

### 3.3. Ekstrakcja informacji czasowej.

Generowany w detektorach promieniowania stochastyczny ciąg impulsów elektrycznych stanowi odpowiedź na analogiczny ciąg aktów detekcji, które przyjęto w praktyce zwać *zdarzeniami*. Stąd też mówiąc o *czasie zdarzenia* (ang. *event time*) mamy na myśli moment początkujący proces formowania odpowiedzi detektora na każde wymuszenie radiacyjne. Jest rzeczą oczywistą, że instrumentalna identyfikacja tego parametru ściśle według podanej definicji nie jest możliwa.

Jest on wyznaczany jako interwał dzielący moment zaistnienia zdarzenia od założonego momentu referencyjnego (*repera czasowego*), którym może być współrzędna czasowa bezpośrednio poprzedniego zdarzenia w stowarzyszonym kanale pomiarowym, względnie współrzędna czasowa czoła *impulsu startowego* inicjującego dany proces radiacyjny. Wybór *repera czasowego* zależy od specyfiki pomiaru i rodzaju zastosowanej metody pomiarowej.

Pierwotnym nośnikiem informacji o czasie zdarzenia jest impuls prądowy generowany w detektorze; mówiąc ściśle jest ona zawarta w jego niezmienniczych parametrach deskryptywnych. Jest ona przekazywana do obwodu ekstraktora za pośrednictwem odpowiednich układów kondycjonujących zapewniających optymalne warunki jej wydzielenia. Dodajmy, że charakter kondycjonowania jak i rodzaj zastosowanej techniki kondycjonowania zależą od rodzaju detektora i przyjętego trybu jego pracy. Jak pokażemy dalej, dla zminimalizowania nieoznaczoności momentu przekroczenia poziomu referencyjnego wymagana jest możliwie jak największa stromość przebiegu impulsu w tym punkcie oraz możliwie jak najmniejsza dyspersja szumowa. Wymóg ten wyraża żądanie maksymalizacji stosunku nachylenia do szumu oznaczanego według terminologii angielskiej skrótem *SLNR* (*slope-to-noise ratio*). Zapiszmy na późniejszy użytek formalną definicję tego parametru

$$SLNR \stackrel{def}{=} \frac{[dV_i(t)/dt]_{T_K}}{\sigma_N} \quad (176)$$

Zadaniem układu dokonującego ekstrakcji informacji czasowej (ang. *time pick-off circuit*) jest natomiast wygenerowanie standardowego *impulsu logicznego* o krawędzi wiodącej pozostającej w określonej, stałej relacji czasowej względem współrzędnej czasu zdarzenia. W tym celu wykorzystuje się układy, które nazwać można ogólnie *czujnikami* względnie *detektorami przekroczenia poziomu*.

#### 3.3.1. Ekstrakcja informacji o czasie zdarzenia – metody i układy.

Dla instrumentalnego wykrycia pojawienia się impulsu stosowane są z reguły dyskryminatory progowe względnie komparatory. Zależnie od przyjętej metody pomiaru są one wykorzystywane bądź w wersji konwencjonalnej z poziomem odniesienia różnym od zera, bądź też jako detektory przejścia przez zero (*zero crossing detector*). W każdym przypadku generowany impuls logiczny jest opóźniony względem początku impulsu informacyjnego, a jego współrzędna czasowa dla odróżnienia od *czasu zdarzenia* zwana jest potocznie *czasem aparaturowym* (ang. *machine time*). W pomiarach *jednodetektorowych* opóźnienie to nie miało by istotnego znaczenia pod warunkiem zachowania stałej wartości, niezależnie od zmian parametrów deskryptywnych impulsów informacyjnych. Odnosząc tę uwagę do rzeczywistych warunków pomiaru można mówić tylko o wrażliwości względnie nie-

wrażliwości ekstraktorów informacji czasowej na efekty decydujące o wartości ( $t_{APAR}$ ) i stopniu nieoznaczoności ( $\sigma_T$ ) współrzędnej czasu aparaturowego. W szczególności, obok niestabilności długoterminowej progów porównania ( $V_{PROG}$ ), decydujące znaczenie mają dwa, charakterystyczne dla rozważanych układów zjawiska: **efekt wędrowania** (ang. *walk effect*) oraz **efekt drżenia** (ang. *jitter*).

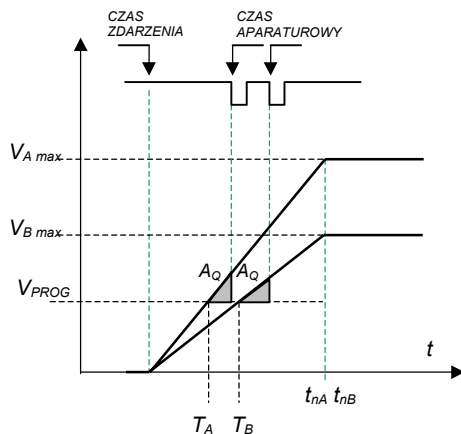
Pierwszy z wymienionych objawia się zależnością momentu generacji impulsu logicznego ( $t_{APAR}$ ) od amplitudy i czasu narastania impulsu informacyjnego, drugi natomiast spowodowany jest jego fluktuacjami statystycznymi oraz globalnymi szumami wejściowymi. Mechanizm powyższych efektów zostanie wyjaśniony w trakcie omawiania metod ekstrakcji informacji czasowej.

Zaliczają się do nich [188]:

1. Metoda dyskryminacji na czole impulsu (ang. *leading edge - LE*)
2. Metody stałofrakcyjne (ang. *constant fraction - CF*)
3. Metoda konwencjonalnego przejścia przez zero (ang. *conventional crossover*)
4. Metoda szybkiego przejścia przez zero (ang. *fast crossover*)
5. Metoda dyskryminacji stałofrakcyjnej na tylnej krawędzi impulsu (ang. *trailing-edge constant fraction*).

### 3.3.1.1. Metoda dyskryminacji na czole impulsu.

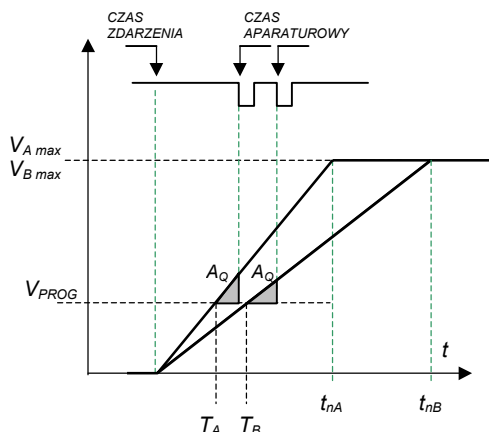
Metoda ta do ekstrakcji informacji czasowej wykorzystuje typowy układ regeneracyjnego dyskryminatora amplitudy. Nośnikiem informacji o czasie aparaturowym jest krawędź czołowa jego odpowiedzi na sygnał wejściowy pojawiająca się z chwilą przekroczenia ściśle określonego poziomu progowego  $V_{PROG}$ . Na opóźnienie  $t_{APAR}$  względem początku ( $t_0$ ) impulsu wejściowego składają się dwa interwały: czas niezbędny dla osiągnięcia poziomu progowego przez impuls wejściowy oraz czas wymagany dla wzbudzenia procesu regeneracyjnego. Ten drugi związany jest z przekazem do dyskryminatora pewnego, określonego jego czułością ładunkową, ładunku  $Q$ . Obydwie składowe opóźnienia zależą od stromości (szybkości narastania) czoła impulsu informacyjnego. W konsekwencji w przypadku ciągu impulsów o stałej wartości czasu narastania za efekt opóźnienia w *efekcie wędrowania* odpowiedzialne będzie zróżnicowanie ich amplitud. Analogicznie, w przypadku ciągu impulsów monoamplitudowych opóźnienie to zależy będzie od indywidualnych czasów narastania. Przypadki te zilustrowano odpowiednio na rysunkach 117 i 118.



**Rys. 117.**

Ilustracja wpływu amplitudy impulsu na opóźnienie odpowiedzi dyskryminatora progowego (LE)

$$t_{apar} = f(V_{i \max}) \Big|_{t_n = \text{const}}$$



**Rys. 118.**

Ilustracja wpływu czasu narastania impulsu na opóźnienie odpowiedzi dyskryminatora progowego (LE)

$$t_{apar} = f(t_n) \Big|_{V_{i max} = const}$$

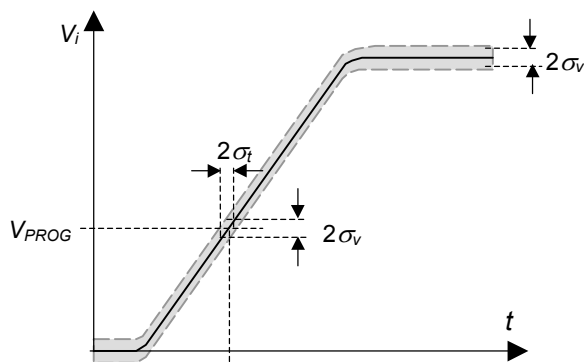
Powierzchnie zacienionych trójkątów ( $A_Q$ ) na obu diagramach są proporcjonalne do ładunku  $Q$  warunkującego wzbudzenie procesu regeneracyjnego w dyskryminatorze [189]. Przy założeniu liniowego przebiegu czoła impulsu informacyjnego w okolicy przekroczenia progu dyskryminacji ( $t_{PROG}$ ), dodatkowe opóźnienie  $\Delta T$  związane ze skończoną czułością ładunkową dyskryminatora wyrazi się związkami

$$\Delta T \cong \sqrt{\frac{2 A_Q}{\left. \frac{dV_i(t)}{dt} \right|_{t_{PROG}}} \quad (177)$$

Rozszerzając postawione założenie na cały podprogowy fragment czoła impulsu wejściowego można napisać analogiczną formułę opisującą dominującą składową opóźnienia  $t_{PROG}$  uzależnioną od poziomu progowego.

$$t_{prog} = \frac{V_{PROG}}{\left. \frac{dV_i(t)}{dt} \right|_{t_{PROG}}} \quad (178)$$

Zauważmy, że wpływ sygnału wejściowego na *efekt wędrowania* wyraża się poprzez jego parametry deskryptywne, w istocie swej deterministyczne. Taki też charakter ma w konsekwencji rezultat ich oddziaływania. Inna jest natura czynników odpowiedzialnych za *efekt drżenia*. Należą do nich w szczególności szумы (zarówno detektora jak i stowarzyszonej elektroniki) oraz fluktuacje procesu generacji sygnału w detektorze, a więc zjawiska stochastyczne. Nakładając się na sygnał informacyjny powodują jego charakterystyczne „rozmycie” stanowiące o nieoznaczoności jego parametrów deskryptywnych. Na rysunku 119 przedstawiono poglądowo wpływ szumowej składowej efektu drżenia. Linia ciągła, reprezentująca



**Rys. 119.**

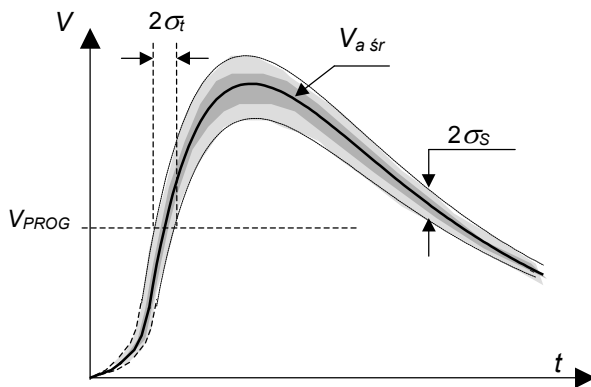
Ilustracja wpływu szumów na nieokreśloność czasu aparaturowego

czoło „odszumionego” impulsu informacyjnego, zawarta jest w jego obwiedni szumowej o wartości skutecznej (dyspersji)  $\sigma_V$ .

Przyjmując nadal liniowy przebieg czoła impulsu  $V_i(t)$  w pobliżu poziomu progowego, na gruncie widocznych na rysunku proporcji można napisać formułę określającą, spowodowaną szumami, nieoznaczoność czasu aparaturowego. W terminach procesów statystycznych wyraża ją średnie odchylenie standardowe  $\sigma_t$ .

$$\sigma_t = \frac{\sigma_V}{\left. \frac{dV_i(t)}{dt} \right|_{t_{PROG}}} \quad (178)$$

Szumy stanowią dominujące źródło efektu drżenia w detektorach półprzewodnikowych [190], nie odgrywają natomiast istotnej roli w detektorach scyntylacyjnych. W tym drugim przypadku efekt drżenia uwarunkowany jest zasadniczo słabą statystyką emisji i zbierania fotoelektronów. Objawia się on fluktuacjami kształtu impulsu wyjściowego fotopowielacza [191], których skutek przedstawiono poglądowo na rysunku 120. Liniami przerywanymi



**Rys. 120. \*)**  
Ilustracja wpływu fluktuacji sygnału na nieokreśloność czasu aparaturowego

wykreślono na nim przebiegi ograniczające obszar, w którym odchylenia wartości chwilowych impulsów od wykreślonej linią ciągłą, centralnego przebiegu średniego mieszczą się w przedziale  $\pm \sigma_S(t)$ . Ukazana tutaj zależność  $\sigma_S(t)$  jest w istocie uwikłaną funkcją czasu poprzez zależność od chwilowej wartości impulsu świetlnego scyntylatora i związanej z nią zmiennością statystyki fotoelektronów. Nieoznaczoność czasu aparaturowego uwarunkowaną fluktuacjami kształtu łatwo wyznaczyć w identycznej jak poprzednio procedurze. Opisuje ją zależność

$$\sigma_t = \frac{\sigma_S}{\left. \frac{dV_i(t)}{dt} \right|_{t_{PROG}}} \quad (179)$$

Jak dowiodły badania eksperymentalne i studia teoretyczne [192], [193], [194] metoda dyskryminacji na czole (*leading edge discrimination*) pozwala osiągnąć najlepszą rozdzielczość czasową ustalając próg dyskryminacji na poziomie przecinającym czoło impulsu w punkcie jego maksymalnej stromości. Właściwość ta została wykorzystana w drugiej grupie układów ekstrakcji informacji czasowej, a mianowicie w tzw. *dyskryminatorach stałofrakcyjnych*.

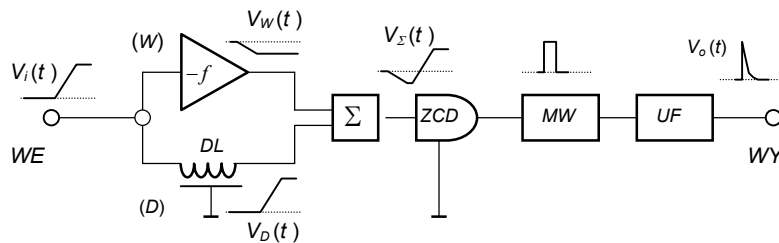
\*) Dla przejrzystszego zobrazowania efektu przesadnie wyolbrzymiono wielkość fluktuacji

### 3.3.1.2. Metody stałofrakcyjne.

Dla impulsów o identycznej (lub prawie identycznej) funkcji kształtu  $s(t)$ \* optymalny poziom dyskryminacji  $(V_{PROG})_{opt}$  stanowi zawsze taką samą frakcję  $f$  ich wartości maksymalnej  $V_{i\max}$ :

$$f = \frac{(V_{PROG})_{opt}}{V_{i\max}} = const \quad (180)$$

Ten oczywisty związek dał podstawę do konstrukcji specjalnej klasy dyskryminatorów progowych, zwanych *dyskryminatorami stałofrakcyjnymi*. W metodzie tej współrzędną czasu aparaturowego determinuje moment zrównania poziomów celowo opóźnionego (o  $t_D$ ) impulsu wyjściowego oraz jego zredukowanego (z krotnością  $f$ ) przebiegu komplementarnego. Sposób realizacji układu pracującego według tej metody ilustruje, przedstawiony na rysunku 121, funkcjonalny schemat blokowy.



