

jącymi pasmo szumów, urządzenia umożliwiające analizę charakterystyk elementów elektronicznych (charakterografy), przyrządy do badania charakterystyk częstotliwościowych filtrów (wobuloskopy) itd. Szerszy ich opis można znaleźć w literaturze wymienionej na końcu rozdziału.

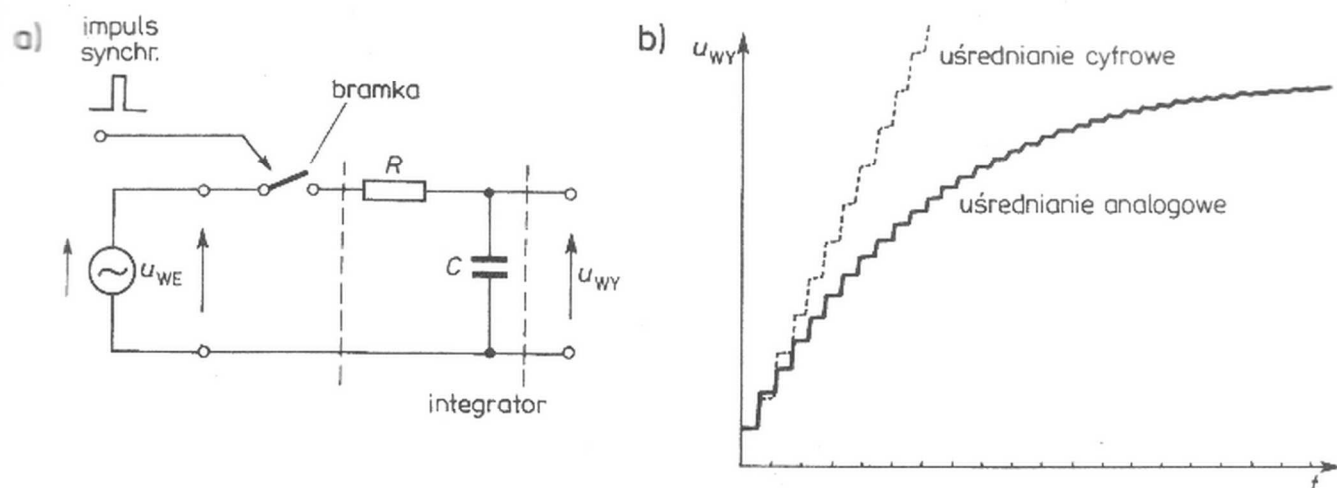
Rozwój szybkich przetworników analogowo-cyfrowych umożliwił konstrukcję w pełni *cyfrowych oscyloskopów*. Ich działanie polega na pobraniu n próbek sygnału albo metodą analizy wielokanałowej (patrz rozdz. 14.4), albo metodą stroboskopową. Maksymalne częstotliwości pobierania próbek w niektórych konstrukcjach przekraczają 2 GHz, a pasma przenoszenia osiągają 10 GHz. Każda próbka napięcia jest w postaci cyfrowej zapisywana w pamięci. Pracę układu kontroluje mikroprocesor, który steruje dalszą obróbką danych zgodnie z wybranym programem. Umożliwia to dowolne operowanie zebranymi danymi, gromadzenie ich w pamięci masowej, uśrednianie wyników (a przez to poprawę stosunku sygnału do szumu), analizę widma sygnałów itd. Umożliwiają one również analizę impulsów pojedynczych, to jest o częstotliwościach powtarzania mniejszych od 1 Hz. Do niedawna badanie takich sygnałów było możliwe w zasadzie tylko przy użyciu uśredniacza wielokanałowego lub oscyloskopu z lampą o specjalnej konstrukcji, tzw. memotronu.

Oscyloskopy cyfrowe buduje się także jako odpowiednie przystawki do komputera; przebiegi wyświetlane są wtedy na monitorze. Wykonuje się także oscyloskopy cyfrowe z monitorem ciekłokrystalicznym, które nie są większe od kieszonkowych kalkulatorów.

14.2. Uśredniacz jednokanałowy (boxcar)

Uśredniacz jednokanałowy służy do pomiaru sygnałów powtarzalnych. Podobnie jak oscyloskop stroboskopowy pozwala on na podstawie rejestracji wielu impulsów odtworzyć uśredniony kształt pojedynczego przebiegu. Występujące w trakcie analizy przypadkowe zmiany kształtu impulsu (zakłócenia i szumy) są przez boxcar redukowane. W stosunku do oscyloskopu samplingowego boxcar ma zwykle większe możliwości uśredniania wyników, a przez to uzyskiwania znacznej poprawy stosunku sygnału do szumu.

Podstawowym elementem uśredniacza jednokanałowego jest *integrator bramkowany*, którego uproszczony schemat zaprezentowano na rys. 14.19a. Na wejściu układu znajduje się bramka analogowa. Po otwarciu impulsem synchronizacji transmituje ona sygnał przez czas t_b , zwany niekiedy czasem apertury. Otwarcie bramki zachodzi z odpowiednim opóźnieniem t_d w stosunku do impulsu synchronizacji, co określa moment pobrania próbki przebiegu wejściowego (rys. 14.21). Próbką sygnału kierowana jest do układu uśredniającego rejestrującego za każdym razem średnią wartość napięcia z przedziału czasu t_b . Ponadto uśrednia się wyniki próbkowania dla wielu impulsów. Do uśredniania stosowana bywa metoda cyfrowa (sumowanie) albo analogowa (za pomocą układu całkującego). Przebiegi wyjściowe integratora dla obydwu przypadków przedstawia rys. 14.19b.



Rys. 14.19. Uproszczony model integratora bramkowanego (a) i przebiegi na jego wyjściu (b)

Jak widać, zasada działania integratora bramkowanego jest podobna do sposobu pracy głowicy stroboskopowej. Różnica polega na tym, że czas próbkowania t_b integratora może być dowolnie dobierany w szerokim zakresie wartości począwszy od 0,5 ns dla najlepszych modeli. W układzie samplingowym uzyskuje się rekordowo krótkie czasy próbkowania, lecz są one ustalone i mogą być zmieniane co najwyżej skokowo. Jednak w większości uśredniaczy jednokanałowych obok integratorów bramkowanych do analizy najszybszych sygnałów często wykorzystuje się również głowice stroboskopowe.

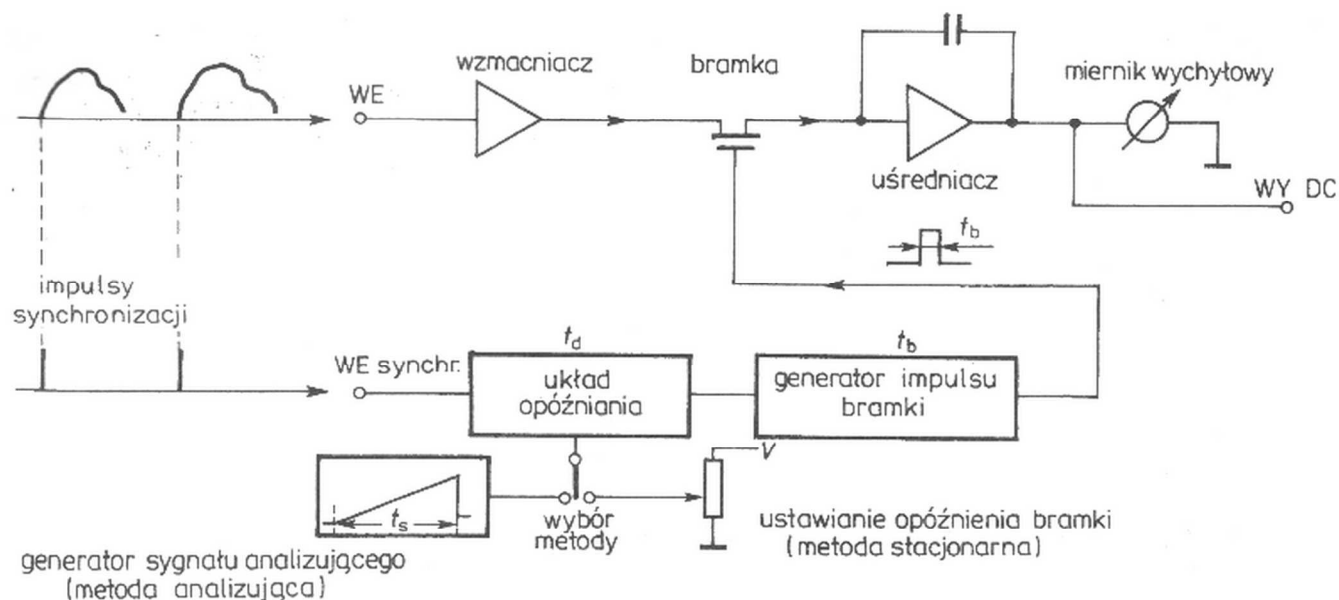
W przypadku gdy w boxcarze stosowane jest uśrednianie analogowe, ułamek czasu, w ciągu którego bramka jest otwarta (współczynnik wypełnienia) dla sygnału wejściowego wynosi $t_b f$, przy czym f oznacza średnią częstotliwość powtarzania impulsów. Z tego powodu efektywna stała czasowa układu całkującego ma wartość $RC/(t_b f)$. Ponieważ w czasie wyłączenia bramki mamy do czynienia z zamrożeniem pracy systemu, szerokość pasma szumu jest taka, jak wynika z wyjściowego układu całkującego: $\Delta f_{NWE} = 1/(4RC)$. W związku z tym poprawa stosunku sygnału do szumu wynosi

$$\sqrt{\frac{\Delta f_{NWE}}{\Delta f_{NWy}}} = \sqrt{4RC\Delta f_{NWE}}, \quad (14.2)$$

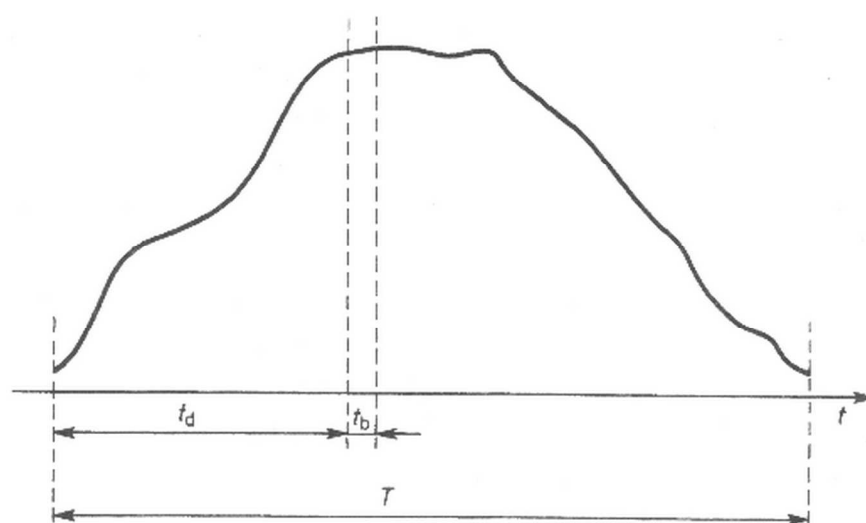
gdzie Δf_{NWE} oznacza szerokość pasma szumów sygnału wejściowego. Jednak, jak widać na rys. 14.19b, sygnał wyjściowy dąży wykładniczo do wartości asymptotycznej ze stałą czasową $RC/(t_b f)$.

