóźniającą

Błąd metody jest sumą dwóch błędów powstających na początku i na końcu pomiaru, wynikających z braku korelacji czasowej między impulsami z wzorca doprowadzanymi do licznika a impulsami początku i końca pomiaru.

Pierwszy składnik błędu można zmniejszyć do zera albo przez wymuszenie rozpoczynania pomiaru przez impulsy z wzorca, albo też przez wzbudzenie drgań w generatorze wzorcowym dopiero w momencie pojawienia się impulsu początku pomiaru. Przyrządy, w których stosuje się pierwszy sposób, mogą być wykorzystywane jedynie w niewielkiej ilości przypadków. Bardziej uniwersalne pod tym względem są przyrządy, które posiadają wyzwalane generatory wzorcowe, zwane również generatorami szybko startującymi ze względu na to, że muszą rozpoczynać drgania z pełną amplitudą. Ze względu na dokładność pomiaru istotną cechą takiego generatora jest rozpoczynanie się drgań zawsze w tej samej fazie.

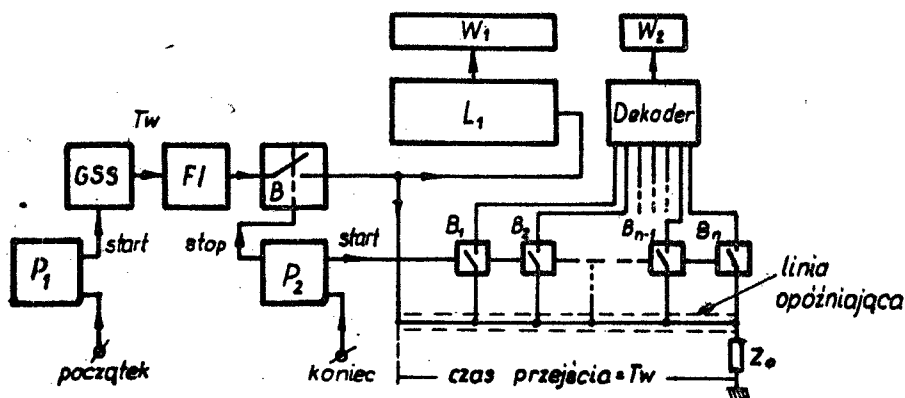
Dokładność częstotliwości drgań omawianych generatorów ze względu na ich specyficzne warunki pracy /praca przerywana/ jest niewielka i wynosi od 10^{-4} do 10^{-5} . Z tego względu przyrządy pomiarowe z generatorami wyzwalanymi nadają się jedynie do pomiarów krótkich odstepów czasu.

W układzie miernika przedstawionym na rys.8 impuls początku pomiaru wyzwała drgania w generatorze szybko startującym GSS. Uformowane w układzie FI impulsy przez otwartą bramkę B doprowadzane są jednocześnie do licznika i do wejścia linii długiej, podzielonej na równe odcinki i zakończonej oporem falowym. Impuls wprowadzany na linię dobiega do jej

końca po czasie równym okresowi przebiegu wzorcowego z generatora. Dzięki temu na linii znajdować się będzie w każdej chwili tylko jeden impuls. Wyjścia z każdego odcinka linii połączone są kolejno z bramkami od B_1 do B_{11} . Bramki te są przez cały czas trwania pomiaru zamknięte.

W chwili pojawienia się impulsu końca pomiaru następuje zamknięcie bramki głównej B i jednocześnie otwarcie wszystkich bramek związanych z linią długą. Połączony z bramkami układ sygnalizujący wyświetli numer bramki, na której wyjściu pojawił się impuls po raz pierwszy od momentu zakończenia pomiaru. Wyświetlana cyfra określa odstęp czasu, jaki upłynął między ostatnim policzonym przez licznik impulsem z generatora a impulsem końca pomiaru. W ten sposób błąd metody został zmniejszony n -krotnie, to jest tyle razy, na ile odcinków została podzielona linia opóźniająca.

Liczba n odcinków, na którą można podzielić linię, zależy od kształtu impulsów wejściowych, charakterystyki przenoszenia linii opóźniającej, czasu rozdzielczego bramek itp.