**Rys. 121.** Ogólny schemat blokowy układu dyskryminatora stałofrakcyjnego

Unipolarny impuls wejściowy  $V_i(t)$  jest przekazywany do dwóch równoległych gałęzi układu. W gałęzi górnej ( $W$ ) podlega on attenuacji we wzmacniaczu inwertującym dając na jego wyjściu impuls  $V_W(t) = -f V_i(t)$ , gdzie  $f$  jest mniejszym od jedności współczynnikiem „wzmocnienia” wzmacniacza. W dolnej gałęzi ( $D$ ), zawierającej linię opóźniającą ( $DL$ ) przenoszony jest bez zmian, doznając tylko opóźnienia transmisyjnego  $t_D$ , co formalnie odnotujemy w postaci:  $V_D(t) = V_i(t - t_D)$ . Uzyskana w ten sposób para impulsów przeciwnej polarności, w wyniku zsumowania w stopniu sumującym ( $\Sigma$ ), daje wypadkowy impuls bipolarny ( $V_\Sigma$ ). Ekstrakcja zawartej w nim informacji czasowej dokonuje się z kolei w układzie detektora przejścia przez zero ( $ZCD$ ), a ostateczne ukształtowanie niosącego ją impulsu logicznego następuje w dalszych stopniach dyskryminatora stałofrakcyjnego: monowibratorze ( $MW$ ) oraz układzie formującym ( $UF$ ). Tak więc przy raz ustalonym, dla dowolnej amplitudy impulsu ( $V_{i\max}$ ), optymalnym progu dyskryminacji  $(V_{PROG})_{opt}$  i ustawionym według ich proporcji (180) stopniu attenuacji  $f$  (frakcji), układ zapewnia stałość *fluktuacyjnego rozmycia* czasu aparaturowego.

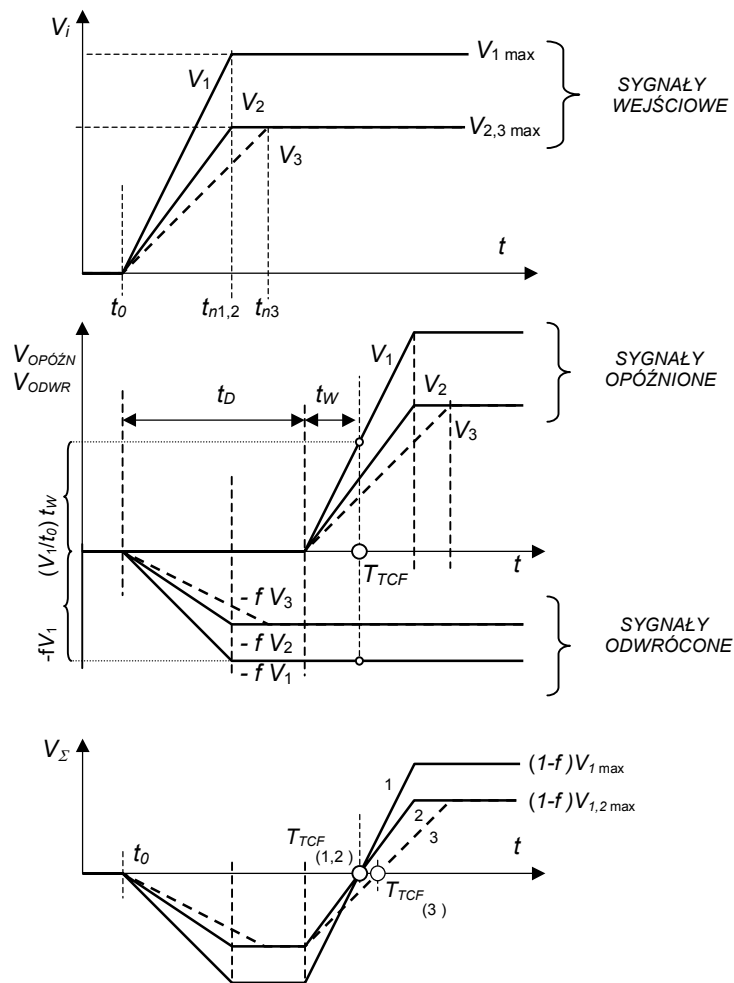
Bardziej znaczącą cechą dyskryminatora stałofrakcyjnego jest częściowa lub całkowita likwidacja *efektu wędrowania*. Z tego punktu widzenia wyróżnia się dwie odmiany metodyczne:

- metoda wierno-stałofrakcyjna ( $TCF$ ) - (ang. *true-constant-fraction timing*)
- metoda z kompensacją amplitudy i czasu narastania ( $ARC$ ) - (ang. *amplitude-and-rise-time-compensated timing*)

\* ) Zgodnie z ogólnie przyjętym sposobem zapisu:  $V_i(t) = V_{i\max} s(t)$  [8]

Wyróżnikiem obu tych metod jest relacja między czasem przejścia przez zero ( $T$ ) a czasem narastania impulsu  $t_n$ . W szczególności w pierwszej metodzie stosunek tych wielkości jest większy od jedności ( $T_{TCF} > t_n$ ), natomiast w drugiej – mniejszy ( $T_{ARC} < t_n$ ). Dla jednoznaczności notacji wprowadzono odnośne indeksy czasów przejścia przez zero.

Jak wykażemy niżej, **metoda wierno-stałowfrakcyjna** redukuje połowicznie efekt wędrowania niezależniąc moment przejścia przez zero tylko od amplitudy impulsu. Dla prostoty analizy układu przyjmijmy quasi-skokowy impuls wejściowy o liniowo narastającej krawędzi wiodącej w zadanym interwale czasu narastania  $t_n$ . Na rysunku 122 przedstawiono diagramy sygnałów w węzłowych punktach układu odpowiadające powyższemu założeniu. Umożliwiają one w przejrzysty sposób sformułować podstawowy warunek zapewniający niezależność położenia punktu przejścia przez zero od amplitudy impulsów wejściowych w przypadku identyczności ich czasów narastania. Taka właśnie relacja dotyczy pary impulsów  $V_1$  i  $V_2$ .



**Rys. 122.** Diagramy sygnałów ilustrujące zasadę działania dyskryminatora stałowfrakcyjnego pracującego według metody wierno-stałowfrakcyjnej ( $TCF$ )

Zauważmy, że z mocy założenia ( $T_{TCF} > t_n$ ) metoda wierno-stałowfrakcyjna wyklucza możliwość pokrywania się punktów przejścia przez zero ( $T_{TCF}$ )<sub>i</sub> w przypadku impulsów wejściowych różniących się czasem narastania czoła. Ewidentnie ukazują to powyższe diagramy, uwidaczniając nadto powiązanie współrzędnej ( $T_{TCF}$ )<sub>i</sub> (za pośrednictwem współczynnika  $f$ ) z założonym poziomem dyskryminacji ( $V_{PROG}$ )<sub>opt</sub>.

Dopełnienia wymogu kryterialnego metody, kwalifikującego układ jako dyskryminator wierno-stałofrakcyjny, dokonuje się w praktyce na drodze doboru czasu opóźnienia  $t_D$ . Zależnością wyjściową dla jego wyznaczenia jest zrównanie poziomów superponujących sygnałów  $V_W(t)$  oraz  $V_D(t)$ , co zachodzi dla  $t = T_{TCF}$ . Korzystając z oznaczeń na rysunku 122 możemy napisać

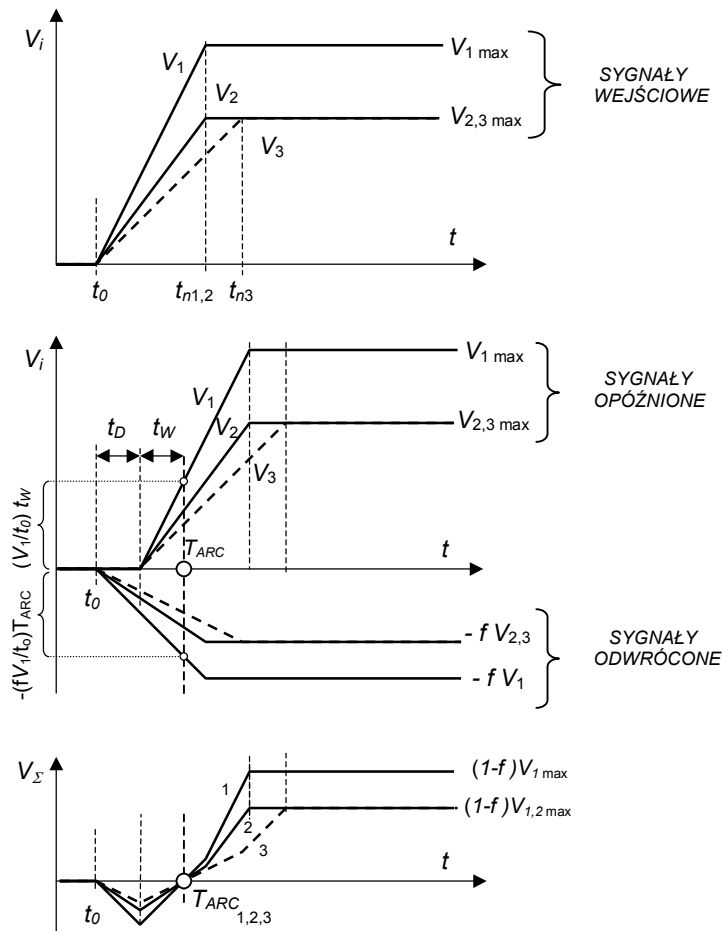
$$\frac{V}{t_n} t_W - f V_i = 0 \quad (181)$$

$$T_{TCF} = (t_D + t_W) > t_n \quad (182)$$

Wynika z nich warunek

$$t_{D_{TCF}} > (1-f) t_n \quad (183)$$

Przeniesienie strefy zrównania poziomów na wiodącą krawędź sygnału odwróconego powoduje istotne udoskonalenie dyskryminatorów stałofrakcyjnych czyniąc je niewrażliwymi zarówno na zmiany amplitudy impulsów jak i czasu ich narastania. Zmodyfikowaną w ten sposób metodę nazwano **metodą kompensacji amplitudy i czasu narastania**. Ilustrując jej zasadę diagramy przedstawiono na rysunku 123.



Rys. 123. Diagramy ilustrujące zasadę działania dyskryminatora stałofrakcyjnego pracującego według metody kompensacji amplitudy i czasu narastania (ARC)

Analogiczna procedura jak w przypadku metody wierno-stałofrakcyjnej prowadzi do sformułowania warunku determinującego czas opóźnienia. Tak więc odpowiednia para równań przybiera postać

$$\frac{V_i}{t_n} t_w - f \frac{V_i}{t_n} T_{ARC} = 0 \quad (184)$$

$$T_{ARC} = (t_D + t_w) < t_n \quad (185)$$

dając w wyniku warunek

$$\boxed{t_D < t_{n \min} (1 - f)} \quad (186)$$

gdzie  $t_{n \min}$  oznacza najmniejszy, spodziewany w ciągu badanych impulsów, czas ich narastania.

Jak łatwo pokazać, punkt przejścia przez zero w tej metodzie odległy jest od początku opóźnionego impulsu  $V_D(t)$  o wartość  $t_w$  równą

$$t_w = t_D \frac{f_{opt}}{1 - f_{opt}} \quad (187)$$

Wyznacza ona na czole tegoż impulsu tak zwany *efektywny poziom dyskryminacji* ( $V_i t_w/t_n$ ), różny od założonego poziomu optymalnego ( $f_{opt} V_i$ ). Mówiąc inaczej, mamy do czynienia ze zmiennym *efektywnym współczynnikiem attenuacji*  $f_{ARC \text{ eff}}$ , opisanym zależnością

$$f_{ARC \text{ eff}} = \frac{f_{opt} t_D}{t_n (1 - f_{opt})} \quad (188)$$

Współczynnik  $f_{ARC \text{ eff}}$  jest zawsze mniejszy od  $f_{opt}$  [188],[195], co powoduje pewien wzrost rozmycia w efekcie drżenia. Nasuwa się przeto uwaga natury praktycznej, aby odpowiednio zawyżać stopień attenuacji wzmacniacza inwertującego.

Omówione wyżej własności metody *ARC* czynią ją szczególnie przydatną w systemach pomiarowych o dużej dynamice amplitud i czasów narastania impulsów. Dotyczy to zwłaszcza systemów stosujących detektory półprzewodnikowe dużej objętości, charakteryzujące się dużą zmiennością czasu zbierania nośników ładunku.

W alternatywnym przypadku, przy małej dynamice impulsów informacyjnych, dominującym czynnikiem decydującym o nieoznaczoności pomiarów czasowych jest *efekt drżenia*. W obu odmianach metody stałofrakcyjnej średnie odchylenie standardowe czasu przejścia przez zero  $\sigma_T$  wyraża się, wyznaczoną ze związków geometrycznych, zależnością o podobnej strukturze jak w przypadku dyskryminatora typu *LED* (179).

$$\sigma_{T(CF)} = \frac{\sigma_{V(\Sigma)}}{\left. \frac{dV_{\Sigma}(t)}{dt} \right|_{T_{CF}}} \quad (189)$$

Symbolem  $\sigma_{V(\Sigma)}$  oznaczono tu średnie odchylenie standardowe szumów obciążających bipolarny sygnał sumacyjny  $V_{\Sigma}$ . W rozważanym układzie (różnicowym) opisuje je ogólna zależność

$$\sigma_{V(\Sigma)} = \left[ (\sigma_V)^2 + (f \sigma_V)^2 - 2 f \Phi(t_D) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (190)$$

gdzie:  $\sigma_V$  jest średnim odchyleniem standardowym szumów wejściowych,  $f$  – współczynnikiem attenuacji, zaś  $\Phi(t_D)$  – funkcją autokorelacji szumów wejściowych.



Stosunkowo słaba, w większości praktycznych przypadków, korelacja pozwala zaniebać trzeci człon równania (190), sprowadzając je do uproszczonej postaci

$$\sigma_{V(\Sigma)} = \sigma_V \sqrt{1+f^2} \quad (191)$$

W konsekwencji, podtrzymując założenie o liniowym przebiegu czoła impulsów, łatwo wyznaczyć dyspersję czasu przejścia przez zero w obu wersjach metody stałofrakcyjnej. Tak więc dla dyskryminatora wierno-stałowfrakcyjnego (*TCF*) otrzymujemy

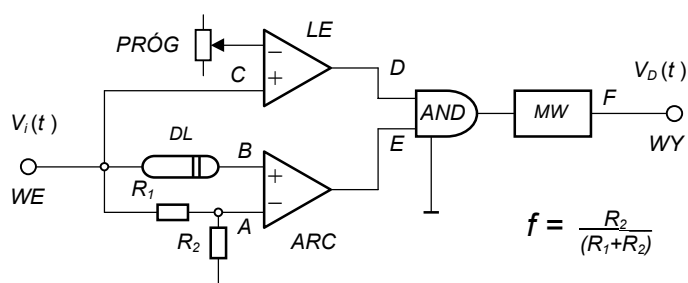
$$\sigma_{T(TCF)} = \frac{\sigma_V \sqrt{1+f^2}}{V_{iMAX}} t_n \quad (192)$$

natomiast dla dyskryminatora z kompensacją amplitudy i czasu narastania (*ARC*)

$$\sigma_{T(ARC)} = \frac{\sigma_V \sqrt{1+f^2}}{V_{iMAX}} \frac{t_n}{1-f} \quad (193)$$

Obie te wersje, podobnie jak zwykły dyskryminator progowy (*LE*), są obciążone *efektem wędrowania* uwarunkowanym czułością ładunkową detektora przejścia przez zero. Zminimalizowanie tego efektu możliwe jest poprzez zwiększenie czułości ładunkowej detektora (*ZCD*) powoduje ono jednak niepożądany wzrost prawdopodobieństwa jego reakcji na pobudzenia szumowe. Prosty sposób zapobiegania generacji tego rodzaju „fałszywych” odpowiedzi jest **sterowane** bramkowanie wewnętrznego toru transmisyjnego układu względnie blokada jego inherentnego czujnika przejścia przez zero.