W przypadku użycia sumatora jako uśredniacza sygnał wyjściowy narasta liniowo, natomiast próbki szumu dodają się wektorowo (patrz wzór (13.4)). W związku z tym po zarejestrowaniu k impulsów zgodnie ze wzorem (13.32) nastąpi poprawa stosunku sygnału do szumu o czynnik równy $\sqrt{k}$.

Schemat blokowy boxcara z uśrednianiem wykładniczym pokazano na rys. 14.20. Na rysunku 14.21 wyjaśniono zasadę analizy. Impuls wejściowy po wstępnym odfiltrowaniu przechodzi przez wzmacniacz oraz dzielnik napięcia określający czułość przyrządu i dociera do bramki. Sygnał synchronizacji uruchamia generator impulsu sterującego bramką. Impuls ten o czasie trwania t_b dobieranym



Rys. 14.20. Schemat blokowy boxcara z uśrednianiem analogowym



Rys. 14.21. Zasada analizy kształtu impulsu za pomocą uśredniacza jednokanałowego

przez użytkownika steruje bramką z odpowiednim opóźnieniem t_d . Napięcie z układu uśredniającego jest doprowadzane do wyjścia przyrządu i może być wykorzystane na przykład do sterowania rejestratora analogowego XY. Wartość tego napięcia może być również odczytana na skali miernika wychyłowego.

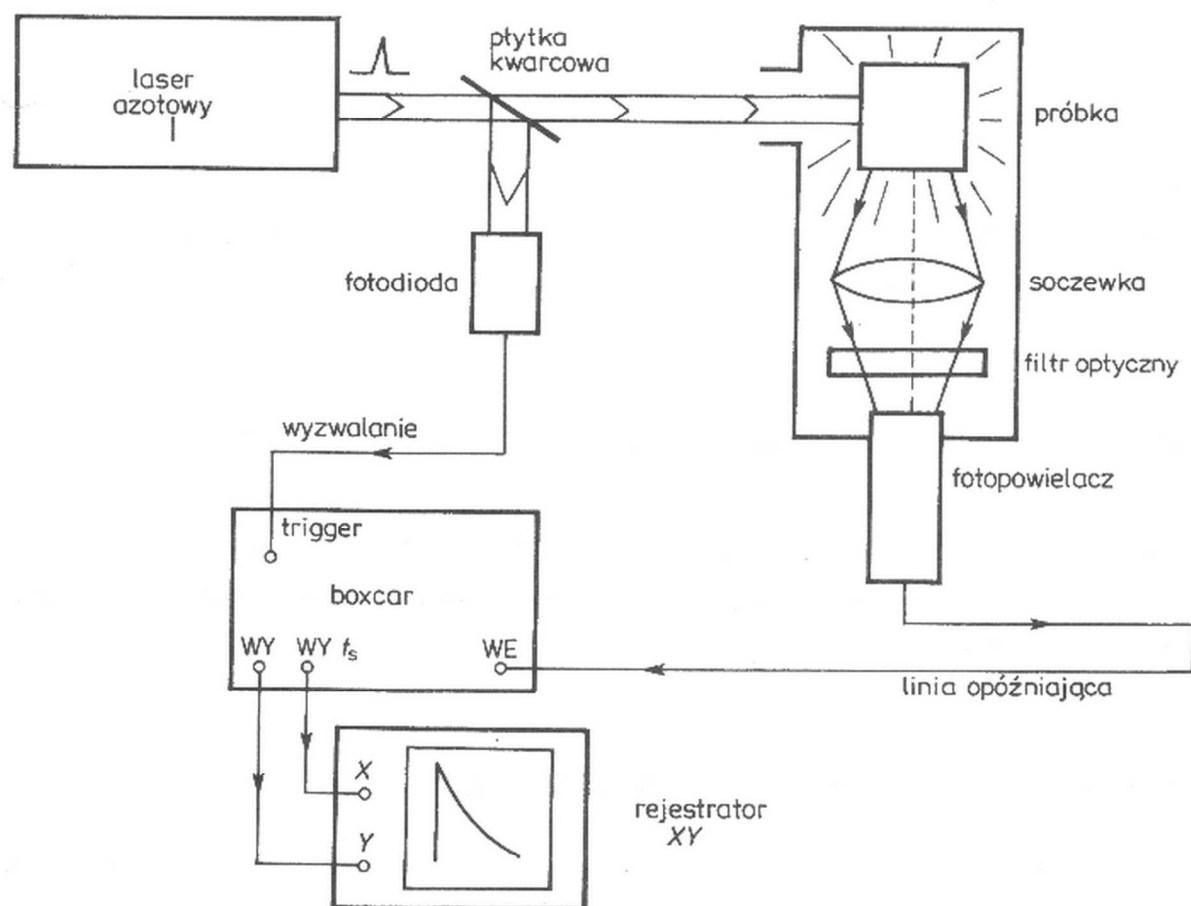
Opóźnienie otwarcia bramki t_d albo jest ustalane (tzw. *metoda stacjonarna*), albo zmienia się monotonicznie od wartości zerowej do wartości T zwanej podstawą czasu (*metoda analizująca*). W przypadku ustalonego opóźnienia po zakończeniu uśredniania na wyjściu integratora bramkowanego otrzymuje się napięcie odpowiadające wartości sygnału z danego wycinka czasu t_b . Monotonicznie zmieniające się opóźnienie otwarcia bramki (sterowane jednostajnie narastającym napięciem generatora sygnału analizującego) pozwala dokonać analizy kształtu sygnału wejściowego w obszarze podstawy czasu i odtworzyć go na przykład za pomocą rejestratora XY. Czas analizy (t_s) dobierany jest zwykle w zakresie od 1 do 1000 minut rzeczywistego czasu pomiarowego. Aby sygnał nie został zniekształcony, czas t_s powinien być znacznie większy niż efektywna stała czasowa uśredniacza

$$t_s \gg \frac{RC}{t_b f}. \quad (14.3)$$

Przy tym sposobie analizy niezbędne jest, by impulsy pojawiały się dość regularnie, czyli by sygnał wejściowy stosunkowo niewiele różnił się od sygnału okresowego.

Odmierna jest budowa boxcara z uśrednianiem cyfrowym, w którym napięcie każdej próbki zamieniane jest na postać cyfrową. Przy ustalonym opóźnieniu otwarcia bramki sumowanie próbek zachodzi dla założonej liczby (k) impulsów. Po zakończeniu sumowania wynik podawany jest na wyjście. W przypadku użycia metody analizującej po zakończeniu uśredniania następuje zwiększenie opóźnienia o t_b , wyzerowanie integratora i ponowne sumowanie. Nowy wynik uśredniania pojawi się na wyjściu po przeanalizowaniu następnych k impulsów. Rozwiązanie to pozwala na dowolną czasową nieregularność pojawiania się powtarzalnych sygnałów wejściowych.

Schemat typowego doświadczenia, w którym wykorzystano uśredniacz jednokanałowy, pokazano na rys. 14.22. Laser azotowy generujący nanosekundowe

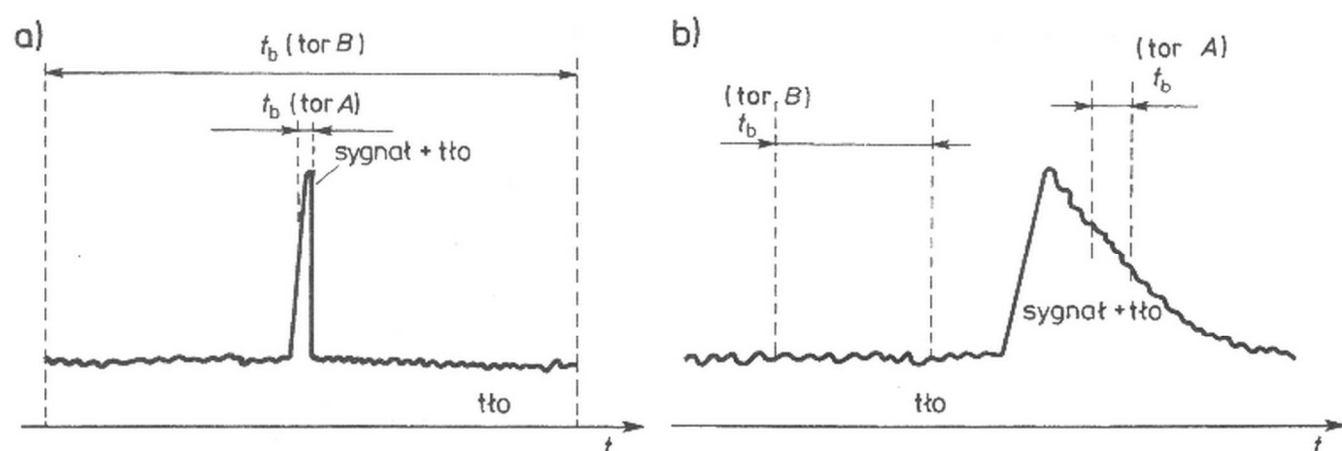


Rys. 14.22. Pomiar czasu zaniku fluorescencji próbki z wykorzystaniem uśredniacza jednokanałowego

impulsy promieniowania pobudza próbkę do świecenia. Zadaniem eksperymentatora jest wyznaczenie czasu zaniku tego świecenia. Światło laserowe pada również na fotodiode, która wytwarza impulsy wyzwalające boxcar. Promieniowanie próbki rejestruje się za pomocą fotopowielacza, którego sygnał za pośrednictwem linii opóźniającej trafia do wejścia uśredniacza jednokanałowego. Do wiernego odwzorowania kształtu sygnału wejściowego niezbędne jest, by szerokość bramki

integratora (t_b) była znacznie mniejsza niż czas trwania impulsu. Przy włączonym automatycznym przesuwie bramki wzdłuż podstawy czasu, na przyłączonym do wyjścia uśredniacza rejestratorze XY zapisany zostanie kształt krzywej zaniku świecenia próbki. Sygnałem X dla rejestratora jest w tym wypadku jednostajnie narastające napięcie, które steruje opóźnieniem otwarcia bramki. Porównując parametry impulsu z podstawą czasu, można znaleźć czas zaniku świecenia próbki.