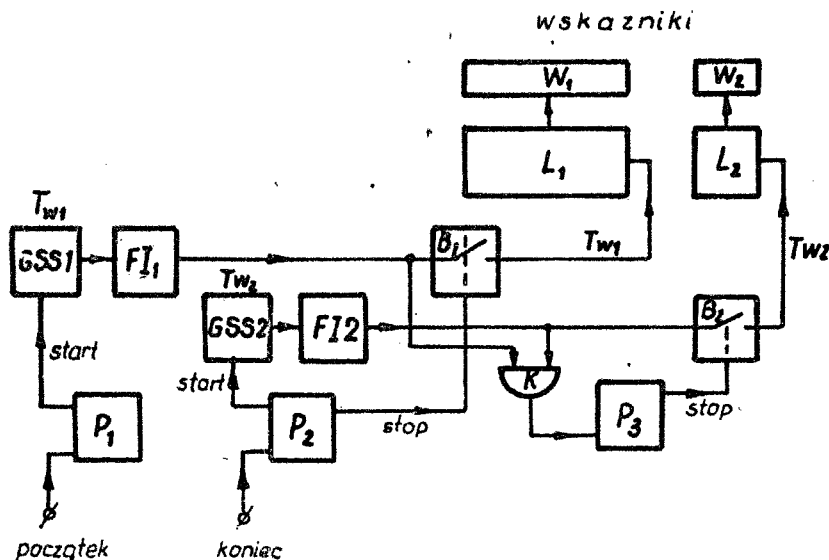
Rys.8. Układ liczącego miernika odstępu czasu z linią opóźniającą.

Na podstawie danych z literatury wiadomo, że liczba odcinków na które dzieli się linię, nie przekracza 10, a wartość bezwzględna błędu metody sprowadzić można do 5 ns.

2.3.3. Układ liczącego miernika odstępu czasu z noniuszem

Znaczne zmniejszenie błędu metody pomiaru odstępu czasu można uzyskać przez zastosowanie noniusza elektrycznego, który jest analogiem noniusza mechanicznego. Istotnymi elementami miernika, którego schemat

blokowy przedstawiony jest na rys.9, są dwa generatory szybko startujące: generator podstawowy GSS1 o okresie wzorcowym T_{w1} i generator noniusza GSS2 o okresie T_{w2} krótszym od okresu T_{w1} . Różnica tych okresów stanowi skalę noniusza.



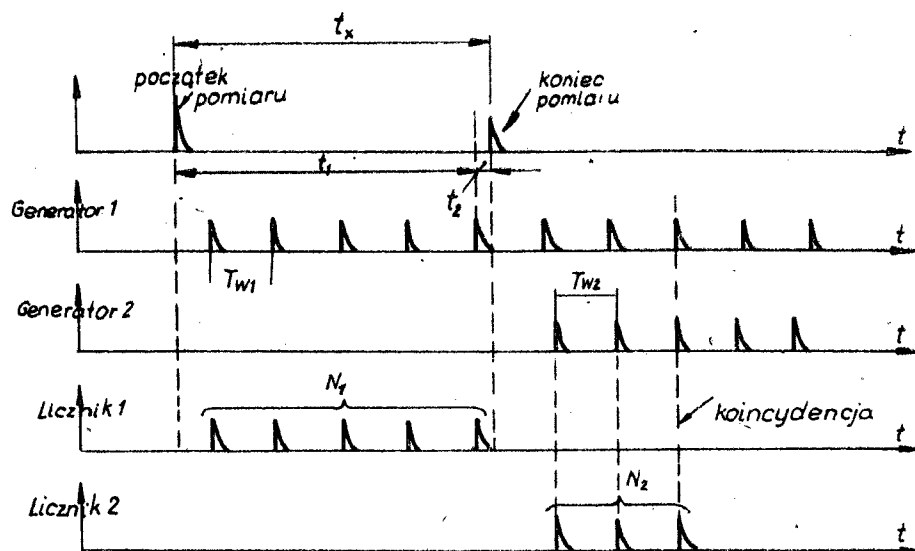
Rys.9. Układ liczącego miernika czasu z noniuszem.