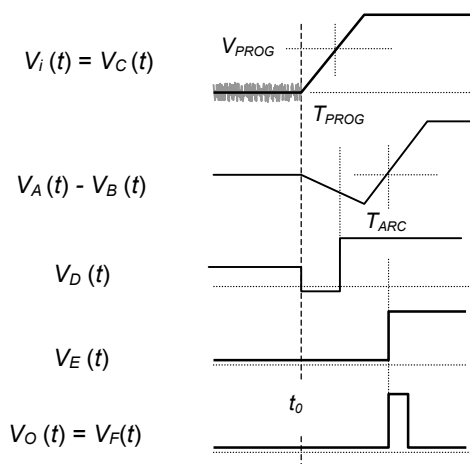
Pierwszą ze wskazanych możliwości wykorzystali *Bedwell* i *Paulus* [195]. Uzupełnili oni konwencjonalny układ dyskryminatora stałowfrakcyjnego typu (*ARC*) dodatkowym dyskryminatorem progowym (*LE*), który zwać będziemy dalej *dyskryminatorem wspomagającym\**, a którego zadaniem jest wytworzenie sygnału bramkującego z chwilą przekroczenia poziomu progowego  $V_{PROG}$  przez impuls informacyjny. Operację bramkowania odpowiedzi dyskryminatora *ARC* zrealizowali w konwencjonalnym układzie bramki logicznej *AND*, a do formowania sygnału logicznego, niosącego informację czasową zastosowali monowibrator. Rysunek 124 ukazuje tę konfigurację na przykładzie jej nowszej wersji układowej [196], wykorzystującej komparatory w układach obu dyskryminatorów składowych.



**Rys. 124.** Schemat blokowy układu dyskryminatora stałowfrakcyjnego *ARC* w konfiguracji z dyskryminatorem wspomagającym *LE*

\*) W terminologii anglosaskiej są one określane mianem *arming* względnie *priming discriminator*.

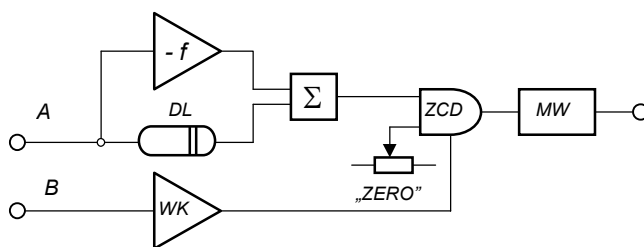
Działanie powyższego układu ilustrują przedstawione na rysunku 125 diagramy przebiegów sygnałów w jego istotnych węzłach ( $C, D, E, F$ ) i gałęziach ( $A-B$ ). Prawidłowe funkcjonowanie układu wymaga, aby moment ( $T_{PROG}$ ) przekroczenia progu dyskryminacji w dyskryminatorze progowym ( $LE$ ) poprzedzał moment przejścia przez zero w dyskryminatorze  $ARC$ , czyli  $T_{PROG} < T_{ARC}$ . Zauważmy, że  $T_{PROG}$  jest inherentnie związane z progiem dys-



**Rys. 125.** Diagramy przebiegów sygnałów w układzie z rysunku 124.

kryminacji  $V_{PROG}$ , którego poziom jest z kolei podyktowany amplitudą szumów wejściowych. Dla efektywnego ich odcięcia korzystnym byłoby więc ustawienie  $V_{PROG}$  na poziomie lokującym  $T_{PROG}$  możliwie blisko  $T_{ARC}$ , wówczas jednak nabiera znaczenia inny niekorzystny efekt. Jest nim mianowicie zależność  $T_{PROG}$  od amplitudy i czasu narastania impulsu wejściowego  $t_n$  to jest znany nam już *efekt wędrowania*. Literatura przedmiotu podaje sposoby zaradzenia również takiej sytuacji, wiążą się one jednak ze znaczną rozbudową układu [195], [197], [198], [199].

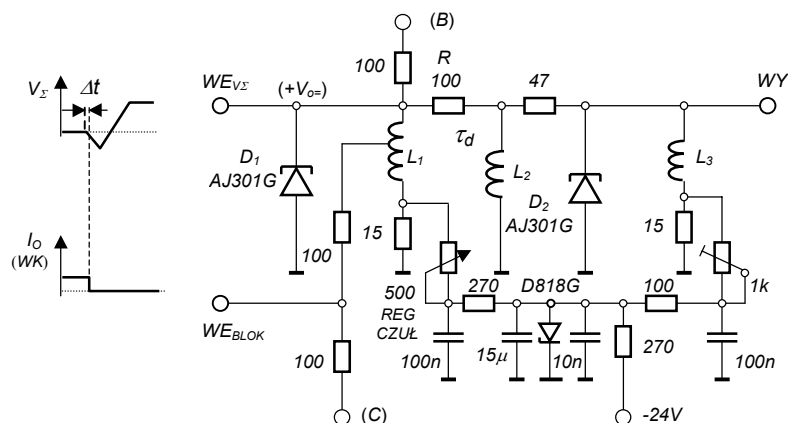
Drugą ze wspomnianych uprzednio możliwości eliminacji wpływu pobudzeń szumowych zilustrowano schematycznie na rysunku 126. Przedstawiono ją w wersji korzystającej z zewnętrznego generatora sygnału bramkującego (*pedestału*). W takiej też konfiguracji zaprojektowano układ dyskryminatora stałofrakcyjnego produkcji krajowej – typ 1503 CAMAC, [200].



**Rys. 126.** Uproszczony schemat blokowy dyskryminatora stałofrakcyjnego z blokowaniem detektora przejścia przez zero.

Wyróżniono w nim dwa tor sygnałowe: tor sygnału informacyjnego ( $A$ ) i tor sygnału bramkującego ( $B$ ). Pierwszy z nich obejmuje konwencjonalny układ  $ARC$ , drugi natomiast zawie-

ra wzmacniacz (*WK*) kluczujący pracą detektora przejścia przez zero. Wzmacniacz ten sterowany jest impulsami generowanymi w odpowiedzi na każdy kolejny impuls informacyjny w dodatkowym, zewnętrznym bloku funkcjonalnym. Wzmocnione impulsy, celowo opóźnione względem do czoła impulsów informacyjnych uaktywniają zablokowany normalnie (w stanie wyczekiwania) tryger detektora przejścia przez zero, umożliwiając jego prawidłowe zadziałanie w chwili  $T_{ARC}$ . Blokada spoczynkowa trygera z założenia metody ma zapobiegać pobudzeniom szumowym. Stąd też wynika warunek nakładany na czas opóźnienia  $t_{op}$  jej zwolnienia:  $t_{SZ} < t_{op} < T_{ARC}$ , gdzie symbolem  $t_{SZ}$  oznaczono moment, w którym poziom maksimum szumów przecina się z krawędzią wiodącą impulsu wejściowego. Praktyczną realizację układu detektora przez zero pracującego według omawianego sposobu [200] przedstawiono schematycznie na rysunku 127. Poprzestańmy na lapidarnym opisie funkcjonalnym u-



**Rys. 127.** Schemat ideowy układu detektora przejścia przez zero dyskryminatora stałofrakcyjnego typu 1503

kładu. Otóż funkcję detektora przejścia przez zero pełni w nim monostabilny tryger na diodzie tunelowej  $D_1$ . W chwili  $T_{ARC}$  generuje on impuls o długości 150 ns., a ten po zróżniczkowaniu w obwodzie  $R-L_2$  wyzwala drugi tryger na diodzie tunelowej  $D_2$ , dający 10-cio nanosekundowy impuls wyjściowy.

### 3.3.1.3. Metoda konwencjonalnego przejścia przez zero.

Formowanie impulsów w klasycznym torze spektrometrycznym wyposażonym w quasi-gaussowski filtr pasmowo-przepustowy ( $CR$ ) – ( $RC$ ) prowadzi do ukształtowania impulsu monopolarnego z przerzutem. Można go zatem traktować jako asymetryczny impuls bipolarny o ściśle zdefiniowanym czasie przejścia przez zero. Jak przypomniemy dalej, przy zachowaniu stałego kształtu impulsów wejściowych współrzędna czasowa punktu zmiany polarności wyjściowego impulsu bipolarnego (tj. przejścia przez zero) okazuje się niezmienniczą względem amplitudy impulsów, może być zatem wykorzystywana w pomiarach czasowych. Konwencjonalny charakter filtracji dał asumpt do nazwania tej metody, *metodą konwencjonalnego przejścia przez zero*. W terminologii anglosaskiej obok tej nazwy (*conventional crossover*) funkcjonuje również określenie *slow crossover*, eksponujące charakterystyczną dla niej małą szybkość przejścia przez zero.

W zwięzłej analizie tej metody posłużymy się najprostszym przypadkiem kształtowania impulsu licznikowego  $V_i(t) = V_{i\max} \exp(-t/\tau)$  w filtrze pasmowo-przepustowym  $CR-RC$ .

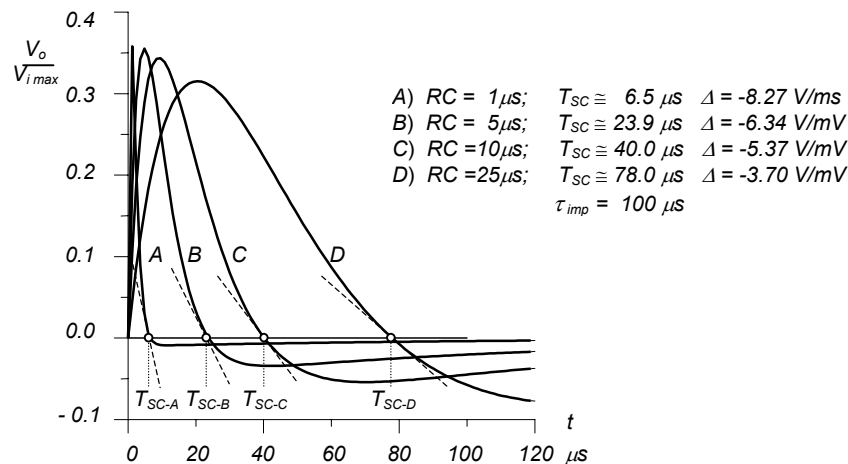
W warunkach optymalnej filtracji, gdy wartości stałych czasowych obu członów filtru są takie same ( $\tau_{\text{dif}} = \tau_{\text{int}} = RC$ ), impuls wyjściowy przyjmuje postać

$$V_o(t) = \frac{V_{i \max}}{RC \left( \frac{1}{\tau} - \frac{1}{RC} \right)^2} \left\{ \left[ \frac{1}{\tau} - \frac{1}{RC} \left( \frac{1}{\tau} - \frac{1}{RC} \right) t \right] \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) - \frac{1}{\tau} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right\} \quad (194)$$

Przebieg ten zmienia polarność w chwili  $T_{SC}$  określonej warunkiem

$$\exp\left(-\frac{RC - \tau}{\tau RC} T_{SC}\right) = 1 - \frac{\tau}{RC} \left( \frac{RC - \tau}{\tau RC} \right) T_{SC} \quad (195)$$

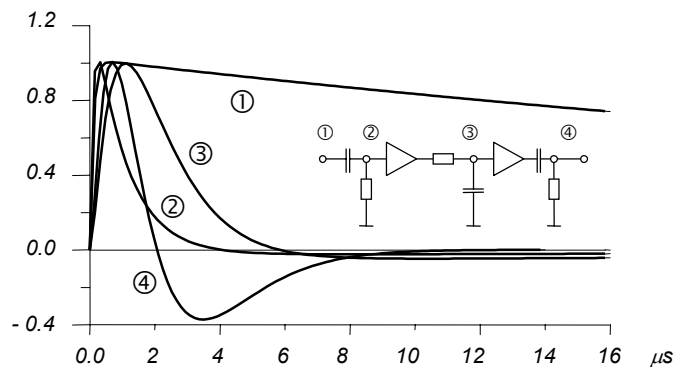
uchylającym się od rozwiązania analitycznego. Ukazuje on w uwikłanej formie zależność czasu przejścia przez zero  $T_{CF}$  od parametrów czasowych filtru ( $RC$ ) oraz kształtowanego impulsu ( $\tau$ ). Widać też również, że  $T_{CF}$  jest **niezmiennicze względem amplitudy** impulsu. Na rysunku 128 przedstawiono dla przykładu rodzinę odpowiedzi filtru  $CR-RC$  na wymuszenie impulsem o zaniku eksponencjalnym dla trzech różnych wartości stałych czasowych filtru. Wykreślono na nim krótkie odcinki stycznych w punktach przejścia przez zero, wyznaczające szybkość przejść przez poziom zerowy. Podano na nim również, obliczone numerycznie,



**Rys. 128.** Rodzina odpowiedzi filtru  $CR-RC$  na wymuszenie impulsem „licznikowym” o stałej czasowej zaniku  $\tau_{\text{imp}} = 100 \mu\text{s}$

wartości współrzędnych  $T_{SC}$  oraz nachylenia krawędzi opadającej impulsu  $\Delta$  w tych punktach. Diagramy powyższe dobrze ilustrują właściwości metody. Po pierwsze ukazują one dwa korzystne efekty: wzrost stromości impulsów w okolicy  $T_{SC}$  oraz skracanie interwału ( $T_{CS} - t_0$ ) w miarę zmniejszania stałej czasowej filtru, po wtóre natomiast ujawniają efekt niekorzystny, degradujący osiągnięty skutek pozytywny wobec postępującej asymetrii formowanego impulsu bipolarnego i przesuwania punktu przejścia przez zero ku dolnemu zagięciu opadającego zbocza impulsu. W skrajnym przypadku nadmiernej redukcji stałej czasowej filtru amplituda ujemnego przerzutu może nawet spaść poniżej poziomu szumów, dyskwalifikując tym samym przydatność metody. Środkiem zaradczym jest wówczas dwukrotne różniczkowanie, realizowane praktycznie bądź w konwencjonalnym układzie kaskady filtrów pasywnych  $(CR)^2$ , bądź w układzie na liniach opóźniających  $(DL)^2$ .

Rysunek 129 ukazuje na tle typowej konfiguracji filtra  $(CR)^2$ - $(RC)$  proces formowania impulsu bipolarnego. Przedstawione w znormalizowanej formie diagramy wyznaczono dla impulsu wejściowego o następujących parametrach:  $V_{i\ max} = 1V$ ,  $\tau_n = 0.1\ \mu s$  oraz  $\tau_o = 50\ \mu s$ . Wartości stałych czasowych wszystkich trzech członów filtra przyjęto identyczne:  $RC = 1\ \mu s$ .

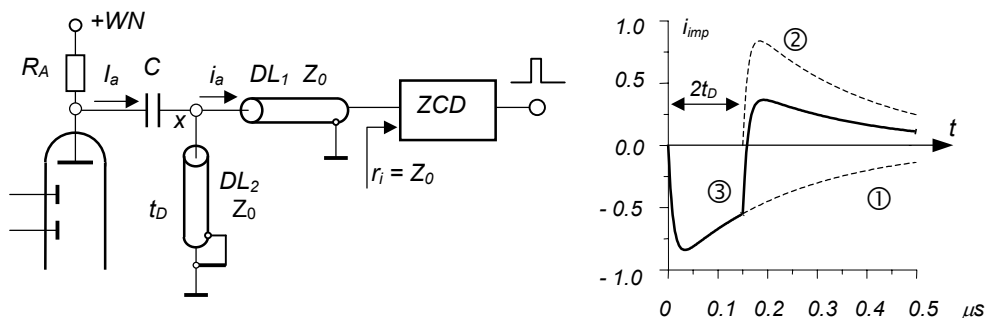


**Rys. 129.** Ilustracja formowania impulsu bipolarnego w filtrze  $(CR)^2$ - $(RC)$   
(Numeracja przebiegów impulsów wiąże je z punktami ich pomiaru w układzie filtru)

Systemy filtracji współczesnych wzmacniaczy spektrometrycznych zawierają z reguły dwie (różniczkujące) pasywne sekcje górnoprzepustowe oraz rozbudowany (całkujący) dolnoprzepustowy filtr aktywny. Umożliwiają one w konsekwencji formowanie zarówno impulsów unipolarnych jak i bipolarnych, przekazywanych równocześnie na oddzielne gniazda wyjściowe wzmacniacza.