Nowoczesny boxcar ma najczęściej co najmniej dwa tory wejściowe (A i B). Pozwala to na niezależny pomiar sygnałów w każdym torze. Układy wyjściowe realizują także wiele funkcji współpracy sygnałów z tych torów, jak suma ($A + B$), różnica ($A - B$), czy stosunek wartości sygnałów (A/B) itd. Szczególnie funkcja różnicy rozszerza możliwości redukcji zakłóceń w przebiegu wyjściowym. Można tego dokonać przez pomiar tła za pomocą toru B z użyciem bramki znacznie szerszej niż czas trwania badanego impulsu i odjęcie go od napięcia impulsu, wyznaczanego

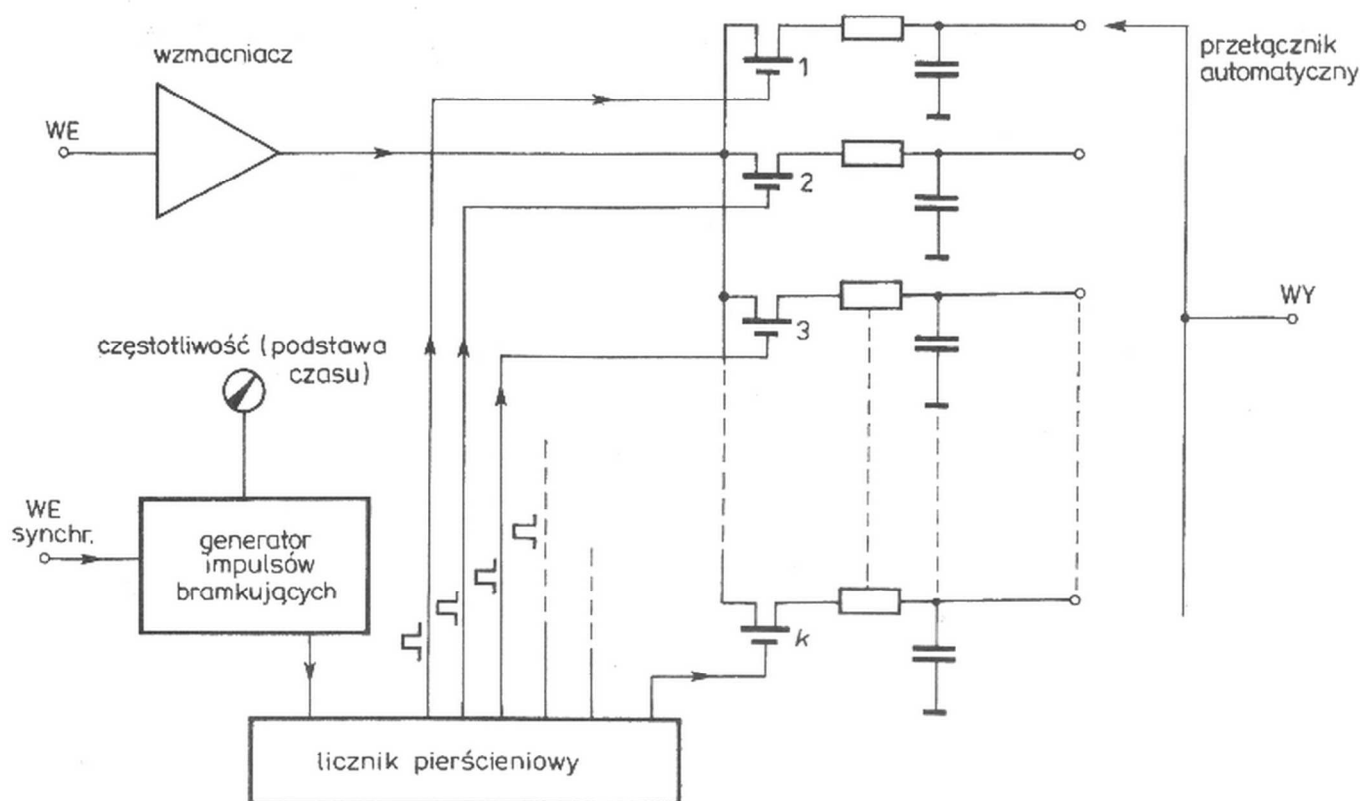


Rys. 14.23. Sposoby eliminacji tła przy użyciu boxcara dwukanałowego z wykorzystaniem funkcji $A - B$

za pomocą wąskiej bramki w torze A (rys. 14.23a). Inny sposób to ustawienie bramki B poza sygnałem (rys. 14.23b) i odjęcie średniego napięcia tła od napięcia impulsu mierzonego w torze A .

14.3. Wielokanałowy uśredniacz bramkowany

Różne odmiany tego urządzenia znane są także pod nazwami angielskimi *waveform eductor* czy też *transient digitizer*. Schemat blokowy układu pokazano na rys. 14.24. Sygnał wejściowy po wstępnym wzmacnieniu i odfiltrowaniu podawany jest na wejścia k równolegle połączonych bramek (k określa tutaj liczbę kanałów przyrządu, która zwykle nie jest mniejsza od 100). Sygnał synchronizacji uruchamia licznik pierścieniowy, którego impulsy sterują otwieraniem kolejnych bramek i pobieraniem przez nie próbek z opóźnieniem zwiększającym się wraz z numerem kanału. W danym momencie otwarty jest zawsze tylko jeden kanał. Jednorazowa analiza sygnału trwa przez czas T zwany podstawą czasu. Po przejściu każdego impulsu w układach uśredniających urządzenia zawarte są wkłady napięciowe



Rys. 14.24. Schemat blokowy analogowego uśredniacza wielokanałowego

odpowiadające kolejnym wycinkom czasowym sygnału wejściowego. W związku z tym, że analiza odbywa się w czasie rzeczywistym, stosowane jest najczęściej uśrednianie analogowe, choć ostatnio wraz z rozwojem szybkich przetworników analogowo-cyfrowych wykorzystywane jest także uśrednianie cyfrowe (*transient digitizer*).

Uśrednione wartości napięć z poszczególnych kanałów poddaje się dalszej analizie. Stosuje się na przykład jednostajne próbkowanie napięć w kolejnych kanałach za pomocą automatycznego przełącznika, co pozwala odtworzyć kształt badanego sygnału przy użyciu rejestratora lub oscyloskopu. Wyniki zamienione na postać cyfrową mogą być analizowane z wykorzystaniem komputera.

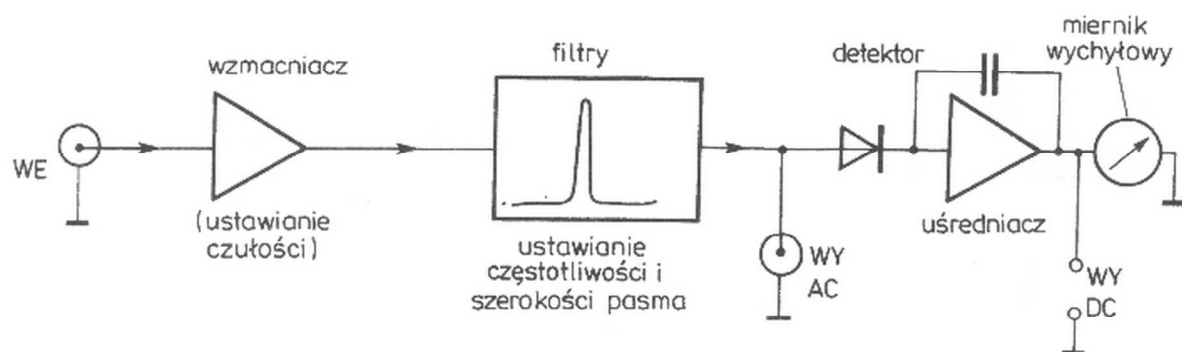
Działanie uśredniacza wielokanałowego jest więc podobne do pracy rodziny uśredniaczy jednokanałowych, z których każdy ma inne, ustalone opóźnienie impulsu otwierającego bramkę. W stosunku do boxcara czas pomiaru danego sygnału ulega skróceniu o czynnik równy liczbie kanałów. Na ogół jednak uśredniacze wielokanałowe są przyrządami wolniejszymi, gdyż ze względu na koszty niemożliwe jest stosowanie w każdym kanale tak szybkiego przełącznika (bramki analogowej), jakim zwykle dysponują boxcary.

14.4. Woltomierz selektywny

Woltomierz selektywny jest przeznaczony do pomiaru amplitudy jednej ze składowych fourierowskich sygnału okresowego. Ponieważ transformata Fouriera jest operacją liniową, odpowiedź przyrządu jest zawsze proporcjonalna do amplitudy sygnału wejściowego. Przy tego typu badaniach należy pamiętać, że widmo

sygnału powinno być dobrze określone, przez co rozumie się, że stosunek amplitud poszczególnych składowych fourierowskich powinien być zachowany podczas całego pomiaru. Sprowadza się to do wymogu, by kształt sygnału okresowego i jego parametry czasowe pozostały niezmiennie. Zmieniać się może jedynie amplituda. Gdy sygnał zmienia kształt, zmianie ulega również jego widmo i założenie o liniowości pomiaru nie jest zachowane.

Działanie woltomierza selektywnego przypomina pracę odbiornika radiowego. Rozpatrzmy je na przykładzie przyrządu, którego schemat blokowy przedstawiono na rys. 14.25. Sygnał wejściowy po przejściu przez wzmacniacz wstępny o dobiera-



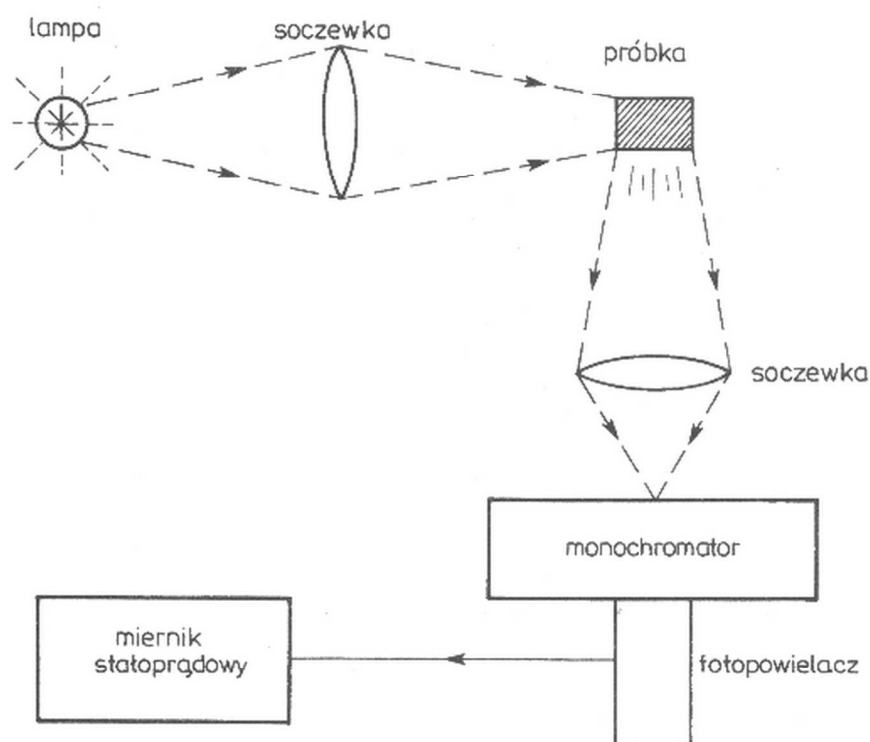
Rys. 14.25. Schemat blokowy woltomierza selektywnego

nym wzmocnieniu (określającym czułość przyrządu) trafia do aktywnego filtru o regulowanej częstotliwości rezonansowej i dobroci. Za pomocą tego filtru wybierana jest składowa harmoniczna, na której dokonany zostanie pomiar. Kształt przebiegu po wzmocnieniu i filtracji może być obserwowany na wyjściu zmiennoprądowym (AC). W dalszej kolejności zachodzi detekcja sygnału w prostowniku liniowym współpracującym z filtrem dolnoprzepustowym o dużej stałej czasowej. Uzyskane w wyniku detekcji napięcie stałe reprezentujące amplitudę wybranej harmonicznej jest doprowadzane do wyjścia stałoprądowego (DC); wartość jego można także odczytać na skali miernika wychyłowego.