Impuls początku pomiaru wyzwala generator GSS1. Uformowane w układzie FI1 impulsy są zliczane przez licznik L_1 dzięki temu, że bramka B_1 jest otwarta. Pojawienie się impulsu końca pomiaru spowoduje zamknięcie bramki B_1 oraz wyzwolenie generatora noniusza GSS2. Uformowane w układzie FI2 impulsy zliczane są obecnie przez licznik L_2 dzięki otwartej bramce B_2 . Impulsy z generatora podstawowego i z generatora noniusza doprowadzane są do wejść układu koincydencji K . Z chwilą wystąpienia koincydencji bramka B_2 zostaje zamknięta. Na tym proces pomiarowy zostaje zakończony. Dla lepszego zrozumienia procesów zachodzących w czasie pomiaru na rys.10 przedstawiono przebiegi w układzie miernika.

Ze wskaźników licznika L_1 odczytuje się liczbę N_1 pełnych okresów T_{w1} , natomiast ze wskaźników licznika L_2 - liczbę N_2 jednostek skali noniusza. Wynik pomiaru odstępów czasu można określić z równania

$$t_x = N_1 T_{w1} + N_2 / T_{w1} - T_{w2} /$$

Bezwzględna wartość błędu metody będzie równa różnicy okresów $T_{w1} - T_{w2}$. Liczby odczytane ze wskaźników liczników wyrażać będą wynik pomiaru wprost w jednostkach czasu, jeśli wartość okresu T_{w1} będzie dziesiętną



Rys.10. Przebiegi w układzie liczącego miernika odstępów czasu z noniuszem.

podwielokrotnością sekundy, a wartość różnicy okresów $T_{w1} - T_{w2}$ będzie dziesiątą lub setną częścią okresu T_{w1} .

W wykonanym przez firmę Eldorado Electronics mierniku odstępów czasu przyjęto okres $T_{w1} = 100 \text{ ns}$, a różnicę okresów $T_{w1} - T_{w2} = 1 \text{ ns}$. W ten sposób uzyskano zmniejszenie 100-krotne błędu pomiaru w stosunku do wartości okresu wzorcowego.

Wykres dokładności pomiaru przyrządu f-my Eldorado przedstawiono na rys.6. Charakterystyczne dla tego typu przyrządów jest ograniczenie dokładności pomiaru na dłuższych czasach $/10^{-4}/$, spowodowane małą dokładnością okresu generatorów szybko startujących.

L i t e r a t u r a

1. Majcher J.: Dokładność pomiaru częstotliwości za pomocą częstotliomierza zliczającego. Zeszyty Naukowe Politechniki Warszawskiej. Elektryka, 1960, nr 22.
2. Ryżko S. i zespół: Elektroniczne mierniki zliczające Warszawa, 1966, WKiŁ.

3. Systron-Donner Digital Instruments. 1966.
4. Hoile G.C.: VHF Counting Techniques with Range Unit. Marconi Instrumentation. 1966, May, str.69-72.
5. Coffey C.S.: VHF Counter Measures Time Intervals Precisely. Electronics, 1963, August 23, str.27-29.
6. Drew L.C.: Using Microcircuits in High-Resolution Range Counters: Microelectronic Circuits and Applications, 1965, str.80-82.
7. Lecroy W.O.: Eliminating One-Count Uncertainty in Cycle-Counting Interval Timers: Tunnel Diode and Semiconductor Circuits, 1963, str.97-98.
8. Eldorado Electronics Counter - Technical Data and Price. Information Bulletin, 1966, April.
9. Shultz R.M.: UHF Counter Circuits for 0,2 kMc Bit Rates. Fairchild Silicon Transistors Application Data, APP-43/2, 1962, July, str.2-9.
10. Hilberg W.: Das Zählen sehr schnell aufeinander folgender Impulse. Nachrichtentechnische Zeitschrift /NTZ/, January, 1964. nr 17, Heft 1, str.24-34.
11. Yourke H.S.: Milimicrosecond Transistor Current Switching Circuits. IRE-AIEE Conference on Transistors and Solid State Circuits, Philadelphia, 1957.
12. Alexander T.K., Heywood D.R.: A Twenty - Mc Transistor Decade Scaler: Nuclear Instruments and Methods, 1961, nr 13, str.83-91.
13. Instrukcja do dzielnika częstotliwości 60 MHz typu A 1215 f-my Rochar Electronique.
14. Lynn D.K., Pederson D.O.: Switching and Memory Criteria in Transistor Flip-Flops. IRE International Convention Record, 1960, pt.2, str.3-10.
15. Owens A.R., Cole A.J., Dolley P.E.: High - Speed Transistor Scales. United Kingdom Atomic Energy Authority Research Group Report. AERE-R 4074, June, 1962.
16. Radeka V.: A Tunnel Diode and Common-Base Transistor Complementary