### 3.3.1.4. Metoda szybkiego przejścia przez zero

Podstawę tej metody stanowi technika formowania impulsów na liniach opóźniających, zaadaptowana przez Ormana [121] do *prądowego trybu* odbioru sygnału z detektora scyntylacyjnego. Na rysunku 130 przedstawiono schemat blokowy układu dyskryminatora pracującego według tej metody, oraz diagram ilustrujący sposób formowania impulsu bipolarnego.



**Rys. 130.** Ilustracja metody szybkiego przejścia przez zero:  
a) uproszczony schemat układu dyskryminatora ,  
b) znormalizowane przebiegi sygnałów w punkcie węzłowym „X”  
① prądowy impuls wyjściowy fotopowielacza  
② impuls odbity w linii  
③ wypadkowy impuls bipolarny

Prądowy impuls wyjściowy fotopowielacza  $i_a(t)$ , przy dostatecznie dużych wartościach rezystancji  $R_A$  oraz pojemności sprzęgającej  $C$ , kierowany jest do niskoimpedancyjnego obwodu formującego. W obwodzie tym rozdziela się symetrycznie na dwie gałęzie zawierające linie opóźniające o identycznych impedancjach falowych  $Z_0$ : szeregową linię transmisyjną  $DL_1$ , obciążoną dopasowaną rezystancją  $r_i = Z_0$ , oraz zwartą linią równoległą  $DL_2$ . Czas opóźnienia  $t_D$  linii  $DL_2$  ustala się w zależności od wartości parametrów czasowych impulsu prądowego, a w szczególności czasu narastania  $t_n$  i stałej czasowej opadania  $\tau$ . Określa go warunek

$$t_n < 2 t_D < \tau \quad (196)$$

Bipolarny impuls wyjściowy  $i_o(t)$  jest formowany w procesie sumowania składowej pierwotnej i opóźnionej składowej odbitej impulsu wejściowego. Jeśli zaniedbać dyspersję czasową strumienia elektronów w fotopowielaczu, przebieg wyjściowego impulsu prądowego stanowi przeskalowaną replikę, generowanego w scyntylatorze impulsu świetlnego, opisaną zależnością [202]

$$i_a(t) = A \left[ \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) - \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) \right] \quad (197)$$

Przyjmijmy dla wygody, że parametr  $A$  uwzględnia również rozdział impulsu prądowego na dwie gałęzie, wiążąc tym samym wyrażenie (197) z przebiegami prądów do nich wpływających. W konsekwencji impuls odbity w zwartej linii  $DL_1$  przyjmie postać

$$i_a(t - 2t_D) = -A \left[ \exp\left(-\frac{t - 2t_D}{\tau}\right) - \exp\left(-\frac{t - 2t_D}{\tau_1}\right) \right] H(t - 2t_D) \quad (198)$$

Pierwszą część wypadkowego impulsu, zawartą w przedziale  $< 0 \div 2t_D >$  opisuje równanie (197) ze zmienionym znakiem. Drugą natomiast, w obszarze  $t > 2t_D$ , odwzorowuje równanie (199)

$$i_o(t)_{t > 2t_D} = A \left\{ \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \left[ 1 - \exp\left(\frac{2t_D}{\tau}\right) \right] - \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{2t_D}{\tau_1}\right) \right] \right\} \quad (199)$$

Stąd w prostej procedurze analitycznej otrzymujemy wartość współrzędnej punktu przejścia przez zero, którą oznaczmy symbolem  $T_{FC}$ .

$$T_{FC} = \frac{\tau \tau_1}{\tau - \tau_1} \ln \frac{1 + \exp\left(\frac{2t_D}{\tau_1}\right)}{1 - \exp\left(\frac{2t_D}{\tau}\right)} \quad (200)$$

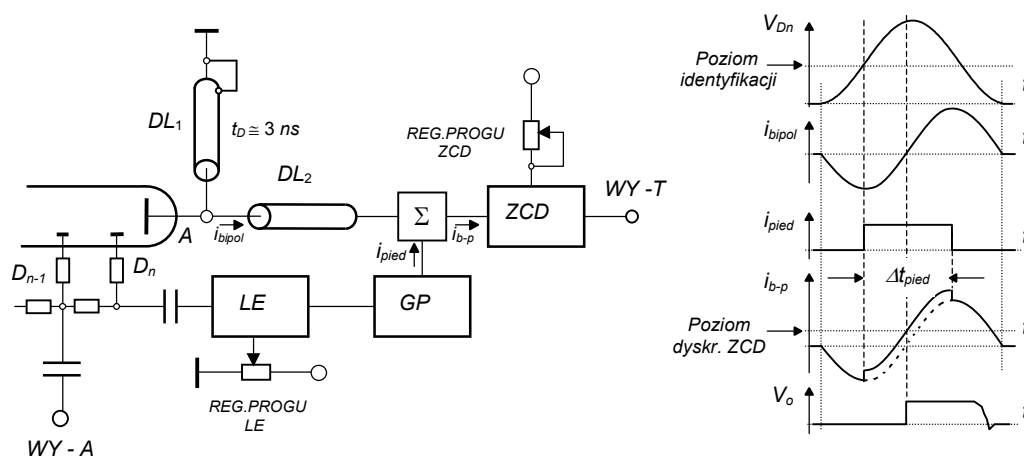
Uzyskana formuła ukazuje *explicite* zależność momentu przejścia przez zero od stałych czasowych narastania i zaniku impulsu pierwotnego, a także od czasu propagacji w linii  $DL_2$ , nie wykazuje jednak uzależnienia  $T_{FC}$  od amplitudy impulsu. Innymi słowy dokumentuje niezmienniczość  $T_{FC}$  względem amplitudy w warunkach niezmiennej funkcji kształtu impulsu.

Nieokreśloność czasu przejścia przez zero  $\sigma_{T_{FC}}$  w rozważanym przypadku spowodowana jest głównie fluktuacjami sygnału prądowego. W procedurze jej wyznaczenia skorzystamy więc z uprzednio wyprowadzonych formuł (179) i (191) adaptując je odpowiednio do prądowego trybu pracy układu.

W wyniku prostych przekształceń otrzymujemy

$$\sigma_{T_{FC}} = \frac{\sigma_S \sqrt{2}}{\left. \frac{di_a(t)}{dt} \right|_{t_{PROG}}} \quad (201)$$

Podobnie jak w dyskryminatorach stałofrakcyjnych fluktuacje sygnału mogą być źródłem fałszywych pobudzeń detektora przejścia przez zero również w tej metodzie. Proste środki zapobiegawcze, polegające w istocie na odpowiednim podniesieniu progu dyskryminacji, okazują się tu jednak nie wystarczające, zwłaszcza w odniesieniu do impulsów niewiele przewyższających poziom progowy, kiedy to pojawiają się dodatkowe, zależne od amplitudy, systematyczne błędy pomiaru czasu zdarzenia (*timing errors*). Na gruncie analizy ich źródeł *Wieber* i *Lefevre* [203] opracowali układ ekstrakcji informacji czasowej o poziomie tych błędów poniżej 0.2 ns w zakresie dynamiki amplitud ponad 100:1. Rysunek 131 przedstawia uproszczony schemat blokowy tej konfiguracji oraz stylizowane (dla większej wyrazistości) przebiegi sygnałów prądowych ilustrujące zasadę jej działania. Niosący informację czasową

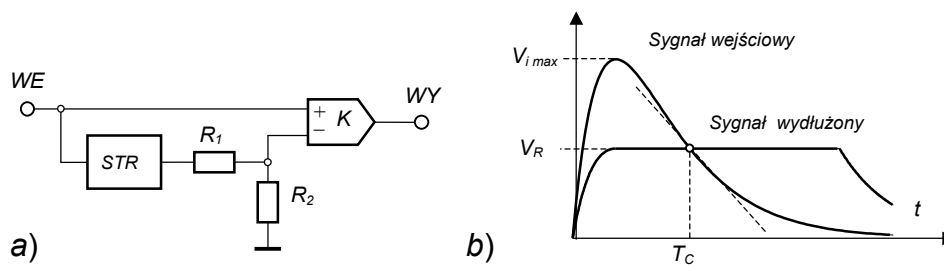


**Rys. 131.** Układ ekstrakcji informacji czasowej według *Wiebera* i *Lefevre*'a

prądowy impuls bipolarny  $i_{bipol}$ , formowany jest w obwodzie anodowym fotopowielacza na linii skracającej  $DL_1$ . Jest on sumowany z sygnałem piedestału  $i_{pied}$  kształtowanym w obwodzie ostatniej dynody ( $D_n$ ) w kaskadzie dwóch bloków funkcjonalnych: *dyskryminatorze wspomagającym* ( $LE$ ), określanym według autorów mianem *dyskryminatora rozpoznającego*, oraz *generatorze piedestału* ( $GP$ ). Dla uniknięcia fałszywych pobudzeń detektora przejścia przez zero jego próg dyskryminacji ustawiony jest na poziomie przewyższającym amplitudę fluktuacji. Do tej wysokości (w zadanym interwale) *sygnałem piedestału* podnoszony jest impuls bipolarny, dzięki czemu jego przejście przez poziom progowy odpowiada w czasie ściśle pierwotnemu przejściu przez zero. Jak to ukazano na diagramach sygnałów, sygnał piedestału generowany jest z pewnym opóźnieniem względem początku impulsu informacyjnego. Czas tego opóźnienia regulowany jest pośrednio poprzez regulację poziomu progowego dyskryminatora rozpoznającego, natomiast długość impulsu piedestału  $\Delta t_{pied}$  dobierana jest w zależności od rozciągłości czasowej impulsu bipolarnego. Odpowiedź detektora przejścia przez zero odbierana jest z wyjścia oznaczonego na schemacie symbolem  $WY - T$ . Na drugie wyjście ( $WY - A$ ) przekazywany jest sygnał z przedostatniej dynody ( $D_{n-2}$ ) do systemu analizy amplitudowej.

### 3.3.1.5. Metoda dyskryminacji stałofrakcyjnej na tylnej krawędzi impulsu.

Koncepcja tej metody zrodziła się w laboratoriach firmy ORTEC [188], [204]. W istocie jest ona modyfikacją metody konwencjonalnego przejścia przez zero, polegającą na przyjęciu w miejsce stałego, zerowego poziomu odniesienia, poziomu zależnego od amplitudy impulsu wejściowego. Tak pomyślany poziom referencyjny ustalany jest w pomocniczym obwodzie zawierającym subkukład wydłużający (*STR*) oraz dzielnik rezystorowy ( $R_1$ – $R_2$ ). Konfigurację układu działającego według tej metody pokazano na rysunku 132, ilustrującym również przebiegi sygnałów: wejściowego i referencyjnego. Jak łatwo zauważyć, poziom referencyjny wy-



**Rys. 132.** Metoda stałofrakcyjnej dyskryminacji na krawędzi tylnej impulsu  
a) schemat blokowy układu b) sygnały wejściowe komparatora

znacza amplituda impulsu formowanego w obwodzie pomocniczym. Stanowi ona ściśle określoną *frakcję*  $V_R$  amplitudy impulsu wejściowego  $V_{i\max}$ , podyktowaną stopniem atenuacji dzielnika  $f$ .

$$V_R = f V_{i\max} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{i\max} \quad (202)$$

Obydwa sygnały porównywane są w konwencjonalnym komparatorze ( $K$ ), którego odpowiedzialnością jest impuls skokowy wykorzystywany w dalszych (pominiętych na schemacie) blokach funkcjonalnych do formowania impulsu logicznego niosącego informację o czasie aparaturowym  $T_C$ .

Omawiana metoda, podobnie jak metoda konwencjonalnego przejścia przez zero, charakteryzuje się niezależnością od amplitudy impulsu, oczywiście pod warunkiem stałości funkcji kształtu impulsu. Wobec podniesienia poziomu komparacji metoda jest wolna od efektu fałszywych pobudzeń szumowych (fluktuacyjnych). Nadto, zrównanie poziomów następuje znacznie wcześniej niż to ma miejsce w metodzie konwencjonalnego przejścia przez zero, co profituje znaczącym skróceniem czasu martwego. Zapewnia również lepszą rozdzielczość czasową ( $\sigma_T$ ) dzięki generalnie większej stromości krawędzi opadającej impulsu na założonym poziomie komparacji. Dodajmy, że minimalizację rozmycia szumowego daje się osiągnąć przez taki dobór współczynnika atenuacji, aby porównywane przebiegi przecinały się w punkcie przegięcia krawędzi opadającej impulsu wejściowego.

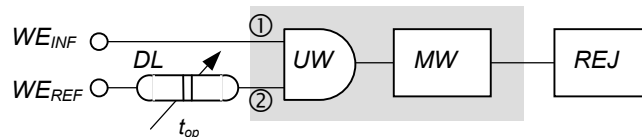


### 3.3.2. Układy ekstrakcji informacji o odległości zdarzeń.

Termin „zdarzenie” w rozdziale tym będziemy wiązać dla wygody nie tylko z odpowiedziami detektorów na wymuszenia radiacyjne ale również z sygnałem inicjującym proces radiacyjny. W takiej konwencji, z metrologicznego punktu widzenia, możemy formalnie wyróżnić dwa rodzaje zdarzeń: *referencyjne* (początkowe) i *informacyjne* (końcowe). Dodajmy, że przedmiotem pomiaru jest *interwał czasowy*  $\Delta T$  dzielący taką parę zdarzeń.

Ekstrahowana informacja o odległości czasowej zdarzeń  $\Delta T$  może stanowić ostateczny rezultat działań pomiarowych (jak np. pomiar średniego czasu życia jądrowych stanów wzbudzonych) bądź też może stanowić jeden z kilku parametrów niezbędnych do wyznaczenia wielkości docelowej (jak np. wyznaczenie energii neutronów metodą pomiaru czasu przelotu). Ogólnie rzecz biorąc, wielorakość eksperymentów fizyki jądrowej determinuje przedział wartości mierzonych interwałów czasowych w szerokim zakresie submikrosekundowym (od  $10^{-6}$  s. do  $10^{-12}$  s.) [214]. Ten obszar będzie więc przedmiotem naszego zainteresowania.

Zauważmy, że wyznaczany dystans czasowy dzielący obydwie zdarzenia obciążony jest w oczywistej konsekwencji nieoznaczonością ich współrzędnych czasowych. Stąd też dla estymacji jego wartości średniej niezbędny jest odpowiednio liczny zbiór rezultatów pomiarów jednostkowych. Zespół działań instrumentalnych prowadzących do utworzenia takich zbiorów i ich prezentacji w formie rozkładów czasowych częstości zdarzeń określane jest ogólnie mianem **spektrometrii czasowej**, a służący temu celowi zestaw aparaturowy – **spektrometrem czasowym**. Jego zasadniczym blokiem funkcjonalnym jest **analizator czasu**. Analizatory tego rodzaju, podobnie jak uprzednio omówione analizatory amplitudy, realizowane są jako układy jednokanałowe względnie wielokanałowe. Najprostszą konfiguracją jednokanałowego analizatora czasu stanowi konwencjonalny, dwuwejściowy układ koincydencyjny<sup>\*)</sup>, pracujący w reżymie *koincydencji opóźnionych*. Ilustruje ją schematycznie rysunek 133.