Poprawę stosunku sygnału do szumu w woltomierzu selektywnym uzyskuje się w wyniku zmniejszenia szerokości pasma przez filtr rezonansowy oraz przez wyjściowy układ całkujący. Szerokość pasma wyjściowego jest zazwyczaj mniejsza od 1 Hz. Częstotliwości pracy typowych woltomierzy selektywnych sięgają od 1 Hz do 200 kHz. W przypadku badania szybszych sygnałów dokonuje się przesunięcia pasma tych przyrządów za pomocą techniki przemiany częstotliwości.

14.5. Uziemiwanie sygnału

W doświadczeniach, w których nie stosuje się specjalnych technik pomiarowych, stosunkowo rzadko zdarza się, by sygnał elektryczny reprezentujący mierzoną wielkość był sygnałem okresowym. Często natomiast mamy do czynienia z sygnałem stałym (wolnozmiennym), jak na przykład w doświadczeniu przedstawionym na rys. 14.26, w którym bada się widmo fluorescencji próbki pobudzonej do świecenia promieniowaniem z lampy o działaniu ciągłym. Światło emitowane przez próbkę

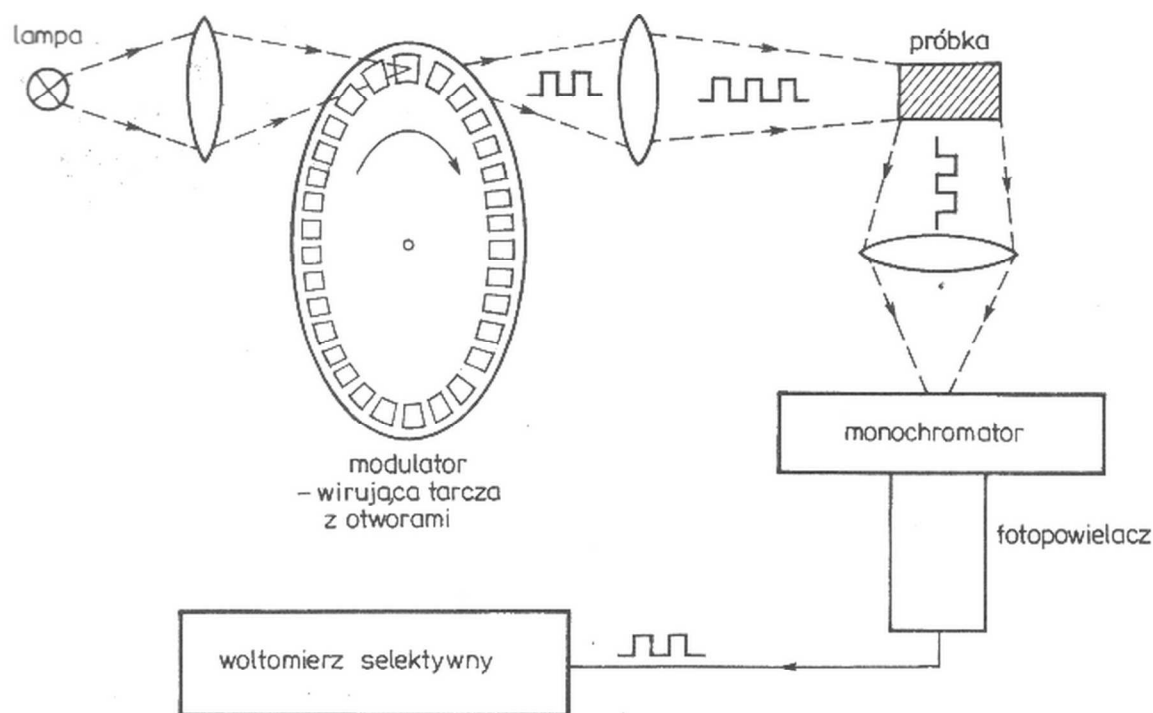


Rys. 14.26. Przykład układu pomiarowego do badania fluorescencji próbki pobudzanej lampą

analizowane jest za pomocą monochromatora i zamieniane w fotodetektorze na proporcjonalny sygnał elektryczny, mierzony przy użyciu miliwoltomierza lub innego przyrządu prądu stałego. Jest to jednak układ pomiarowy silnie podatny na zakłócenia pochodzące nie tylko na przykład od rozproszonego światła zewnętrznego przedostającego się przypadkowo do układu optycznego, lecz również na zakłócenia pojawiające się w obwodach elektrycznych toru detekcji, choćby wywołane trudnym do skompensowania prądem zerowym fotodetektora. Zakłócenia te zwykle uniemożliwiają pomiar sygnałów w zakresach napięć poniżej 10^{-3} V.

Czułość opisanego powyżej układu można znacznie zwiększyć przez zastosowanie metody uzmienniania sygnału. Jeżeli światło pobudzające próbkę zostanie zmodulowane z pewną częstotliwością f za pomocą wirującej tarczy z otworami (*choppera* — rys. 14.27), wywoła to także modulację sygnału fluorescencji. Modulacji można poddać również każdą inną wielkość, od której zależy sygnał wyjściowy. W tym przypadku impulsowy sposób pobudzania próbki sprawia, że również światło przez nią emitowane będzie zmieniać swe natężenie, będzie miało postać fali prostokątnej o częstotliwości f . Wówczas do pomiaru można zastosować woltomierz selektywny. Filtr jego powinien być nastawiony na częstotliwość jednej z harmonicznych (np. f , $3f$, $5f$ itd).

Precyzyjne dostrajanie filtru woltomierza selektywnego odbywa się przez poszukiwanie maksymalnego wskazania miernika w zależności od częstotliwości rezonansowej filtru. Zwykle do tego celu wykorzystuje się stosunkowo silny sygnał testujący. W opisywanym powyżej doświadczeniu jego rolę pełnić może na przykład rozproszone światło lampy pobudzającej. Poprawność dostrojenia filtru rezonansowego potwierdza pojawienie się na wyjściu zmiennoprądowym woltomierza (AC) czystego, sinusoidalnego przebiegu badanej harmonicznej.



Rys. 14.27. Usprawnienie pomiaru w doświadczeniu z rys. 14.26 przez zastosowanie uzmiennienia sygnału i woltomierza selektywnego

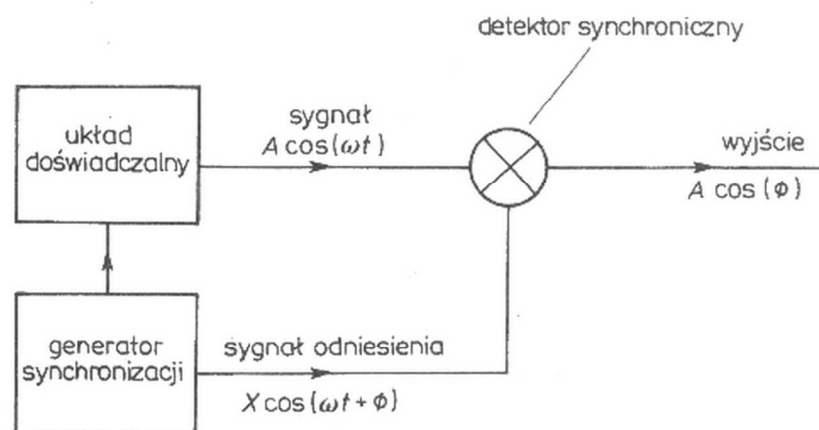
Eliminacja zakłóceń będzie tym bardziej efektywna, im większa będzie selektywność filtru. Jednak wysoką selektywność można zastosować jedynie po zapewnieniu dużej stabilności częstotliwości modulacji. W przypadku modulacji światła przy użyciu wirującej tarczy z otworami stabilność tę uzyskuje się przez precyzyjne wykonanie tarczy i stabilizację jej prędkości obrotowej za pomocą oscylatora kwarcowego.

Po ustaleniu częstotliwości badanej harmonicznnej i szerokości pasma można przystąpić do właściwego pomiaru. Ewentualne zakłócenia i szумы wyjściowe redukuje się zwiększając stałą czasową układu całkującego.

Dzięki metodzie uzmienniania sygnału dokonuje się przeniesienia pomiaru z silnie zakłóconego szumami typu $1/f$ zakresu widma o częstotliwościach mniejszych od 1 Hz do przedziału leżącego w zakresie od 10^2 do 10^5 Hz, zwykle najmniej zakłóconego (patrz rys. 13.42). Zabieg ten oraz zmniejszenie szerokości pasma pozwalają poprawić czułość toru pomiarowego o przeszło trzy rzędy wielkości. Należy szczególnie zadbać o taki wybór częstotliwości modulacji, by nie pokrywała się ona z żadną z harmonicznnych sieci energetycznej.

14.6. Detekcja fazowa i woltomierz homodynowy

Woltomierz homodynowy znany jest również pod nazwą *woltomierz fazowy* lub *synchroniczny*. Jego nazwa angielska brzmi *lock-in amplifier*. W przyrządzie wykorzystano zjawisko przemiany częstotliwości, które zostało opisane w rozdziale 3. Jednak specyfika detektora fazowego polega na zastosowaniu sygnału heterodynującego o częstotliwości ściśle równej częstotliwości sygnału badanego (rys. 14.28), co wyjaśnia nazwę — detektor homodynowy. Jak to zostanie dowie-



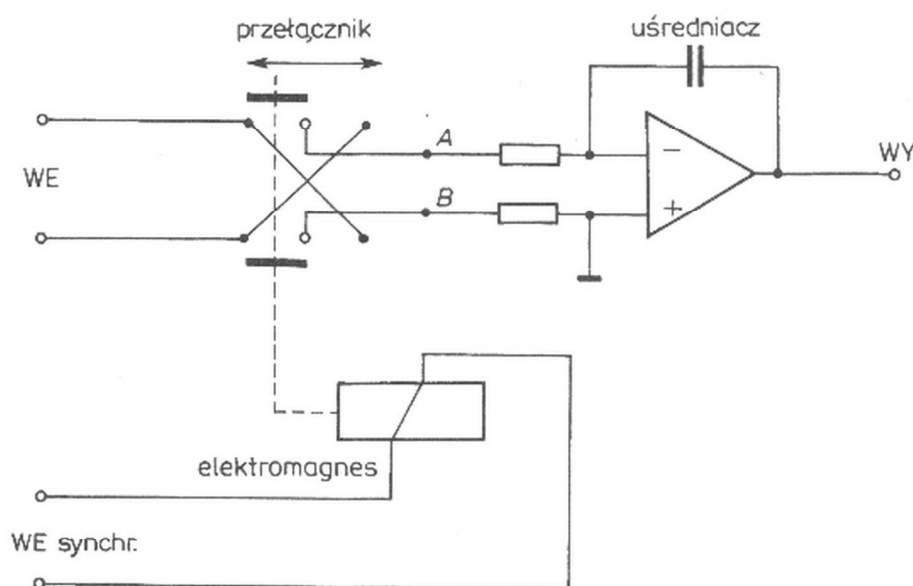
Rys. 14.28. Detektor homodynowy

dzione później, odpowiedź przyrządu jest proporcjonalna do $A \cos(\phi)$, gdzie A oznacza amplitudę sygnału wejściowego, a ϕ — przesunięcie fazowe między oscylacjami na wejściu i sygnałem homodyny, zwanym częściej sygnałem odniesienia.