Bistable. Nuclear Instruments and Methods, 1963.

17. Radeka V.: Fast Decimal Counting with Binary-Decimal Logic. IEEE Trans. on Nuclear Science, January 1965, vol. NS-11, str.296-301.
18. Swamy M.N.S.: A High Speed Tunnel Diode Decade Scaler. Electronic Engineering, April 1965, str.225-229.
19. Baldinger E.: Nuclear Instruments and Methods, 20 /1962/, 309.
20. Engelmann R.: Bi-Quinary Scaling - Accuracy and Simplicity at 500 Mc. Electronics. November, 1963, 15.
21. Brcić J.: Ideally Fast Decimal Counters with Bistables. IEEE Trans. on EC, October 1965, str.733-737.
22. Jarkowski J.: Optymalizacja schematu logicznego tranzystorowej dekadę liczącej pod względem czasu rozdzielczego. Praca dyplomowa na Wydz.Łączności PW, styczeń 1963.
23. Stopper H.:Ermittlung des Codes und der logischen Schaltung einer Zähldekade. Telefunken Zeitung, März 1960, wol.33, str.13-19.
24. Hilberg W.: Die Eccles-Jordan Schaltung mit Transistoren für sehr schnelle Zählen. Telefunken Zeitung, Juni 1960, vol.33, str.98-108
25. Tarczy-Hornoch Z.: Five-Binary Counting Techniques Makes Faster Decimal Counting Units. Electronic Design. January 1961, vol.9, str. 34-37.
26. Goss J.A.: ISABEL - Iso Status Accumulating Binaries using Extraordinary Logic. Electronic Engineering, October 1960, str.630-634.
27. Hewlett-Packard Company Model 5260A Automatic Frequency Divider. The Microwave Journal, August 1966, vol.9, nr 8, str.120, 122.
28. Whittaker J.K.: A 100 MHz Digital Timing System. Nuclear Instruments and Methods, 28, /1964/, str.293-305.
29. Weber J.: Eine Tunneliodendekade für folgefrequenzen bis zu 250 MHz. Nuclear Instruments and Methods, 26/1964/, str. 325-328.
30. Fushimi K.: Recent Trends in High-speed Counting. Japan Electronic Engineering, 1966, nr 8, str.39-42.

31. Elich A.: New High-Frequency Direct-Counting Techniques. EDN, June 1964.
32. Dane techniczne i opisy zliczających mierników częstotliwości i czasu następujących firm:
 - Systron - Donner, USA
 - Hewlett - Packard, USA
 - Eldorado Electronics, USA
 - Computer Measurements, USA
 - Takeda Riken, Japonia
 - Rochar Electronique, Francja
 - Marconi Instruments, Wielka Brytania
 - Airmec, Wielka Brytania
 - Advance, Wielka Brytania
 - Venner, Wielka Brytania
 - Racal, Wielka Brytania
33. Bałaszow W.P.: Automatizacja radioizmiereni. Wyd. Sowietsoje Radio. Moskwa, 1966.
34. Zima W., Kubin B.: Elektronnyje metody izmierenia małych interwałów wremieni. Moskwa, 1965. Wyd. "Energia".
35. Gregory E.: A Digital interpolation technique in time Measurement. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements. 1964.
36. Engelmann E.: Measure Time Intervals. Electronics I. 1964.
37. Reklamy firmy Eldorado Electronics.