**Rys. 133.** Schemat blokowy jednokanałowego analizatora czasowego

W jego zacienionym polu schematowym zawarto podzespoły funkcjonalne układu koincydencyjnego: układ wybierający ( $UW$ ) oraz monowibrator ( $MW$ ). Pierwszy z nich, z chwilą równoczesnego (w przedziale czasu rozdzielczego układu  $\tau_R$ ) pobudzenia na obu wejściach ① i ②, generuje odpowiedź o amplitudzie zależnej w ogólnym przypadku od amplitud pobudzeń. Drugi subukład ( $MW$ ) pełni funkcję czasowo-amplitudowego normalizatora sygnału wyjściowego układu koincydencyjnego. Regulowany człon opóźniający ( $DL$ ) w obwodzie sygnału odniesienia pozwala doprowadzić do koincydencji obu sygnałów, informacyjnego i referencyjnego na wejściach ① i ② członu wybierającego. Sytuacja taka zachodzi dla  $t_{op}$  spełniającego warunek  $\Delta T \leq t_{op} \leq (\Delta T + \tau_R)$ . W konsekwencji przypadki takie będą rejestrowane przez stowarzyszony z układem koincydencyjnym licznik ( $REJ$ ). Ich średnią częstość  $\bar{f}_i$  wyznacza stosunek liczby zarejestrowanej zliczeń  $N_i$  do czasu ich akumulacji  $T_{AK}$  w liczniku. Dla sporządzenia histogramu zależności  $\bar{f}_i(\Delta T_i)$  należy zatem wykonać odpowiednio liczną serię pomiarów jednostkowych dla różnych wartości opóźnienia  $t_{op}$ , pok-

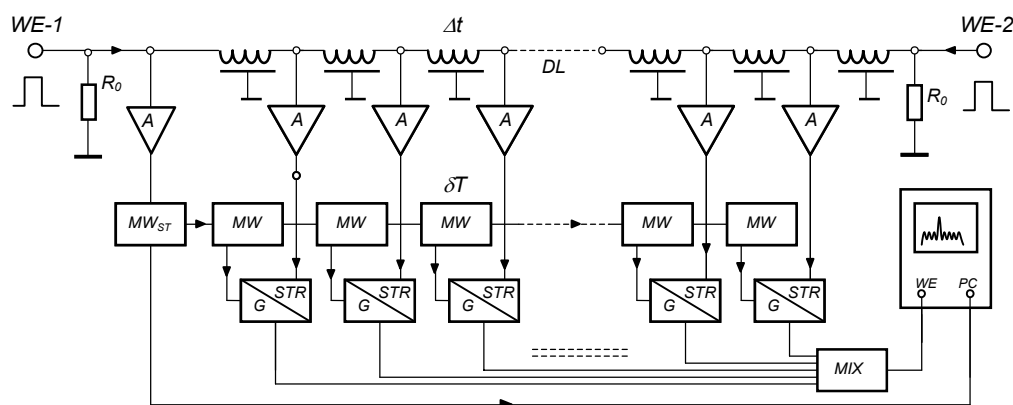
<sup>\*)</sup> Problematyka układów koincydencyjnych jest przedmiotem osobnego rozdziału monografii

rywając równomiernie przedział spodziewanych interwałów czasu  $\Delta T_i$ . Na podstawie uzyskanych rezultatów, w odrębnych procedurach wykreślany jest spektrogram interwałów czasowych oraz dokonywana estymacja wartości średniej i jej średniego odchylenia standardowego. Zauważmy nadto, że czas rozdzielczy  $\tau_R$  układu jest tożsamy z szerokością kanału pomiarowego analizatora  $T_{CH}$ , a jego wartość zależy od długości impulsów wejściowych oraz inercyjności układu wybierającego.

Jednokanałowe analizatory czasu obarczone są podobnymi niedogodnościami jak tego rodzaju analizatory amplitudy. Większość ich rozwiązań układowych związana jest z techniką lampową. Zaniechamy przeto przytaczania konkretnych przykładów odsyłając czytelnika do reprezentatywnego wykazu odnośnej literatury przedmiotu zamieszczonego w [205], tym bardziej, że praktycznie zostały one zupełnie wyparte przez systemy wielokanałowe z konwersją sygnału.

### 3.3.2.1. Techniki chronotronowe

W rozwoju metod pomiaru bardzo krótkich interwałów czasowych znaczącą rolę odegrała koncepcja **chronotronu** [206],[207], która stała się podstawą do konstrukcji wielokanałowych analizatorów czasu w technice koincydencji opóźnionych. Dla wyjaśnienia zasady działania tego rodzaju urządzenia skorzystamy z przedstawionego na rysunku 134 schematu blokowego.



**Rys. 134.** Uproszczony schemat blokowy chronotronu wg Nedermeyera [206]

Sygnaly ograniczające mierzony interwał czasowy wprowadzane są przeciwnie do wspólnej, koncentrycznej linii opóźniającej, odpowiednio na wejścia *WE-1* i *WE-2*. Propagując wzajemnie ku sobie w linii (z właściwą dla niej prędkością  $v$ ), „spotykają się” w określonym jej punkcie  $x$  zależnym od ich dystansu czasowego, dając w efekcie superpozycji impuls wypadkowy o większej amplitudzie. W szczególnym przypadku, współczesności impulsów wejściowych, punkt ich „spotkania” znajduje się dokładnie po środku długości linii. Stanowi on geometryczny odpowiednik „zera” skali czasowej chronotronu. Długość linii dobierana jest stosownie do założonego zakresu pomiarowego. Dzielące ją, równomiernie rozmieszczone, odczepy umożliwiają monitorowanie propagujących w niej impulsów. Celowi temu służy zespół bloków funkcjonalnych zawierających: wielostopniowy wzmacniacz impulsowy (*A*), układ wydłużający (*STR*), bramkę liniową (*G*), oraz monowibrator (*MW*). Odebrany z odczepu sygnał, po wzmacnieniu jest „przetrzymywany” w układzie stretchera (*STR*) do momentu zadziałania stowarzyszonego monowibratora odczytującego (*MW*), w warunkach zamkniętej bramki

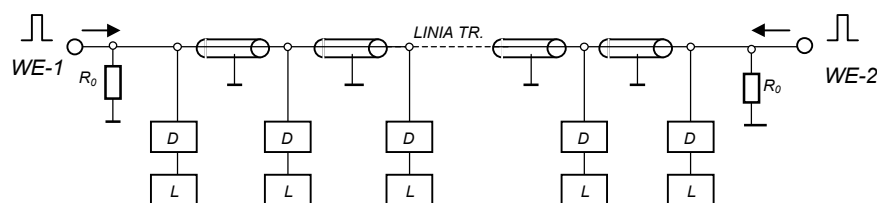
transmisyjnej ( $G$ ). Wtedy to na przeciąg czasu, zadany długością generowanego przezeń impulsu  $\Delta T$ , zostaje otwarta bramka ( $G$ ), przekazując – za pośrednictwem „miksera” ( $MIX$ ) – sygnał z układu stretchera do rejestratora oscyloskopowego. Monowibratory odczytujące stan stretcherów połączone w szeregowy łańcuch, w którym każdy kolejny stopień regeneracyjny pobudzany jest krawędzią tylną impulsu generowanego w stopniu poprzedzającym. W ten sposób „okno czasowe” (o szerokości  $\delta T$ ) monitorowania odczepów linii przemieszcza się sekwencyjnie skokami co  $\delta T$ . Sygnał startowy, inicjujący proces odczytu, formowany jest w dodatkowym monowibratorze ( $MW_{ST}$ ) zapiętym na wejściu linii opóźniającej. Uruchamia on równocześnie generator podstawy czasu w oscyloskopie pomiarowym.

Na tle powyższego opisu funkcjonalnego jawi się podstawowy wymóg, stanowiący zarazem istotę koncepcji chronotronu, a mianowicie warunek, aby  $\delta T \gg \Delta t$ . Stosunek tych wielkości determinuje stopień ekspansji skali czasowej układu.

Jak wspomnieliśmy, na podstawie oryginalnej koncepcji chronotronu konstruowano wielokanałowe analizatory czasu z indywidualnymi rejestrami liczby zliczeń. Kowalski [36] klasyfikuje tego rodzaju układy w dwu grupach:

- a) z pojedynczą linią opóźniającą i liniowym mieszanym sygnałów
- b) z dwoma liniami opóźniającymi w układzie koincydencji opóźnionych.

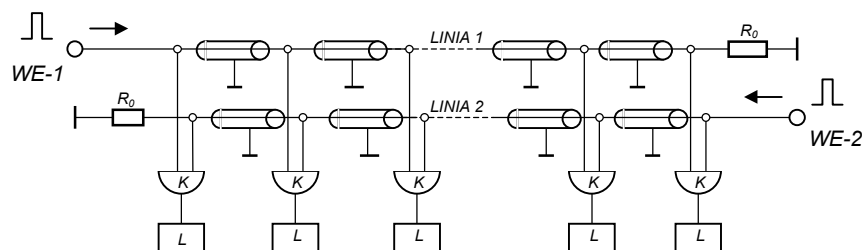
Konfiguracja wersji pierwszej stanowi zmodyfikowaną replikę struktury opisanego wyżej chronotronu, w której rozbudowane układy monitorowania odczepów linii opóźniającej zastąpiono dyskryminatorami progowymi ( $D$ ), a system rejestracji oscyloskopowej – zespołem indywidualnych przeliczników ( $L$ ). Jej uproszczony schemat blokowy przedstawiono na rysunku 135. Progi dyskryminatorów ustalono na poziomie przewyższającym nieco amplitudę



**Rys. 135.** Schemat blokowy analizatora czasu z jedną linią opóźniającą

pojedynczego impulsu. Zależnie od dystansu dzielącego impulsy wejściowe, wzajemne ich nałożenie pojawi się na odpowiednim odczepie linii opóźniającej, powodując w efekcie przekroczenie zadanego progu dyskryminacji, a w konsekwencji zarejestrowanie takiego zdarzenia w liczniku tego kanału pomiarowego.

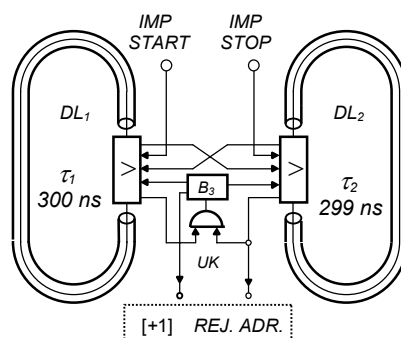
Drugą wersję ilustruje schematycznie rysunek 136. W wersji tej, na komplementarnych odczepach dwóch linii (z przeciwnym biegiem sygnałów) zapięte są układy koincydencyjne ( $K$ ) z przynależnymi im licznikami ( $L$ ). Bezpośrednie sumowanie sygnałów zastąpiono



**Rys. 136.** Schemat blokowy analizatora czasu w dwoma liniami opóźniającymi [208]

w tym rozwiązaniu operacją logiczną dokonywaną w dodatkowym członie funkcjonalnym – szybkim układzie koincydencyjnym.

Konfiguracje wielokanałowych analizatorów, stanowiące zwielokrotnienie struktur jednokanałowych, obarczone są szeregiem ograniczeń natury technicznej i niedogodności eksploatacyjnych, redukujących praktycznie liczbę kanałów pomiarowych zaledwie do kilkunastu. Ograniczenia te zostały przełamane przez *Lefevre'a* i *Russela* [209] w oryginalnym układzie **chronotronu z noniuszem** radykalnie modyfikującym konfigurację z dwoma liniami opóźniającymi. Zasadę jego działania omówimy korzystając, z przedstawionego na rysunku 137, uproszczonego schematu funkcjonalnego. Łatwo na nim zauważyć dwie istotne modyfikacje:



**Rys. 137.** Schemat funkcjonalny chronotronu z noniuszem

$B_3$  - nadrzędny układ bramkujący

UK - szybki układ koincydencyjny

- brak odczepów na liniach opóźniających,
- jeden tylko punkt monitorowania „spotkań” impulsów – szybki układ koincydencyjny.

Obie linie o minimalnie różniących się opóźnieniach transmisyjnych  $\tau_1$  i  $\tau_2$ , włączono w pętle sprzężenia zwrotnego stowarzyszonych, nieinwertujących wzmacniaczy bramkowanych, tworząc wspólnie z nimi *generatory pierścieniowe (recyrkulatory)* [210]. Impulsy wejściowe „START” i „STOP”, wyznaczające mierzony interwał czasu, iniekowane są do centralnych węzłów przynależnych im wzmacniaczy (patrz rys.139). Z zasady metody noniuszowej, wynika podstawowy wymóg

$$\tau_1 > \tau_2 \quad (203)$$

Autorzy metody uzupełnili go arbitralnym warunkiem ograniczającym zakres pomiarowy

$$\tau_1 > \Delta T \quad (204)$$

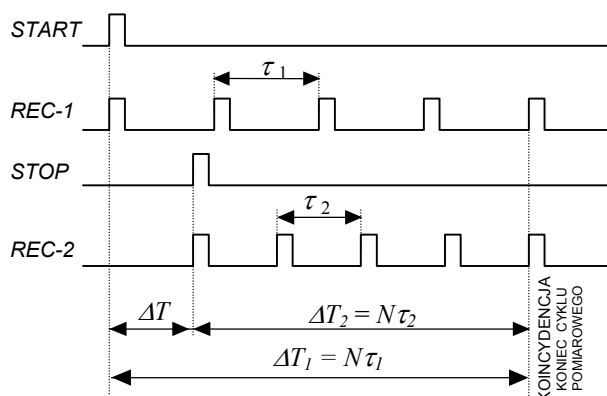
Rozwinięcie procesu cyrkulacji impulsu startowego może zatem nastąpić dopiero z chwilą pojawienia się w drugim obwodzie impulsu „STOP”. System wzajemnych uzależnień pracy obu recyrkulatorów (oznaczony symbolicznie na rysunku siecią połączeń) kontroluje przebieg procesu. W szczególności, za każdym pełnym obiegiem impulsu w torze sygnału „STOP”, wysyła impuls do rejestru adresowego (nie ukazanej na schemacie) pamięci histogramującej. Wobec założonych, różnych czasów propagacji w liniach opóźniających, za każdym obiegiem zmniejsza się odległość czasowa cyrkulujących w nich impulsów o stałą wartość równą różnicy  $\Delta\tau = (\tau_1 - \tau_2)$ , determinującej w istocie **szerokość kanału pomiarowego**. Dla sprowadzenia tego dystansu czasowego do zera wymagana jest odpowiednia **liczba obiegów** „ $N$ ” impulsu nadającego „STOP”. Gdy to nastąpi, szybki układ koincydencyjny (UK) blokuje dalszy obieg sygnałów. Jego impuls wyjściowy (zgodnie z procedurą „dodawania jedynek”) przekazywany jest nadto do rejestru danych pamięci histogramującej i rejestrowany w **kanale** określonym **numerem ostatniego obiegu**, czyli liczbą „ $N$ ”.

Relację między liczbą obiegów  $N$  a wartością mierzonego interwału czasowego  $\Delta T$  opisuje oczywista zależność

$$N = \frac{\Delta T}{\tau_1 - \tau_2} \quad (205)$$

ilustrująca efekt, dokonywanej przez układ, konwersji analogowo-cyfrowej.

Omówiony wyżej proces kodowania cyfrowego ilustruje rysunek 138, stanowiący zarazem graficzne objaśnienie, wykorzystywanej w tym układzie, metody noniuszowej.