Mówiąc o tożsamości częstotliwości sygnału wejściowego i sygnału homodyny, mamy na myśli równość absolutną w sensie matematycznym, bez jakichkolwiek przybliżeń. Ponieważ nie istnieją dwa niezależne oscylatory pracujące z idealnie tą samą częstotliwością, wynika stąd, że sygnał wejściowy i sygnał odniesienia powinny być synchronizowane za pomocą jednego generatora.

14.6.1. Zasada działania

Zasadniczą częścią woltomierza homodynowego jest *detektor fazowy*. Jego prosty model pokazano na rys. 14.29. W skład detektora wchodzi *mieszacz przełączający*, zwany także *prostownikiem* lub *przełącznikiem synchronicznym*, którego rolę pełni tutaj przełącznik krzyżowy sterowany za pomocą elektromagnesu zasilanego sygnałem odniesienia. Gdy napięcie odniesienia ma wartość dużą, sygnał wejściowy dociera na zaciski układu uśredniającego bez zmiany fazy; gdy napięcie odniesienia



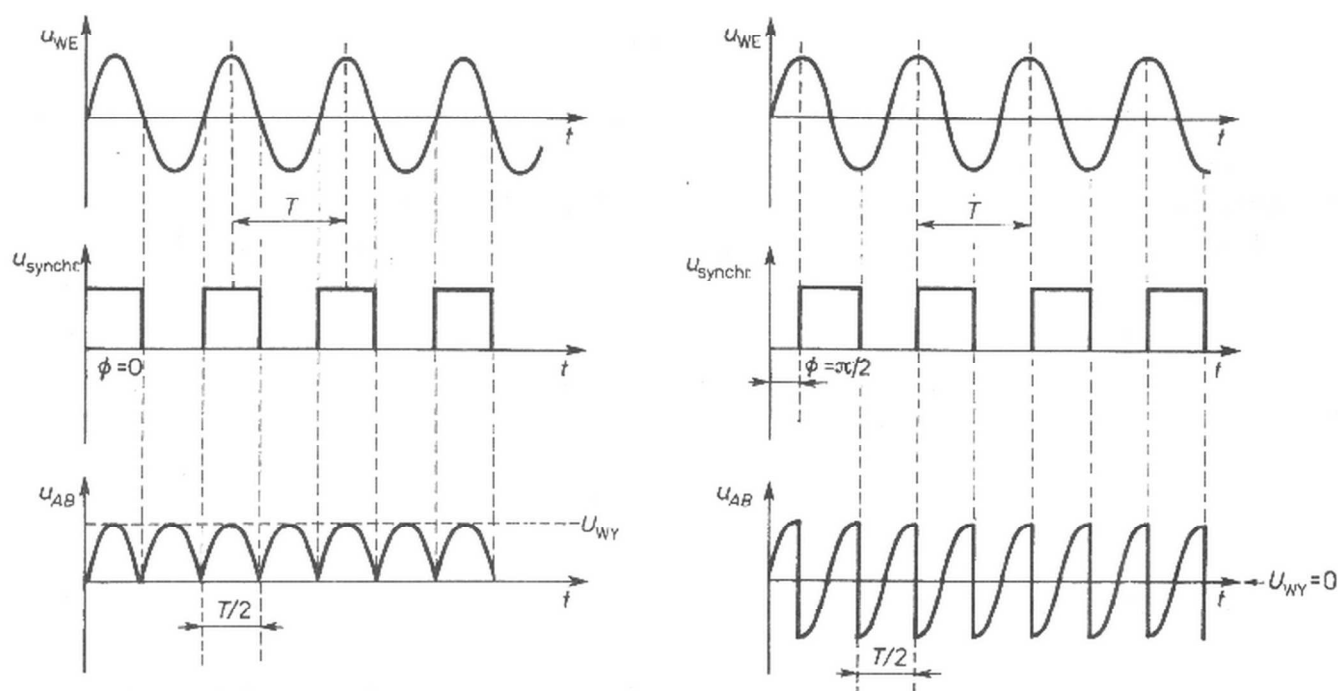
Rys. 14.29. Prosty model detektora fazowego

jest małe, sygnał wejściowy kierowany jest do uśredniacza w fazie odwróconej. Sygnał wyjściowy mieszacza ulega uśrednianiu we wzmacniaczu całkującym o stałej czasowej znacznie większej od okresu przebiegu przełączającego.

Założmy, że do wejścia detektora fazowego doprowadzono sygnał sinusoidalny

$$U_{WE} = A \sin \left[\frac{2\pi}{T} t \right] = A \sin(\omega t) \quad (14.4)$$

o częstotliwości $f = \omega/2\pi$ identycznej z częstotliwością przełączania mieszacza. Na rysunku 14.30 przedstawiono przebiegi w różnych punktach układu dla skrajnych

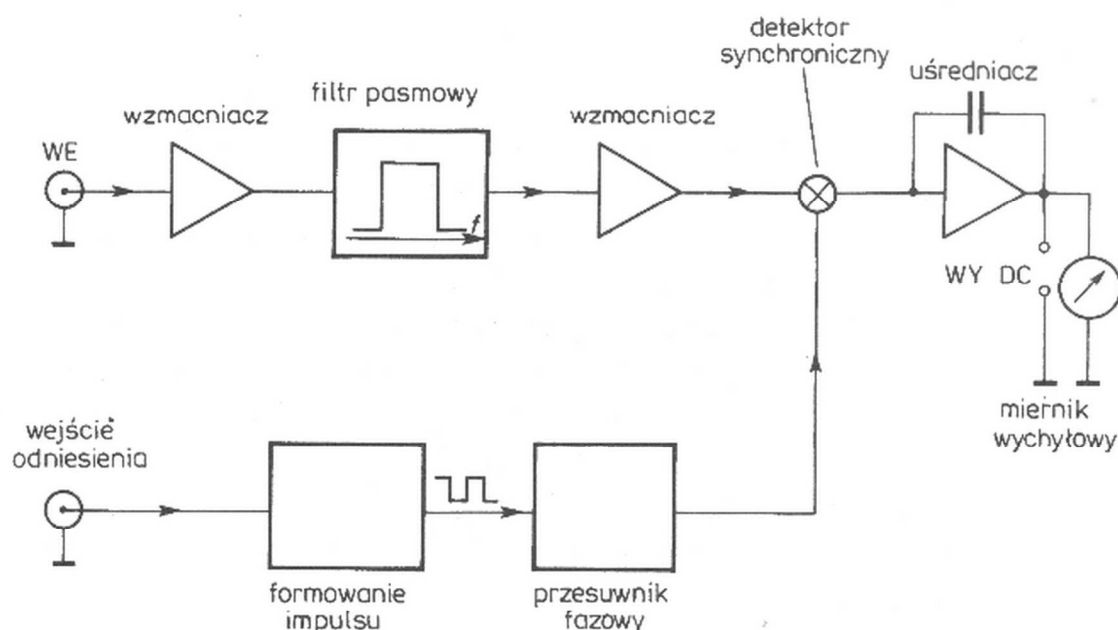


Rys. 14.30. Kształty sygnałów w różnych punktach detektora fazowego z rys. 14.29

przypadków: gdy przesunięcie fazowe obydwu sygnałów wynosi 0 i $\pi/2$. W pierwszym przypadku na zaciskach wejściowych uśredniacza powstaje sygnał dwupołkowo wyprostowany, co wyjaśnia często stosowaną inną nazwę tego przełącznika: prostownik synchroniczny. Napięcie wyjściowe uśredniacza będzie proporcjonalne do amplitudy sygnału wejściowego. W drugim przypadku sygnał z przełącznika ma kształt symetryczny, i po uśrednieniu da wartość zerową. W ogólnym wypadku, niezależnie od przesunięcia fazowego po przejściu przez przełącznik sygnał jest periodyczny o okresie $T/2$. Można więc obliczyć, że napięcie, jakie ustali się na wyjściu uśredniacza

$$U_{WY} \propto \int_0^{T/2} A \sin(\omega t + \phi) dt \propto A \cos(\phi). \quad (14.5)$$

U_{WY} osiąga wartość ekstremalną w przypadku zgodności faz obydwu sygnałów lub gdy fazy ich są przeciwne.



Rys. 14.31. Schemat blokowy jednofazowego woltomierza fazoczułego

Na rysunku 14.31 przedstawiono schemat blokowy jednofazowego woltomierza homodynowego. Sygnał odniesienia jest formowany do postaci prostokątnej w układzie kształtowania, a następnie poprzez przesuwnik fazowy steruje prostownikiem synchronicznym. Sygnał wejściowy po wstępnym ograniczeniu pasma za pomocą filtra przechodzi przez wzmacniacz określający czułość wejściową woltomierza i kierowany jest do wejścia mieszacza przełączającego. Napięcie z wyjścia prostownika synchronicznego uśrednia się przy użyciu układu całkującego o stałej czasowej dobieranej w szerokim zakresie. Wartość napięcia wyjściowego można odczytać na skali miernika wychyłowego. Jest ono również doprowadzane do zacisków wyjścia stałoprądowego (DC).

Rozważmy, co się stanie, gdy na wejście opisanego powyżej woltomierza skierowany zostanie sygnał: $U_{WE} = A \sin(\omega_1 t + \phi_1)$ o niezerowej częstotliwości kołowej ω_1 różnej od częstotliwości sygnału odniesienia ω_2 , którego prostokątny kształt może być opisany wzorem

$$U_{odn} \propto \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin\{(2n+1)\omega_2 t + \phi_2\}. \quad (14.6)$$

Napięcie na wyjściu mieszacza przełączającego będzie proporcjonalne do iloczynu obydwu sygnałów. Po przekształceniach trygonometrycznych otrzymamy

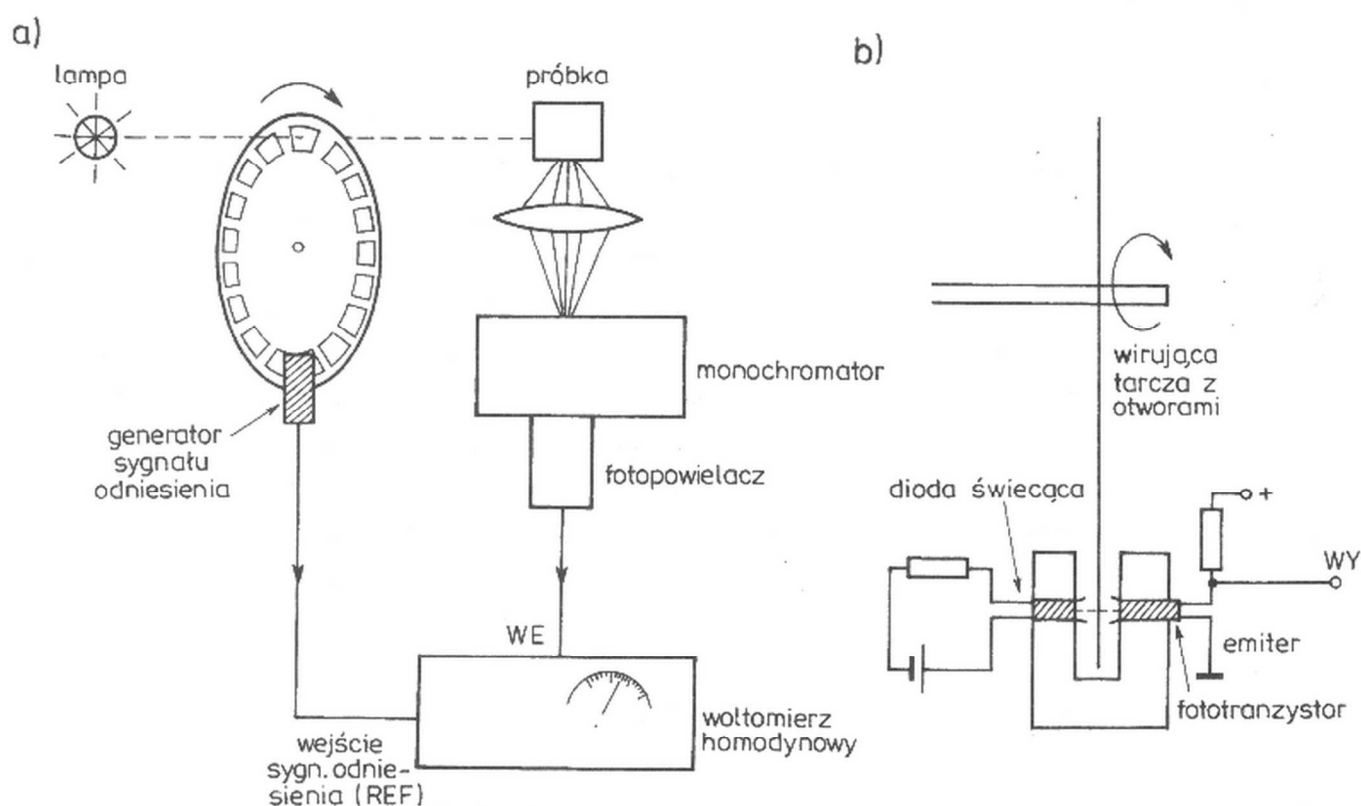
$$U_{miesz} \propto \sum_{n=0}^{\infty} \frac{A}{2n+1} \cos\{[\omega_1 - (2n+1)\omega_2]t + [\phi_1 - (2n+1)\phi_2]\} + \\ + \sum_{n=0}^{\infty} \frac{A}{2n+1} \cos\{[\omega_1 + (2n+1)\omega_2]t + [\phi_1 + (2n+1)\phi_2]\}. \quad (14.7)$$

Szerokość pasma przenoszenia filtra wejściowego jest najczęściej tak dobierana, by częstotliwości ω_1 i ω_2 nie różniły się bardziej niż dwukrotnie. Dzięki temu powstałe w mieszaczu składowe kombinacyjne są skutecznie tłumione przez wyjściowy filtr dolnoprzepustowy, o ile tylko jego częstotliwość graniczna $\omega_g = 1/RC$ jest znacznie mniejsza niż najmniejsze częstotliwości składowych sumy (14.7)

$$1/RC \ll |\omega_1 - \omega_2|. \quad (14.8)$$

Oznacza to, że detektor fazowy nie przenosi sygnału o częstotliwości ω_2 różniącej się od częstotliwości ω_1 . Działanie woltomierza fazowego jest więc podobne do działania detektora selektywnego z filtrem dostrojonym do częstotliwości sygnału odniesienia. Przy częstotliwości modulacji 10^6 Hz i stałych czasowych całkowania sięgających tysięcy sekund dobroć tego filtru wynosi 10^9 . Pozwala to na osiąganie znacznej poprawy stosunku sygnału do szumu. Nie jest wymagana przy tym wysoka stabilność częstotliwości generatora synchronizacji użytego w doświadczeniu. Ewentualna zmiana tej częstotliwości następuje jednocześnie dla sygnału mierzonego i sygnału odniesienia, co powoduje ciągłe i dokładne dostrajanie detektora.

Potrzeba stosowania generatora synchronizacji narzuca sposób organizacji pomiaru z wykorzystaniem woltomierza homodynowego. Przykład takiego eksperymentu przedstawiono na rys. 14.32a. Jest to modyfikacja omówionego w poprzednim paragrafie układu do pomiaru fluorescencji próbki pobudzanej światłem z lampy (rys. 14.27).



Rys. 14.32. Przykład układu pomiarowego do badania widma fluorescencji wykorzystującego woltomierz fazoczuły (a) i układ generatora sygnału odniesienia (b).

Podobnie jak w przypadku doświadczenia z woltomierzem selektywnym należy uzmiennić jeden z parametrów wpływających na badany sygnał. Także i w tym doświadczeniu zostało to wykonane przy użyciu obracającej się tarczy z wyciętymi otworami modulującej światło lampy pobudzającej*. Jednocześnie wirująca tarcza

* Zakładamy tutaj, że czas trwania impulsów modulujących jest znacznie dłuższy od czasu zaniku fluorescencji. W przypadku gdy czasy te są porównywalne — np. przy wielkiej częstotliwości modulacji — pojawi się dodatkowe przesunięcie fazowe między sygnałem odniesienia i sygnałem badanym. Pomiar tego przesunięcia pozwala wyznaczyć wspomniany czas zaniku.

dokonyuje modulacji wiązki światła transoptora (układu diody świecącej i fototranzystora — rys. 14.32b) umieszczonego w innym miejscu jej obwodu, dzięki czemu powstaje sygnał odniesienia.

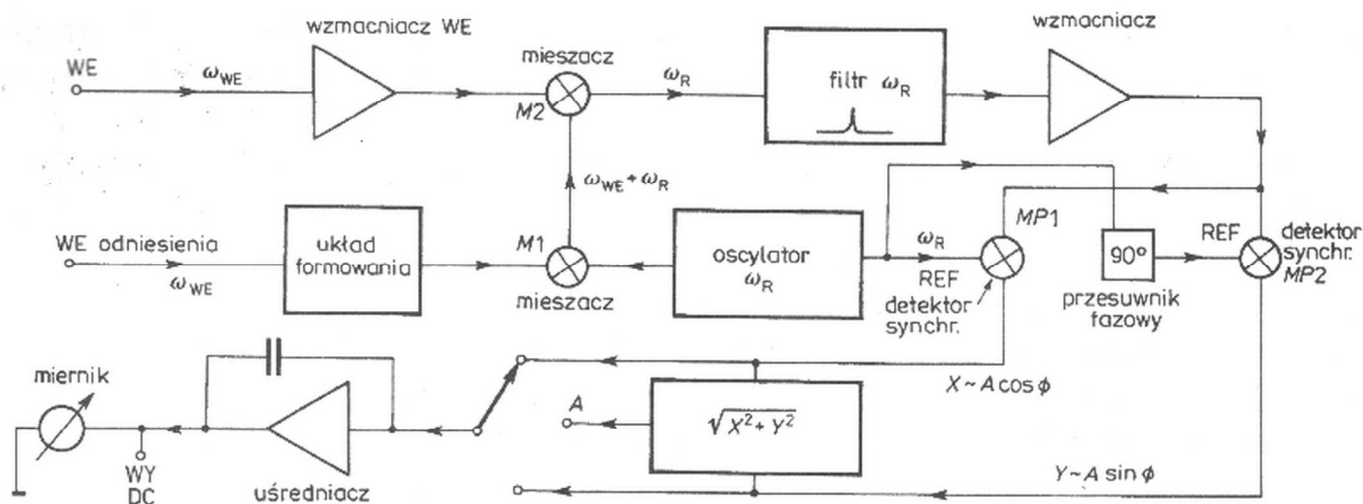
Przygotowanie woltomierza fazowego do pomiarów najlepiej jest przeprowadzić posługując się sygnałem testującym. Podobnie jak w przypadku doświadczenia opisanego w § 14.5, rolę jego może pełnić na przykład rozproszone światło lampy pobudzającej próbkę. Po doprowadzeniu do woltomierza sygnału odniesienia i sygnału wejściowego należy zawęzić pasmo filtru na tyle, by przenosił on tylko częstotliwość modulacji. Stałą czasową układu całkującego można wybrać do testów stosunkowo niewielką, to jest około 5–10 razy większą od okresu modulacji. Dobierając odpowiednio czułość przyrządu, zaobserwujemy sygnał na mierniku wychyłowym. Następnie, za pomocą regulatora przesuwnika fazowego należy znaleźć taką wartość kąta ϕ , której odpowiadać będzie maksymalne wychylenie miernika ($\phi = 0$ lub $\phi = \pi$). Po wykonaniu tych czynności układ jest w zasadzie przygotowany do pomiaru. Podczas przeprowadzania doświadczenia poza odpowiednią regulacją czułości woltomierza niezbędne jest dobieranie właściwej stałej czasowej układu uśredniającego w zależności od poziomu szumów, by wskazania miernika były stabilne. Stosowanie zbyt dużych stałych czasowych jest niewygodne, gdyż niepotrzebnie wydłuża czas pomiaru.

Ostatnio buduje się także *cyfrowe detektory fazowe*, których działanie oparte jest na wykorzystaniu przetworników analogowo-cyfrowych. Realizują one w każdym półokresie sygnału odniesienia zamianę amplitudy napięcia wejściowego na postać cyfrową i zgodnie ze znakiem fazy sygnału odniesienia dokonują odpowiednio dodawania lub odejmowania tej wartości napięcia w pamięci urządzenia. Inne układy działające na podobnej zasadzie służą do znalezienia liczby impulsów niosących sygnał w przypadku, gdy są one zaszumione innymi przebiegami impulsowymi. Dokonuje się tego zliczając impulsy w licznikach rewersyjnych przełączanych sygnałem odniesienia. W czasie dodatniej fazy sygnału odniesienia sumuje się liczbę impulsów sygnału i impulsów szumowych, podczas gdy w czasie fazy ujemnej odejmuje się tylko liczbę impulsów szumowych. Po k cyklach zliczeń uzyskuje się poprawę stosunku sygnału do szumu o $\sqrt{k}$. Układy takie stosuje się na przykład w urządzeniach przeznaczonych do pomiarów impulsów z powielaczy elektronowych (liczniki fotonów).

14.6.2. Dwufazowy woltomierz homodynowy

W praktyce, gdy nie dysponuje się sygnałem testującym, ustalanie zgodności faz przebiegu odniesienia i sygnału badanego nie jest proste, szczególnie przy pomiarach napięć niewielkich i silnie zaszumionych. Problem ten został rozwiązany w homodynowym woltomierzu dwufazowym, którego schemat blokowy przedstawiono na rys. 14.33.