**Rys. 138.** Ilustracja metody noniuszowej

W polu diagramów można wyróżnić dwa obszary. Pierwszy – o rozciągłości  $\Delta T$  – można nazwać *strefą recepcji sygnałów informacyjnych*, drugi natomiast – o szerokości  $\Delta T_2$  – *strefą komparacji faz*. Maksymalny zasięg pierwszej strefy, czyli **zakres pomiarowy** analizatora, jest zdeterminowany wartością okresu recyrkulacji impulsu startowego  $\tau_1$ . Całkowity czas cyklu pomiarowego  $\Delta T_1$  stanowi natomiast dominujący składnik **czasu martwego**. Wynosi on:

$$\Delta T_1 = \Delta T + \Delta T_2 = \Delta T + N\tau_2 = \Delta T \left[ 1 + \frac{\tau_2}{(\tau_1 - \tau_2)} \right] = \Delta T \frac{\tau_1}{(\tau_1 - \tau_2)} \quad (206)$$

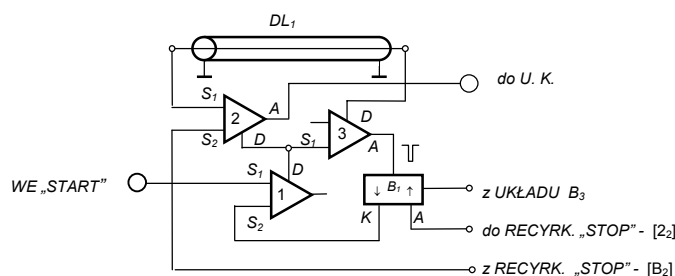
Równanie powyższe ukazuje explicite efekt ekspansji skali czasowej. Wyraża go mianowicie współczynnik proporcjonalności wiążący  $\Delta T_1$  i  $\Delta T$ , zwany ogólnie *współczynnikiem rozciągania skali* i oznaczany zazwyczaj symbolem  $k_T$ .

$$k_T \stackrel{def}{=} \frac{\Delta T_1}{\Delta T} = \frac{\tau_1}{(\tau_1 - \tau_2)} \quad (207)$$

Przy wartościach okresów cyrkulacji podanych na schemacie układu ( $\tau_1=300$  ns i  $\tau_2=299$  ns) współczynnik ten wyniósł więc  $k_T = 300$ .

W uzupełnieniu opisu funkcjonalnego, na rysunku 139 pokazano zapowiadany uprzednio schemat struktury recyrkulatora sygnału startowego. Wzmacniacz regeneracyjny stanowi kaskadę dwóch stopni (2) i (3) na lampach elektronowych z emisją wtórną typu EFP60. (Symbolami  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $D$  oraz  $A$  oznaczono odpowiednio siatki sterujące, siatki ekranujące, dynody i anody tych lamp). Impuls startowy wprowadzany jest w węzłowym punkcie sprzężenia międzystopniowego, za pośrednictwem identycznego stopnia (1). Blokadę toru

transmisyjnego wzmacniacza zrealizowano w układzie bramkującym  $B_1$ . Na jego symbolu graficznym strzałkami  $\downarrow \uparrow$  oznaczono kierunek wymuszanych zmian potencjału wyjściowego.

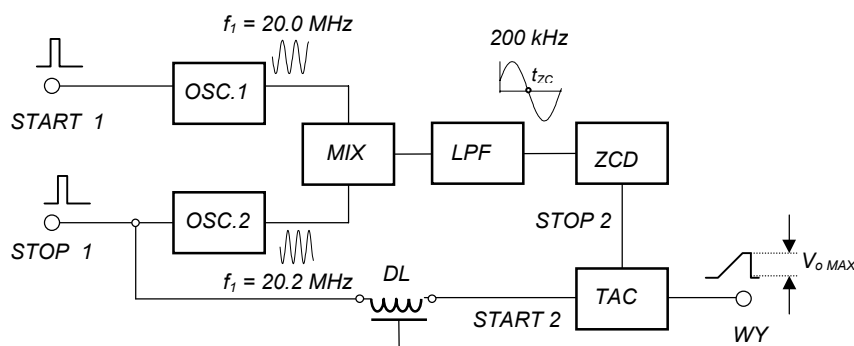


**Rys. 139.** Schemat blokowy układu recykulatora sygnału startowego

Zasygnalizowano również schematycznie ważniejsze połączenia z pozostałymi blokami funkcjonalnymi chronometru, w tym z analogicznym recyrkulatorem toru sygnału „STOP”,

Układ *Lefevre’a* i *Russela* wykorzystuje technikę noniuszową w jej „czystszej” formie, stąd też zwany jest często chronotronem *ściśle-noniuszowym* (ang. *true-vernier chronotron*) [209], [211]. Trzeba też podkreślić, że na gruncie tej techniki, prócz ekspansji czasowej układ dokonuje bezpośrednio przemiany analogowo-cyfrowej mierzonego interwału czasowego. Warto tu jeszcze przypomnieć, że nazwę „chronotron” przyporządkowano wyłącznie układom dokonującym ekspansji skali czasowej w systemie linii opóźniających.

Alternatywą wielokanałowego analizatora chronotronowego jest układ zaproponowany trzy lata wcześniej przez *Cottini’ego* i *Gatti’ego* [212], [213]. Jest on również zaliczany do kategorii układów noniuszowych [36], [205], [214]. Koncepcję tego układu ilustruje, przedstawiony na rysunku 140, uproszczony schemat blokowy.



**Rys. 140.** Schemat blokowy analizatora interwałów czasowych wg. *Gatti’ego*

Impulsy wejściowe „START 1” i „STOP 1”, niosące informację o rozciągłości mierzonego interwału czasu  $\Delta T$  wzbudzają balistycznie w odpowiednich obwodach rezonansowych (*OSC.1*) i (*OSC.2*) tłumione drgania harmoniczne o nieznacznie różniących się częstotliwościach drgań własnych ( $f_1$  i  $f_2$ ). Dodajmy, że założenia (203) i (204) muszą być w tym przypadku odniesione do częstotliwości obu oscylatorów. Przybierają więc postać:

$$f_1 < f_2 \quad \text{oraz} \quad f_1 < \frac{1}{\Delta T} \quad (208)$$

Generowane w ten sposób sygnały zachowują pierwotną informację o interwale  $\Delta T$  we wzajemnym, początkowym przesunięciu fazowym  $\Delta\varphi$ . Są one następnie przetwarzane w mieszaczu iloczynowym (*MIX*); w omawianej realizacji – diodowym, podwójnie zrównoważonym modulatorze pierścieniowym [215],[216], a z jego odpowiedzi – w filtrze dolnoprzepustowym (*LPF*) – wydzielana jest składowa różnicowa. Jak wykażemy, informację o  $\Delta T$  przejmuje z kolei współrzędna  $t_{ZC}$  pierwszego przejścia przez zero przez składową różnicową.

Przyjmując jako początkowy (zerowy) punkt odniesienia czasowego moment pobudzenia drugiego oscylatora (*OSC.2*) -  $t_{STOP 1}$ , równania opisujące oba przebiegi oscylacyjne przyjmą odpowiednio postać

$$V_1(t) = A(t) \sin(\omega_1 t + \varphi) \quad (209)$$

$$V_2(t) = B(t) \sin \omega_2 t \quad (210)$$

gdzie: 
$$\varphi = \omega_1 \Delta T \quad (211)$$

zaś  $\omega_1$  i  $\omega_2$  oznaczają pulsacje obu drgań ( $\omega = 2\pi f$ ), a funkcje  $A(t)$  i  $B(t)$  uwzględniają ich zanikanie (tłumienie).

Proste działania algebraiczne prowadzą do wyrażenia opisującego przebieg **sygnału różnicowego** uzyskanego w procesie mieszania i filtracji przebiegów  $V_1(t)$  i  $V_2(t)$ .

$$V_R(t) = C(t) \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \omega_1 \Delta T] \quad (212)$$

Pozwala ono wyznaczyć istotny dla metody związek między współrzędną czasową przejścia przez zero  $t_{ZC}$  a mierzonym interwałem  $\Delta T$ , a w dalszej konsekwencji – współczynnik ekspansji (rozciągania) skali czasowej analizatora  $k_T$ . Przepisując równanie (212) dla takiego przypadku (tj. kładąc  $t = t_{ZC}$  oraz  $V_R(t_{ZC}) = 0$ ) otrzymujemy

$$(\omega_2 - \omega_1)t_{ZC} = \omega_1 \Delta T \quad (213)$$

skąd wynika, że 
$$t_{ZC} = \frac{f_1}{(f_2 - f_1)} \Delta T \quad (214)$$

oraz 
$$k_T = \frac{f_1}{(f_2 - f_1)} \quad (215)$$

W skonstruowanym przez Autorów układzie prototypowym wartości częstotliwości drgań własnych oscylatorów wynosiły odpowiednio:  $f_1 = 20$  MHz oraz  $f_2 = 20.2$  MHz. Uzyskano więc w efekcie 100-krotne rozciągnięcie skali czasowej zakresu pomiarowego, przesuwające jego górną granicę z poziomu 50 ns do wartości 5  $\mu$ s.

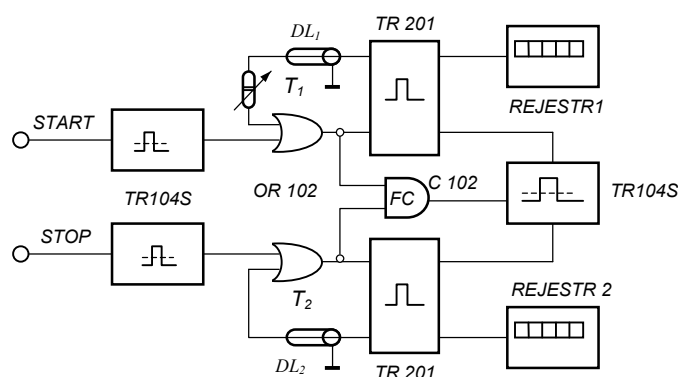
Bezpośrednim rezultatem operacji na sygnałach harmonicznym jest impuls wyjściowy detektora przejścia przez zero, markujący moment ( $t_{ZC}$ ) wyrównania ich faz. Jak pamiętamy, początek tego procesu determinuje wiodąca krawędź impulsu „STOP I”. Ta para impulsów jest wykorzystywana do formowania wyniku *indywidualnego pomiaru*. W omawianym układzie przebiega ono w cyklu dwustopniowym, na który składa się konwersja **czas-amplituda**, oraz **konwersja analogowo-cyfrowa**. Na schemacie blokowym uwidoczono jedynie pierwszy stopień oznaczony symbolem „TAC” (ang. *Time-to-Amplitude Converter*). W najprostszej realizacji proces przemiany tego rodzaju dokonywany jest w układzie ładowania pojemności akumulującej prądem o stałej wartości w zadanym interwale czasu<sup>\*)</sup>. Początek konwer-

\*) Problematyka ta będzie rozwinięta w dalszej partii monografii.

sji „TAC” inicjuje impuls „START 2”, odpowiadający pierwotnemu impulsowi „STOP 1” – włączona do tej gałęzi linia opóźniająca (DL) kompensuje opóźnienie transmisyjne w obwodzie (LPF) – (ZCD). Koniec procesu konwersji „czas-amplituda” wymusza impuls „STOP 2” odbierany z wyjścia detektora przejścia przez zero (ZCD).

W wyniku konwersji „TAC” informacja o mierzonym interwale czasowym  $\Delta T$  zostaje przejęta przez amplitudę impulsu wyjściowego  $V_{o\ MAX}$  tego subukładu. Kolejna przemiana w niewidocznym na schemacie przetworniku analogowo-cyfrowym (ADC) wielokanałowego analizatora amplitudy (MCA) lokuje tę informację (w cyfrowo zakodowanej formie) w odpowiednim kanale jego pamięci histogramującej. Formalnie impulsy START 2 i STOP 2 można wykorzystać wprost do bramkowania impulsów zegarowych w torze rejestru adresowego pamięci histogramującej, względnie przelicznika, realizując w ten sposób cyfrowe odwzorowanie wielkości mierzonej; pełne wykorzystanie możliwości wielokanałowego analizatora amplitudy pozwala jednak uzyskać dodatkowe rozciągnięcie skali czasowej zestawu.

Układy zaprojektowane w technice lampowej – zgodnie a naturalnym postępowaniem technicznym – były replikowane w technice półprzewodnikowej. Tytułem przykładu odnotujemy tego rodzaju rozwiązanie *Bartona i Kinga* [211] oparte na wykorzystaniu komercyjnie dostępnych modułów logicznych. Na rysunku 141 przedstawiono jego uproszczony schemat blokowy.



**Rys. 141.** Uproszczony schemat blokowy „digitizera” interwału czasowego wg. [211]  
(wszystkie moduły logiczne produkcji f-my EG&G Inc.)

Czytelnik łatwo dopatry się zbieżności konfiguracyjnej z chronotronem *Lefevre’a* i *Russela*. Zwróćmy zatem uwagę na pewne odmienności. Dotyczą one po pierwsze generatorów pierścieniowych, w których technikę „odświeżania” (działaniem wzmacniaczy) cyrkulujących impulsów zastąpiono techniką ich regeneracji. Po wtóre, impulsy zliczane w rejestrach odbierane są z wejść a nie wyjść recyrkulatorów, wobec czego liczba impulsów  $N_R$  zliczanych w każdym rejestrze przewyższa o „1” liczbę elementarnych przedziałów kwantowania  $\Delta\tau$ . Po trzecie wreszcie, układ wyposażono w dwa rejestry zliczające impulsy wyjściowe obu recyrkulatorów, dzięki czemu zapewniono możliwość pomiaru w teoretycznie nieograniczonym zakresie. W zależności od relacji między wartością mierzonego interwału  $\Delta T$  a okresem  $\tau_l$  wyróżnia się dwa charakterystyczne przypadki:

$$\Delta T < \tau_l \quad \text{oraz} \quad \Delta T > \tau_l \quad (216)$$

Pierwszy stanowił jedno z założeń oryginalnego układu *Lefevre’a* i *Russela*, a jego skutkiem była równość

$$N_1 = N_2 = N \quad (217)$$



prowadząca w efekcie do wyrażenia wiążącego  $\Delta T$  z cyfrową odpowiedzią chronometru

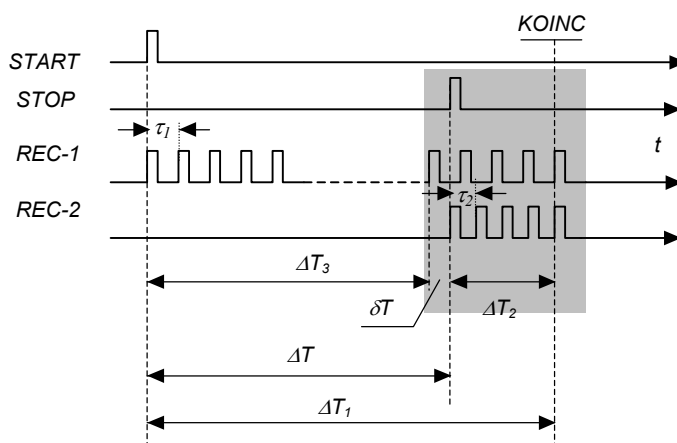
$$\Delta T = (\Delta T_1 - \Delta T_2) = (N \tau_1 - N \tau_2) = N (\tau_1 - \tau_2) \quad (218)$$

W alternatywnym przypadku, gdy  $\Delta T > \tau_1$ , zachodzi nierówność

$$N_1 \neq N_2 . \quad (219)$$

i formuła (218) przybiera bardziej złożoną postać. Wyprowadzimy ją dla układu z rysunku 141.

Dla jasności wyводу skorzystamy z przedstawionych na rysunku 142, diagramów przebiegów impulsów wyjściowych recykulatorów tego układu. Zauważmy, że zawarty w całości zacienionym polu diagramu fragment odpowiada sytuacji właściwej dla przypadku  $\delta T < \tau_1$ ,



**Rys. 142.** Diagramy przebiegów impulsów recykulatorów w układzie z rys.141

w którym  $\delta T$  stanowi przedmiot pomiaru. Adaptując dla tego przypadku zależność (218) możemy napisać

$$\delta T = (N_2 - 1)(\tau_1 - \tau_2) \quad (220)$$

Uwzględniając z kolei oczywiste zależności

$$\left. \begin{aligned} \Delta T_1 &= (N_1 - 1) \tau_1 \\ \Delta T_2 &= (N_2 - 1) \tau_2 \\ \Delta T_3 &= (N_1 - N_2) \tau_1 \end{aligned} \right\} \quad (221)$$

w drodze prostych podstawień otrzymujemy

$$\Delta T = (N_1 - N_2) \tau_1 + (N_2 - 1) (\tau_1 - \tau_2) \quad (222)$$

W zestawie pomiarowym przeliczenia według powyższej zależności dokonuje (nie ukazany na schemacie blokowym) komputer.

Równie proste procedury arytmetyczne prowadzą do wyznaczenia formuły opisującej współczynnik ekspansji czasowej  $k_T$ .

$$k_T = \frac{\Delta T_1}{\Delta T} = \frac{(N_1 - 1)\tau_1}{(N_1 - 1)\tau_1 - (N_2 - 1)\tau_1 + (N_2 - 1)(\tau_1 - \tau_2)} = \frac{1}{1 - \frac{(N_2 - 1)\tau_2}{(N_1 - 1)\tau_1}} \quad (223)$$

Kładąc w powyższym wyrażeniu  $k_\tau = (\tau_2/\tau_1)$  uzyskujemy postać

$$k_T = \frac{1}{1 - k_\tau \frac{(N_2 - 1)}{(N_1 - 1)}} \xrightarrow{N_1 \gg N_2} 1 \quad (224)$$

ukazującą jawnie, postępującą ze wzrostem interwału  $\Delta T$ , redukcję współczynnika  $k_T$ .

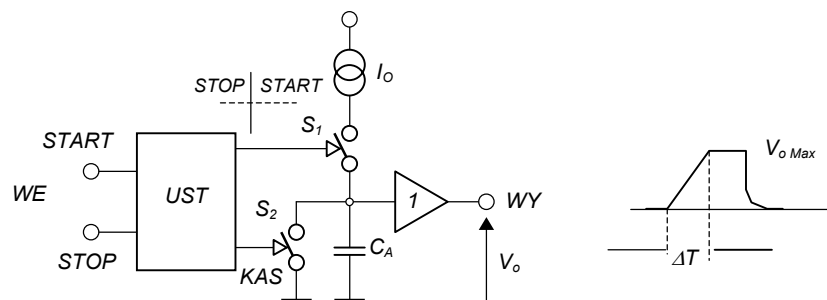
Technika półprzewodnikowa pozwoliła wyeliminować linie opóźniające z pętli sprzężenia zwrotnego recyrkulatorów, zastępując je elementami i podzespołami wnoszącymi własne opóźnienia (transmisyjne oraz regeneracyjne). Możliwość taką wykorzystali cytowani wyżej *Barton* i *King* [211] w alternatywnym rozwiązaniu „digitizera” noniuszowego, zrealizowanym na obwodach scalonych w logice MECL. Jak pokażemy dalej, okazała się ona również szczególnie atrakcyjną dla implementacji w monolitycznych strukturach scalonych VLSI.

### 3.3.2.2. Układy z konwersją sygnału czasowego

W pomiarach interwałów czasowych znaczącą pozycję zajmują, odpowiednio zmodyfikowane, z dawna już znane i stosowane w technice [217], metody oparte na konwersji sygnału. Mając na względzie interesujące nas pole zastosowań oraz docelowy efekt przemiany (cyfrowe odwzorowanie wielkości mierzonej), metody te można podzielić na dwie kategorie:

- 1) metody konwersji *czas-ampituda* (TAC) z wtórną konwersją *analogowo-cyfrową* (ADC)
- 2) konwencjonalne metody bezpośredniej przemiany *czas-cyfra* (TDC)

**Pierwsza kategoria** wyróżnia dwa rodzaje układów (TAC), według sposobu formowania odpowiedzi na wymuszenia wejściowymi impulsami (*START* i *STOP*), determinującymi rozciągłość czasową mierzonego interwału  $\Delta T$ . Sposoby te przyjęto w praktyce spektrometrii czasowej zwać odpowiednio **techniką start-stop** oraz **techniką nakładania** (*overlappingu*). Zasadę pierwszej z nich ilustruje schematycznie rysunek 143.



**Rys. 143.** Zasada działania przetworników czas-ampituda (TAC) wg techniki „start-stop”

Impulsy wejściowe, przywiązane w czasie do początkowej i końcowej krawędzi interwału  $\Delta T$ , za pośrednictwem układu sterującego (UST) przełączają sekwencyjnie klucze  $S_1$  i  $S_2$ .

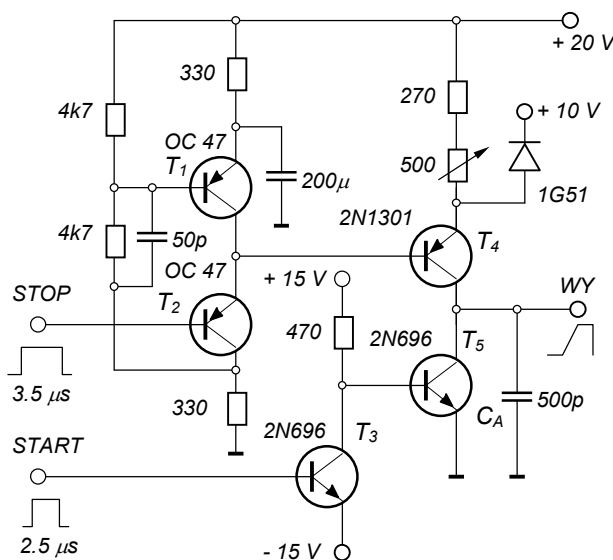
W stanie początkowym (spoczynkowym) klucz  $S_1$  jest rozarty natomiast klucz  $S_2$  zwarty. Impuls startowy wymusza zmianę stanu przewodzenia obu kluczy. Do „gorącego” zacisku kondensatora  $C_A$  zostaje wówczas podłączone źródło prądowe o zadanej wydajności  $I_0$ , powodując liniowe narastanie napięcia na  $C_A$ . Proces ten trwa do momentu pojawienia się impulsu „stopu”, znakującego koniec mierzonego interwału. Napięcie na pojemności  $C_A$  osiąga wtedy wartość maksymalną  $V_{0\max}$  określoną zależnością

$$V_{0\max} = \frac{I_0}{C_A} \Delta T \quad (225)$$

W tym też momencie, działaniem klucza  $S_1$  zostaje odłączone źródło prądowe, po czym – z zadaniem opóźnieniem „przetrzymywania odpowiedzi” – klucz  $S_2$  zwiera kondensator  $C_A$ , przywracając tym samym stan spoczynkowy układu.

Za pierwszą implementację tej techniki do instrumentarium doświadczalnej fizyki jądrowej uznawany jest opracowany przez *N.F.Moody’ego*, zbudowany na lampach elektronowych, układ analogowego ekspandera czasu [218]. Stanowił on w istocie kaskadę dwóch konwerterów: konwertera *czas-amplituda*, pracującego w układzie kluczowanego integratora prądu, oraz konwertera *amplituda-czas*, zrealizowanego w znanym nam już układzie z liniowym rozładowaniem pojemności akumulującej. Tego typu rozwiązanie wytyczyło w pewnym zakresie drogę rozwojową złożonego systemu pomiarowego; *tandemu TAC – DAC*.

Literatura przedmiotu podaje wiele szczegółowych opracowań układowych omawianej klasy konwerterów *TAC*, dedykowanych na ogół do konkretnych zastosowań w eksperymentach fizyki jądrowej. Ograniczymy się zatem do przytoczenia tylko dwóch przykładów z obszaru techniki półprzewodnikowej starszej i nowszej generacji. Tak więc na rysunku 144 przedstawiono schemat ideowy konfiguracji na półprzewodnikowych elementach dyskretnych [219].

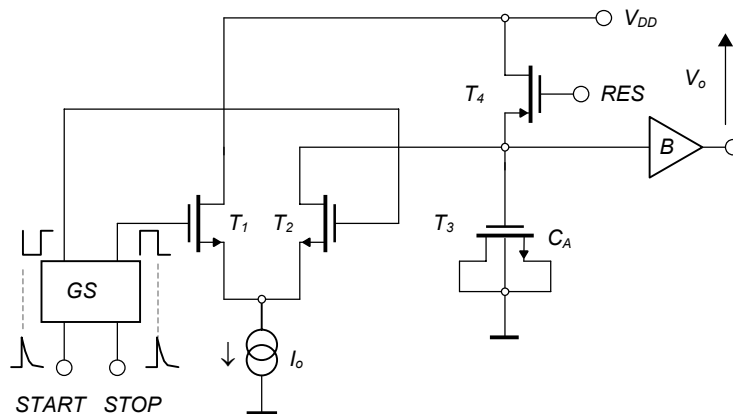


**Rys. 144.** Schemat ideowy konwertera czas-amplituda typu „start-stop” wg [219]

W stanie spoczynkowym komplementarna para  $(T_4, T_5)$  utrzymywana jest w stanie przewodzenia. Odwrócony (przez stopień na  $T_3$ ) impuls startowy powoduje odcięcie tranzystora  $T_5$  w wyniku czego prąd ze źródła prądowego  $T_4$  zostaje skierowany do pojemności akumulującej  $C_A$  wymuszając jej liniowe ładowanie. Pojawienie się na drugim wejściu układu im-

pulsu stopu blokuje z kolei  $T_4$  „zamrażając” tym samym napięcie uformowane na kondensatorze  $C_A$ . Jak ukazano na schemacie, długość tego impulsu przewyższa nieco czas trwania impulsu startowego dla umożliwienia rozładowania pojemności  $C_A$  przed kolejnym cyklem konwersji.

Rysunek 145 pokazuje natomiast uproszczony schemat układu przetwornika TAC, stanowiącego fragment wielokanałowego zespołu pomiarowego, zrealizowanego w formie monolitycznej struktury scalonej w technice CMOS [220]. Formowanie odpowiedzi na wymusze-



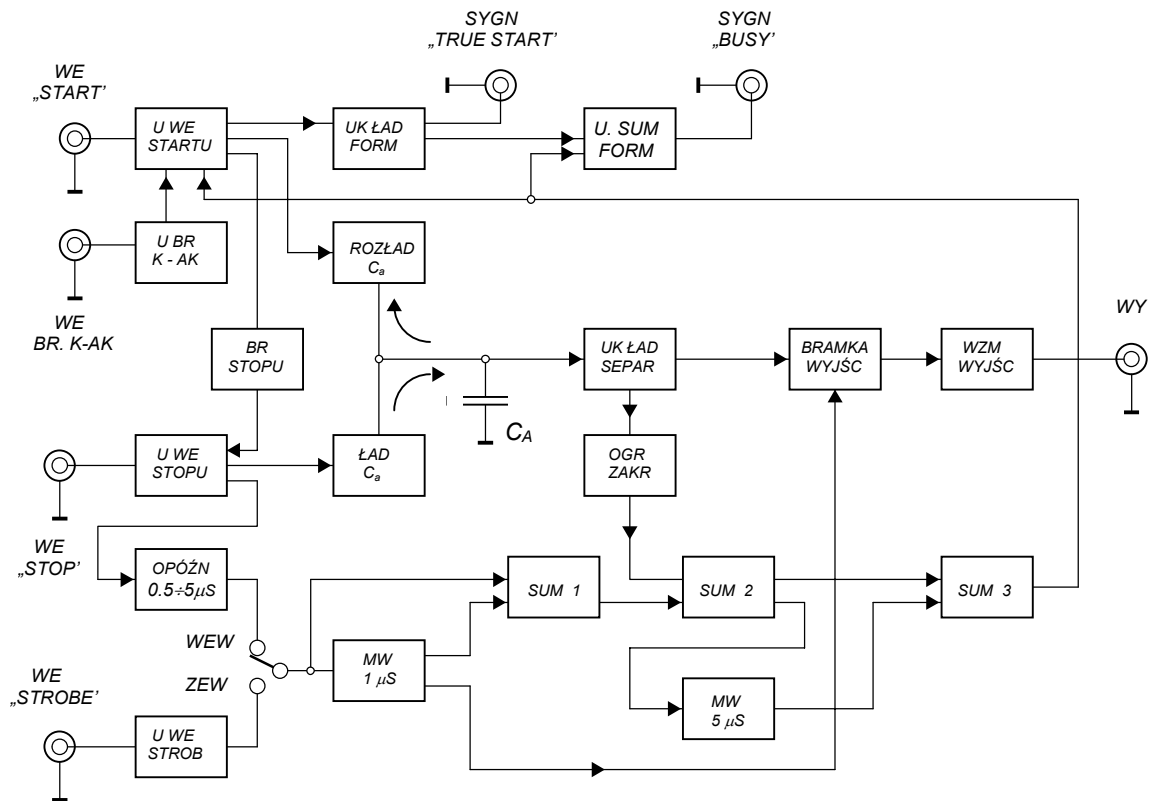
**Rys. 145.** Uproszczony schemat scalonej struktury układu TAC wg [220]

nia wejściowymi impulsami „startu” i „stopu” dokonuje się w tym przypadku w procesie rozładowywania pojemności akumulującej  $C_A$ , której funkcję pełni tranzystor n-MOS ( $T_3$ ). Każdy kolejny cykl pomiarowy poprzedzony jest przeładowaniem tej pojemności do poziomu  $V_{DD}$  poprzez – kończące cykl poprzedni – krótkotrwałe zwarcie klucza p-MOS ( $T_4$ ). Pracująca w obszarze nasycenia para tranzystorów,  $T_1$  i  $T_2$  stanowi przełącznik prądu źródła prądowego  $I_o$ . Jest on sterowany impulsami wejściowymi za pośrednictwem pomocniczego subukładu ( $GS$ ) generującego parę komplementarnych sygnałów logicznych o szerokości poddyktowanej ich wzajemną odległością  $\Delta T$ . Inherentna rozdzielczość tego generatora determinuje dolną granicę zakresu pomiarowego (5 ns). Górną jego granicę (25 ns) wyznacza natomiast warunek utrzymania punktu pracy tranzystora  $T_3$  powyżej napięcia progowego  $V_{th}$ .

Ważną zaletą techniki „start-stop” jest możliwość sprzężenia tego typu układu z konwerterem  $ADC$  bez potrzeby jakiegokolwiek wstępnej obróbki sygnału. Z tego też powodu została ona wykorzystana w konstrukcjach fabrycznych ogólnego przeznaczenia. Ze względu na uniwersalny charakter tych urządzeń są one z reguły wyposażone w bardzo rozbudowany system sterowania i autokontroli, umożliwiającą m. i. dobór zakresu pomiaru, czasów opóźnienia sygnałów bramkowania, strobowania i odczytu, czy też poziomu i szerokości impulsu wyjściowego. Kilka danych znamionowych różnych opracowań fabrycznych przytoczono dla porównania w poniższej tabelce.