W urządzeniu tym zastosowano wewnętrzny, precyzyjny generator o częstotliwości kołowej ω_R . Kombinując przebieg z tego oscylatora z sygnałem odniesienia (o częstotliwości ω_{WE}) w mieszaczu $M1$, a następnie sygnał wyjściowy tego mieszacza o częstotliwości $\omega_R + \omega_{WE}$ z sygnałem wejściowym w mieszaczu $M2$, otrzymano sygnał o częstotliwości ω_R , lecz o amplitudzie proporcjonalnej do sygnału wejściowego. Umożliwia to w dalszej części układu znaczne ograniczenie szerokości



Rys. 14.33. Schemat blokowy dwufazowego woltomierza homodynego

pasma tylko do częstotliwości rezonansowej ω_R . Następnie sygnał dociera do dwu mieszaczy przełączających sterowanych z wewnętrznego oscylatora przyrządu. Mieszacz $MP1$ pracujący w kanale X wytwarza sygnał proporcjonalny do kosinusa przesunięcia fazowego. Drugi ($MP2$), pracujący w kanale Y , przełączany jest z 90-stopniowym przesunięciem fazowym, wytwarza więc sygnał proporcjonalny do $\sin \phi$. Użycie wzmacniacza realizującego na wyjściu woltomierza funkcję $U_{wy} = \sqrt{X^2 + Y^2}$ (tzw. *sumatora wektorowego*) umożliwia otrzymanie sygnału proporcjonalnego do amplitudy sygnału wejściowego i niezależnego od fazy. Dzięki zastosowaniu wewnętrznej przemiany częstotliwości oraz stabilności wewnętrznego oscylatora wzorcowego, a także silnego zawężenia pasma przy wykorzystaniu filtrów o dużej dobroci, osiąga się tak znaczną poprawę stosunku sygnału do szumu, że za pomocą tego przyrządu możliwy jest pomiar nawet ułamków nanowoltów.

14.6.3. Różniczkowanie charakterystyk

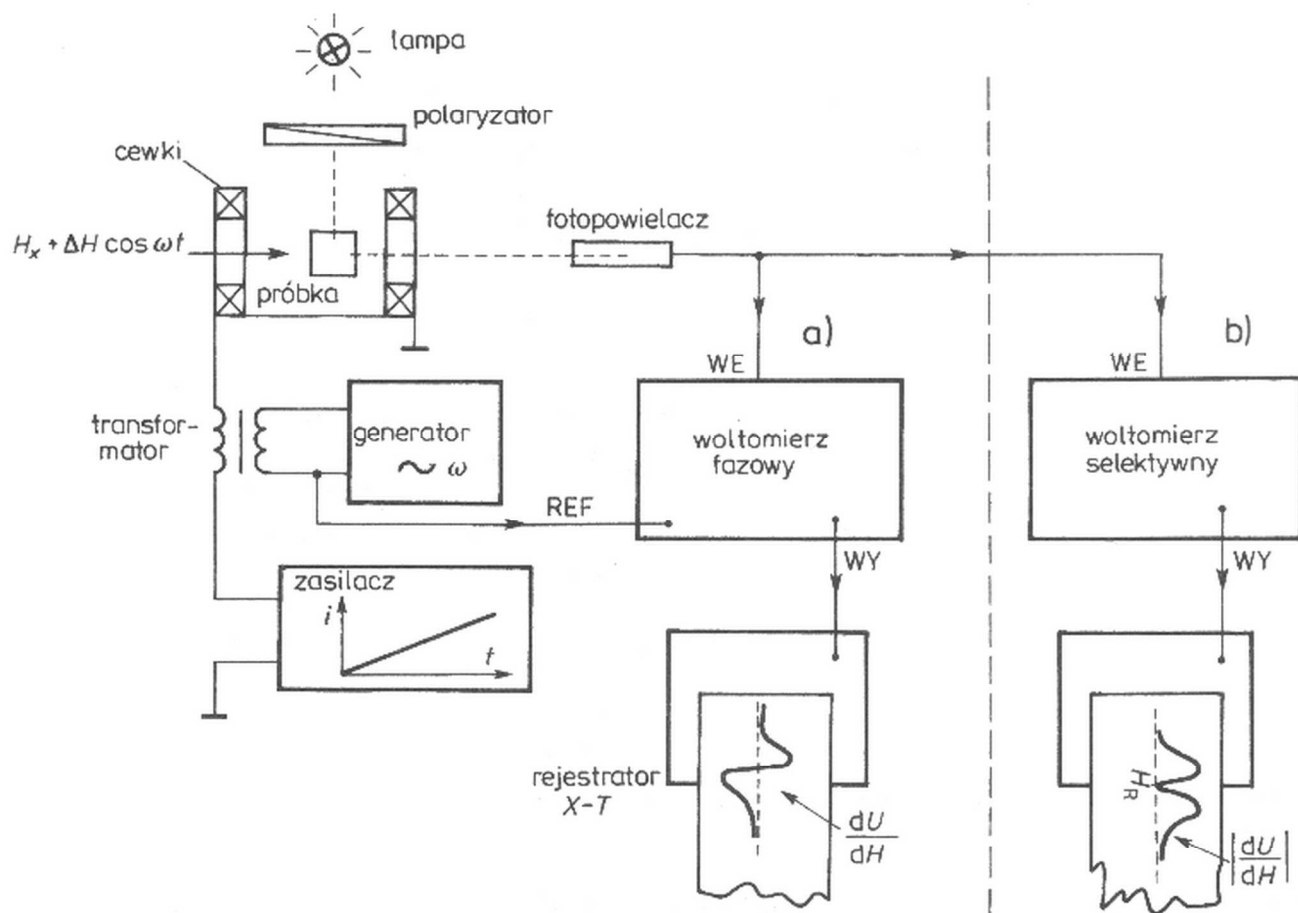
Obecnie przedstawimy technikę otrzymywania pochodnych charakterystyk realizowaną za pomocą uzmienniania sygnału. Przyjmijmy, że sygnał U jest funkcją pewnej wielkości fizycznej H . Zmienianie H i odczytywanie odpowiadającej jej wartości U umożliwia znalezienie zależności $U(H)$. Jest to jednak metoda stałosygnałowa i osiągnięcie w tym pomiarze dużego stosunku sygnału do szumu jest trudne. Nie zawsze też jest możliwe pełne uzmiennienie H . W takim wypadku można zastosować metodę częściowego uzmienniania sygnału. Polega ona na nałożeniu na stały sygnał H_x niewielkiego zmiennego przebiegu o amplitudzie ΔH :

$$H = H_x + \Delta H \cos(\omega t). \quad (14.9)$$

Wartość funkcji $U(H)$ wynosi wtedy

$$U(H) = U(H_x) + \left. \frac{dU}{dH} \right|_{H_x} \Delta H \cos(\omega t) + \dots \quad (14.10)$$

Jeżeli do detekcji zastosowany zostanie woltomierz homodynowy czuły na sygnał przemieniony o częstotliwości ω , odpowiedź jego będzie proporcjonalna do pochodnej

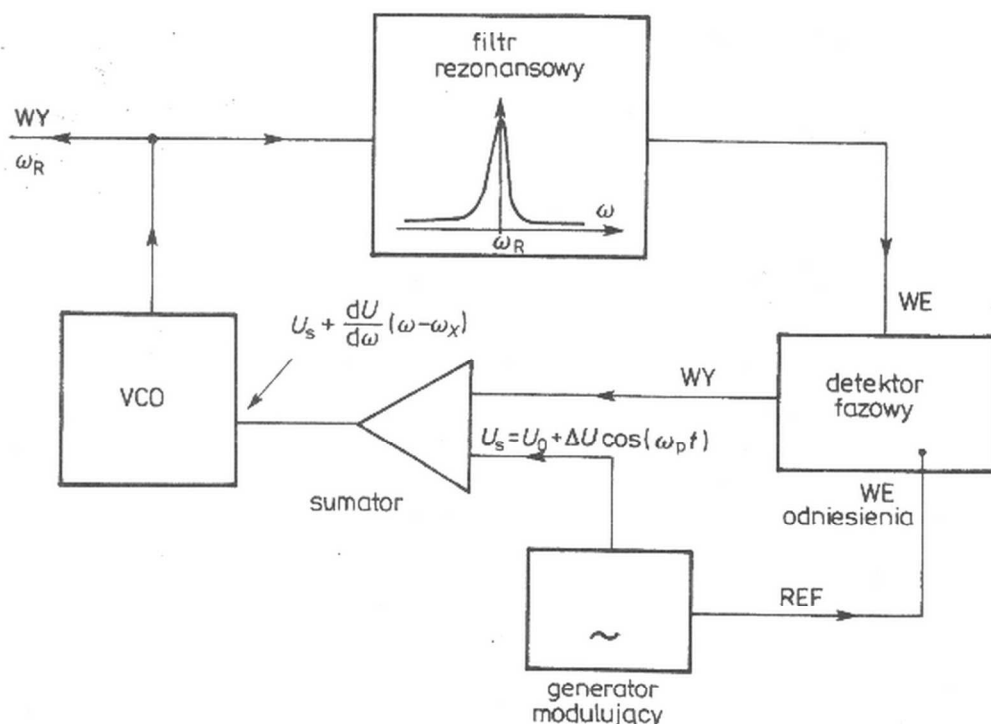


Rys. 14.34. Przykład układu doświadczalnego, w którym wyznaczane są pochodne charakterystyk (efekt Hanlego). W części (a) zastosowano woltomierz homodynowy, w części (b) użyto woltomierza selektywnego, pozwalającego na wyznaczenie wartości bezwzględnej pochodnej

dU/dH wyznaczonej dla punktu H_x . Metoda powyższa zapewnia jednocześnie znaczną poprawę stosunku sygnału do szumu.

Na rysunku 14.34a przedstawiono schemat układu doświadczalnego, w którym wyżej opisaną technikę zastosowano do wyznaczania pochodnej charakterystyki sygnału fluorescencji atomów w zależności od natężenia pola magnetycznego (zjawisko Hanlego). Próbka jest pobudzana liniowo spolaryzowanym światłem lampy. Pole magnetyczne wytwarzają solenoidy zasilane ze źródła stałoprądowego ustalającego wartość H_x . Za pomocą transformatora na stały prąd solenoidów nałożono niewielki sygnał zmienny (ΔH) z generatora o częstotliwości ω będącego jednocześnie źródłem sygnału odniesienia dla woltomierza fazowego, dokonującego za pośrednictwem fotopowielacza rejestracji zmian sygnału fluorescencji atomów ΔU . Dzięki powolnemu, jednostajnemu przemieszczaniu pola magnetycznego (zmianie H_x) pomiar przebiega tutaj samoczynnie. W rezultacie, na taśmie papierowej rejestratora sterowanego z wyjścia stałoprądowego woltomierza wykreślany jest kształt pochodnej dU/dH . Do pomiaru może być użyty również woltomierz selektywny z filtrem dostrojonym do częstotliwości ω (rys. 14.34b), lecz ponieważ rejestruje on tylko amplitudę ΔU , a nie jest czuły na zmiany fazy sygnału, jego odpowiedź będzie proporcjonalna do bezwzględnej wartości pochodnej $|dU/dH|$.

Metoda ta jest często stosowana do badania na przykład charakterystyk rezonansowych — jak w przypadku opisanego powyżej doświadczenia. Wartość pola rezonansowego H_R odpowiada przejściu pochodnej przez zero, natomiast szerokość



Rys. 14.35. Stabilizacja częstotliwości generatora VCO do częstotliwości rezonansowej filtru za pomocą detektora fazowego

krzywej rezonansowej określona jest między punktami odpowiadającymi ekstremum pochodnej, czyli punktami przegięcia charakterystyki $U(H)$.

Metody tej używa się również do *stabilizacji częstotliwości* drgań oscylatorów względem częstotliwości wzorcowych. Przykład takiego układu przedstawiono na rys. 14.35, w którym częstotliwość ω_x drgań generatora przestrajanego napięciem (VCO) dopasowywana jest do częstotliwości rezonansowej ω_R pewnego filtru. Na stałe napięcie U_0 sterujące VCO nałożono niewielki sygnał zmienny $\Delta U \cos(\omega_p t)$, powodujący próbującą dewiację jego częstotliwości ($\omega - \omega_x$). Częstotliwość próbująca ω_p jest znacznie mniejsza niż częstotliwość ω_x . Sygnał z generatora VCO przepuszczany przez filtr analizuje się przy użyciu detektora fazowego. W przypadku długoczasowego odstojenia oscylatora VCO od maksimum rezonansu ω_R , na wyjściu detektora generowane jest napięcie błędu proporcjonalne do pochodnej charakterystyki filtru. Sygnał błędu wykorzystuje się do kompensacji tego odstojenia. Gdy napięcie U_0 powoduje, że generator VCO jest dostrojony do maksimum charakterystyki filtru, wyznaczana przez detektor fazowy pochodna tej charakterystyki ($\propto dU/d\omega$) wynosi zero i detektor fazowy zgodnie z oczekiwaniem nie wpływa na częstotliwość VCO. Układ powyższy stosowany bywa na przykład do stabilizacji częstotliwości laserów strojonych napięciowo do linii atomowych lub do wzorcowych rezonatorów Fabry'ego–Pèrota (ω_R jest wtedy częstotliwością optyczną).

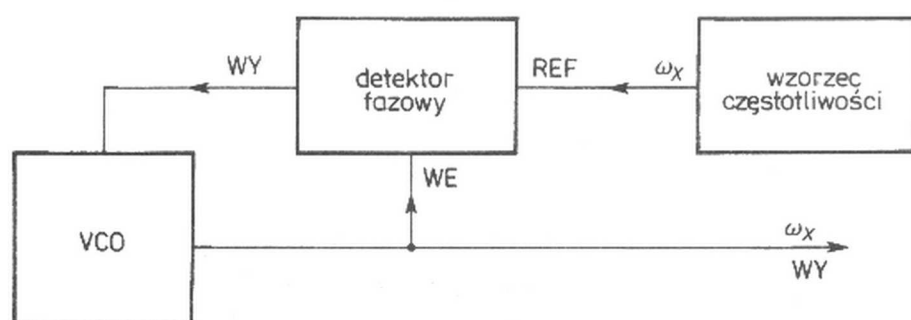
14.6.4. Pętla sprzężenia fazowego (PLL)

Jak to widać z równania (14.5), detektor fazowy mierzy nie tylko amplitudę, lecz również fazę sygnału. Właściwość tę wykorzystuje się do *synchronizacji* dwu generatorów elektronicznych. Metoda ta nazywa się synchronizacją w pętli fazowej (*Phase*

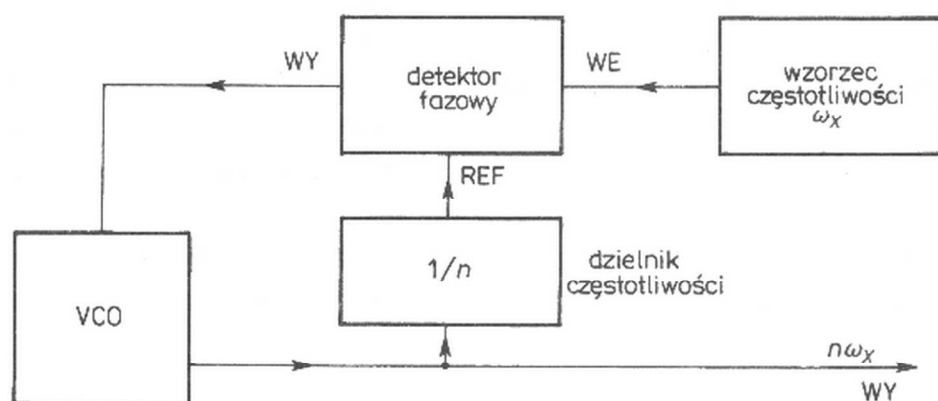
Locked Loop — PLL) i jest ostatnio coraz szerzej stosowana także i w sprzęcie radiowo-telewizyjnym powszechnego użytku.

Schemat pętli przedstawiono na rys. 14.36. W jej skład wchodzi: wzorec częstotliwości, generator o częstotliwości przestrajanej napięciem (VCO) i detektor fazowy. Jeżeli częstotliwość pracy VCO jest równa wzorcowej ω_x , odpowiedź detektora fazowego jest zerowa. Rozstrojenie częstotliwości obydwu oscylatorów odpowiada zmianie fazy sygnału odniesienia względem sygnału wejściowego, co jest przyczyną powstania na wyjściu przetwornika homodynamicznego napięcia błędu przestrajającego generator VCO tak, by rozstrojeniu przeciwdziałać. Pętlę sprzężenia fazowego wykorzystuje się na przykład w syntezerach częstotliwości (rys. 10.9), w których strojony napięciem generator sygnału wyjściowego synchronizowany jest do precyzyjnego oscylatora kwarcowego. Nie jest przy tym wymagane, by kształt przebiegu wzorcowego był sinusoidalny.

Rys. 14.36. Pętla sprzężenia fazowego



Jak to pokazano na rys. 14.37, umieszczając w pętli przemiennik częstotliwości (np. dzielnik cyfrowy), można dokonać synchronizacji sygnału VCO do sygnału generatora wzorcowego o częstotliwości innej niż częstotliwość wyjściowa układu.



Rys. 14.37. Stabilizacja drgań generatora z użyciem wzorca o częstotliwości innej niż częstotliwość wyjściowa

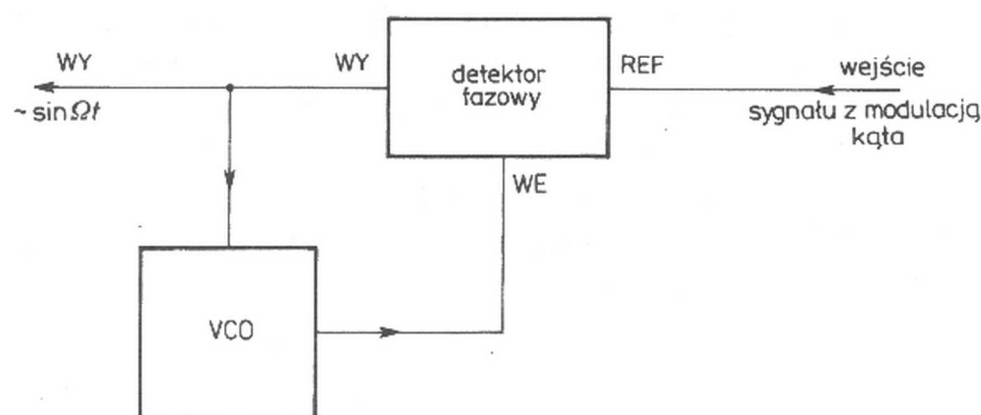
Pętla sprzężenia fazowego znajduje zastosowanie także jako detektor (*demodulator*) sygnałów przekazywanych za pomocą fali nośnej z *modulacją kąta*. Pod pojęciem tym rozumie się zarówno sygnały o *zmodulowanej fazie* (*Phase Modulated* — PM), określone równością

$$U = U_0 \cos[\omega t + \delta_1 \sin(\Omega t)], \quad (14.11)$$

jak również przebiegi o zmodulowanej częstotliwości (*Frequency Modulated* — FM)

$$U = U_0 \cos[(\omega + \delta_2 \sin(\Omega t))t]. \quad (14.12)$$

We wzorach tych ω oznacza częstotliwość kołową fali nośnej, a Ω — kołową częstotliwość modulującą ($\Omega \ll \omega$). Wprowadzenie sygnału zmodulowanego kąto-

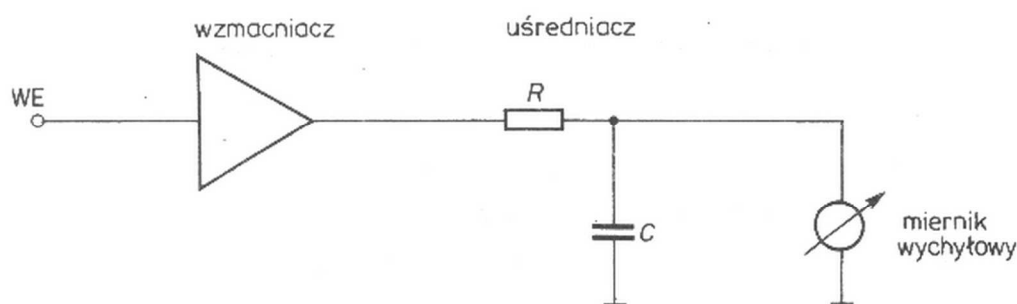


Rys. 14.38. Pętla PLL jako detektor sygnału o zmodulowanej częstotliwości

do układu PLL jako napięcia odniesienia (rys. 14.38) powoduje, że na wyjściu detektora fazowego pojawia się wolnozmienny sygnał sterujący VCO, proporcjonalny do zmian kąta fazowego, czyli sygnał zdemodulowany $U_{WY} \propto \sin(\Omega t)$.

14.7. Przyrządy do pomiaru sygnałów wolnozmiennych

Pomiar sygnałów wolnozmiennych o amplitudach większych od kilku miliwoltów nie stanowi przy dzisiejszej technice większego problemu. Klasycznie realizowany jest za pomocą wychyłowych mierników magnetoelektrycznych. Obecnie w celu zwiększenia czułości tych mierników, dopasowania rezystancji wejściowej, czy ograniczenia poziomu szumów dobudowuje się do nich elektroniczne wzmacniacze prądu stałego (rys. 14.39) wraz z odpowiednimi układami dolnoprzepustowymi. Często też dla zwiększenia dokładności i wygody odczytu stosuje się przetworniki analogowo-cyfrowe oraz wyświetlacze. Uniwersalne przyrządy pomiarowe tego rodzaju wchodziły w skład elementarnego wyposażenia każdego laboratorium.



Rys. 14.39. Schemat prostego woltomierza sygnałów wolnozmiennych