Typ	Producent	Wyjście	Opóźnienie odczytu	Zakres	Rozdzielczość
347	ORTEC	0 – 10 V	0.5 – 2.5 $\mu$ s	50 ns – 80 $\mu$ s	0.01 % + 5 ps
457	ORTEC	0 – 10 V	1.0 – 5.0 $\mu$ s	50 ns – 80 $\mu$ s	< 0.01 %
566	ORTEC	0 – 10 V	0.5 – 10.5 $\mu$ s	1 ns – 2 ms	0.01 % + 5 ps
2043	CANBERRA	0 – 10 V	0.5 – 10.5 $\mu$ s	20 ns – 1 ms	0.01 % + 5 ps
1701	POLON	0 – 10 V	0.5 – 5.0 $\mu$ s	50 ns – 1 $\mu$ s	0.015 %

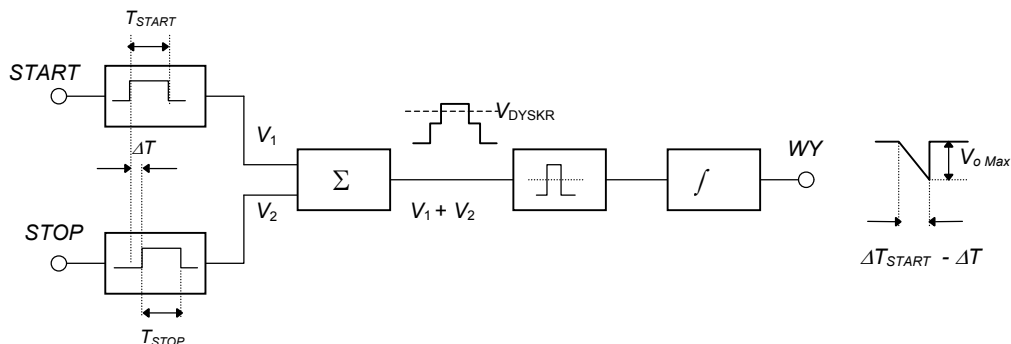
Złożoność takich układów ilustruje rysunek 146 przedstawiający schemat blokowy, krajowej produkcji, uniwersalnego konwertera czas-amplituda typ 1701 [221]. Jest ona podykto-



Rys. 146. Schemat blokowy konwertera czas-amplituda typ 1701

wana zarówno uwarunkowania logicznymi pracy układu (jak np. autoblokada toru impulsu startowego w trakcie procesu konwersji lub braku stowarzyszonego impulsu stopu) jak i wymogami eksploatacyjnymi związanymi z trybem pracy konwertera w systemie pomiarowym spektrometrii czasowej (bramkowanie i strobowanie sygnałami zewnętrznymi).

Zasadę alternatywnej techniki konwertera typu *TAC* – *overlappingu* – objaśnimy w oparciu o przedstawiony na rysunku 147, uproszczony schemat blokowy, pracującego według niej układu.



Rys. 146. Schemat blokowy układu TAC typu „overlapping”

Kanwą dla tego rodzaju konfiguracji były niewątpliwie znane uprzednio układy koincydencyjne. Ich adaptacja dla potrzeb konwersji TAC polegała na odpowiednim uformowaniu impulsów „startu” i „stopu”, oraz wprowadzeniu znanego nam już, dodatkowego członu funkcjonalnego – kluczowanego integratora prądu – realizującego przemianę czas-amplituda. W szczególności, na zmodyfikowane impulsy wejściowe nałożone są następujące warunki:

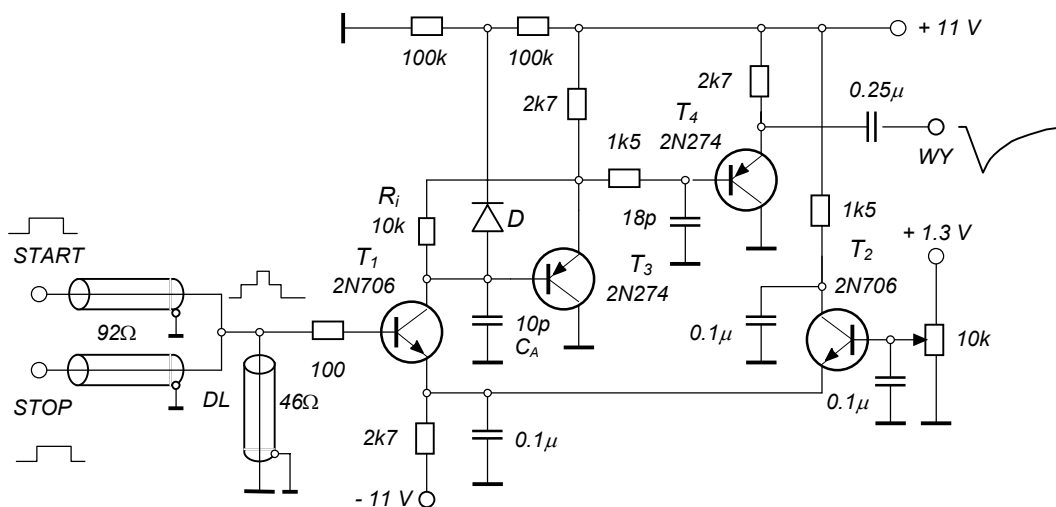
- czas trwania impulsu startowego  $\Delta T_{START}$  musi być znacząco dłuższy od przewidywanej długości mierzonego interwału  $\Delta T$ ,
- czas trwania impulsu stopu  $\Delta T_{STOP}$  powinien być dłuższy od czasu trwania impulsu startowego
- amplitudy obu impulsów wejściowych powinny być w przybliżeniu równe.

Ukształtowane według powyższych warunków sygnały superponują w prostym układzie sumatora liniowego ( $\Sigma$ ) dając w wyniku odpowiedź o charakterystycznym kształcie schodkowym. Ta z kolei jest przekazywana do dyskryminatora progowego o progu dyskryminacji przewyższającej nieco wysokość pierwszego schodka (*pedestału*). W efekcie dyskryminator zmienia swój stan przewodzenia na czas równy szerokości schodka nad piedestałem, równy  $(\Delta T_{START} - \Delta T)$ , uruchamiając na przeciąg tego czasu układ ładowania pojemności akumulującej  $C_A$  konwertera TAC stałym prądem  $I_o$ . Z chwilą pojawienia się impulsu stopu, kończącego proces ładowania, napięcie wyjściowe osiąga wartość maksymalną  $V_{o MAX}$

$$V_{o MAX} = \frac{I_o}{C_A} (\Delta T_{START} - \Delta T) \quad (226)$$

Technika *overlappingu* jest inherentnie niewrażliwa na działanie „samotnych” impulsów startowych, dopuszcza natomiast możliwość generacji odpowiedzi przez parę impulsów wejściowych o przeciwnej sekwencji (stop-start). Jak wskazuje zależność (226) rezultat konwersji jest obciążony składową stałą  $V_{ST} = (I_o \Delta T_{START} / C_A)$ . Z jednej strony pociąga to za sobą konieczność zachowania wysokiej stałości zadanego *hardware'owo* interwału  $\Delta T_{START}$ , z drugiej zaś – wykonania dodatkowych operacji arytmetycznych na sygnale wyjściowym.

Dla dopełnienia wymogu precyzyjnego zdefiniowania wartości  $\Delta T_{START}$  oraz zapewnienia jej wysokiej stabilności niemal z reguły stosowane są układy formowania impulsów na liniach opóźniających. Sposób ten ilustruje rysunek 148 przedstawiający schemat jednej z pierwszych realizacji w technice półprzewodnikowej [222]. Został on zapożyczony z wcześniej-



Rys. 147. Schemat ideowy konwertera czas-amplituda typu „overlapping” wg [222]

szych opracowań w technice lampowej, których prawzorem był układ *Greena* i *Bella* [224] na lampie strumieniowej 6BN6 – *nota bene* skonstruowany na osnowie układu koincydencyjnego *Fishera* i *Marshalla* [225].

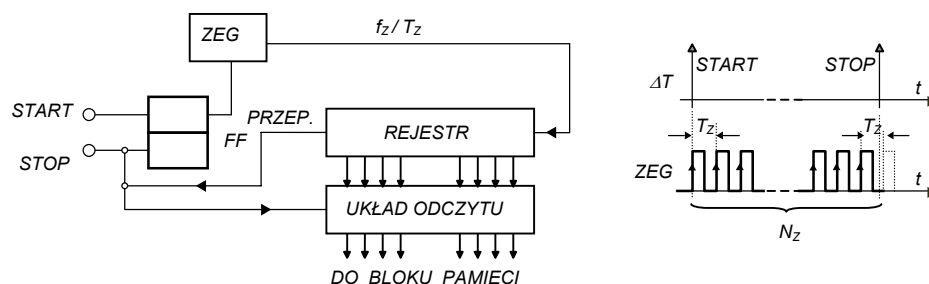
Przypomnijmy, że kształtowanie skrajnie krótkich impulsów metodą różniczkowania na zwartej linii transmisyjnej nakłada wymóg bardzo dużej stromości czoła *impulsu pierwotnego*. W tym też celu w torze *impulsów pierwotnych* stosuje się często kaskady wzmacniacz - ogranicznik. Dla przejrzystości podanego wyżej schematu ten fragment układu został pominięty. „Wysmuklone” w nich impulsy przekazywane są za pośrednictwem, ukazanych już, dopasowanych linii transmisyjnych na wejście układu z napiętą na nim równolegle zwartą linią formującą (*DL*). Uformowany tu *sygnał schodkowy* jest monitorowany przez układ tranzystorowy pełniący zarazem funkcje dyskryminatora progowego oraz integratora prądu. W jego stopniu wejściowym zastosowano szybki tranzystor krzemowy  $T_1$  spolaryzowany zaporowo w obwodzie emiterowym prądem pomocniczego wtórnika emiterowego  $T_2$ . Obciążenie kolektorowe tranzystora  $T_1$  stanowi obwód całkujący utworzony przez kondensator akumulujący  $C_A$  oraz bootstrapowany – działaniem wtórnika  $T_3$  – rezystor  $R_i$  (10 k $\Omega$ ). Obwód diody kotwiczącej (*D*) determinuje spoczynkowy prąd bazy tranzystora  $T_2$  w warunkach pozostającego w stanie odcięcia tranzystora wejściowego  $T_1$ , ustalając punkt pracy wtórników w torze sygnałowym ( $T_3$  i  $T_4$ ). Przez racjonalny dobór amplitudy impulsów wejściowych i poziomu odcięcia tranzystora  $T_1$  jest on odblokowywany wypiętrzoną fragmentem impulsu schodkowego na czas jego trwania  $t_{wyp}$ . Wobec ustalonej z założenia relacji między  $t_{wyp}$  a stałą czasową ( $R_i C_A$ ) całkującego obwodu obciążenia tranzystora  $T_1$

$$t_{wyp} \ll R_i C_A, \quad (227)$$

z dobrym przybliżeniem można przyjąć, że pojemność akumulująca  $C_A$  ładowana jest pełnym, stałym prądem kolektorowym. W efekcie uzyskuje się pożądaną liniową zależność między napięciem na pojemności  $C_A$  a czasem przewyższenia piedestału  $t_{wyp}$ , co w ostatecznym rezultacie prowadzi do brzmienia formuły (226). Formowany na  $C_A$  impuls przekazywany jest bieżąco na wyjście układu za pośrednictwem, łagodzącego ostrość jego szczytu czwórnika  $RC$ , oraz wtórnika  $T_4$ .

Mnogość i różnorodność rozwiązań układowych nie daje się zamknąć w ramach ograniczonego objętościowo opracowania monograficznego. Wypada przeto odesłać zainteresowanego tą problematyką Czytelnika do ogólnie dostępnych publikacji przeglądowych jak [205], [214] czy [226].

**Druga kategoria układów z konwersją sygnału** obejmuje układy oparte na bezpośredniej przemianie *czas-cyfra (TDC)*, zwane również *układami z bezpośrednim kodowaniem*. Ta z dawna znana i stosowana w miernictwie elektronicznym metoda doczekała się wdrożenia do jądrowej spektrometrii czasowej dopiero w roku 1956 [227], gdy zaistniały techniczne warunki realizacji układu czyniącego zadość stawianym wymaganiom. Zasadę działania konwertera *TDC* przypomnijmy na przykładzie, przedstawionej na rysunku 148, najprostszej jego konfi-



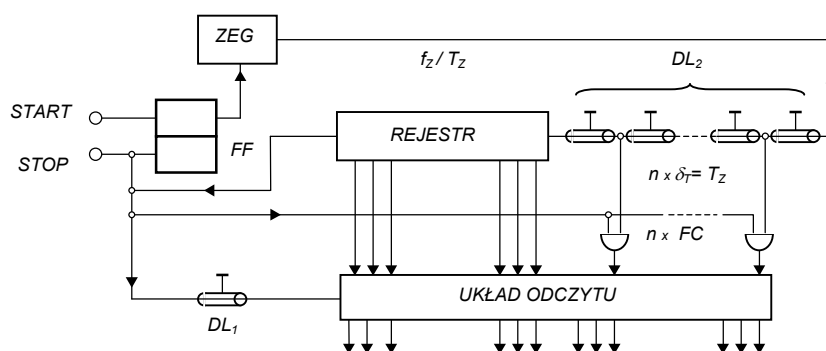
**Rys. 148.** Ilustracja zasady działania konwertera TDC

guracji z *kluczowanym (wyzwalanym) generatorem taktującym (zegarem)*. Polega ona na zliczaniu impulsów taktujących zegara, uaktywnianego na czas mierzonego interwału  $\Delta T$ , działaniem markujących go impulsów startu i stopu. Przy zadanej, stałej częstotliwości impulsów taktujących  $f_Z$  zapamiętana w rejestrze ich liczba  $N_Z$  stanowi cyfrowe odwzorowanie wielkości mierzonej, zgodnie z oczywistą relacją

$$\Delta T = N_Z T_Z \quad (228)$$

gdzie  $T_Z = 1/f_Z$  jest okresem ciągu impulsów taktujących, oznaczającym zarazem szerokość kanału czasowego konwertera.

Przełączanie układu generatora (*ZEG*) ze stanu wyczekiwania do stanu generacji i *vice versa* następuje tu za pośrednictwem szybkiego przerzutnika (*FF*). Istotną cechą takiej konfiguracji jest synchronizm początku generacji impulsów zegarowych z impulsem startowym. Deterministyczne przyleganie czoła ciągu generowanych impulsów taktujących do impulsu startowego eliminuje ewentualny błąd powodowany ich losowym rozsunięciem. Błąd taki, sięgający wartości jednego okresu impulsów taktujących, związany jest natomiast nierozdzielnie z drugim krańcem mierzonego interwału  $\Delta T$ . Dla jego ograniczenia stosowane są pomocnicze układy interpolacyjne. Rysunek 149 pokazuje schemat takiego właśnie układu



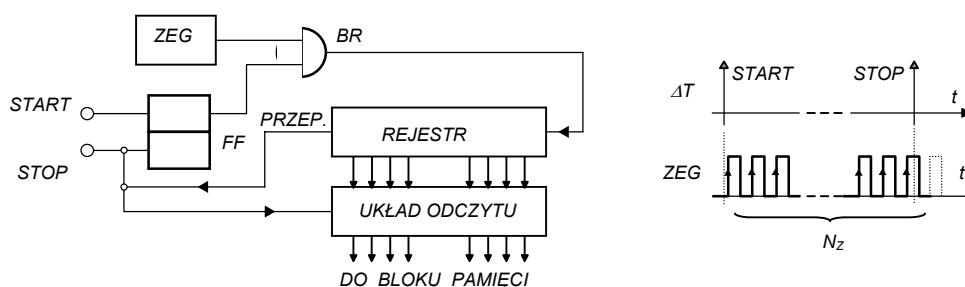
**Rys. 149.** Uproszczony schemat konwertera TDC z interpolatorem

konwertera z kluczowanym zegarem wyposażonego w interpolator typu chronotronowego. Zawiera on, włączoną w tor rejestru, linię opóźniającą z odczepami ( $DL_2$ ) o całkowitym opóźnieniu równym okresowi impulsów taktujących  $T_Z$ . Z „ $n$ ” równomiernie rozmieszczonych wzdłuż linii odczepów odbierany jest sygnał do zespołu szybkich układów koincydencyjnych (*FC*), dokonującego pomiaru opóźnienia impulsu stopu względem ostatniego impulsu taktującego z podwyższoną  $n$ -krotnie dokładnością, równą  $\delta_T = (T_Z/n)$ . Impuls stopu stanowi zarazem rozkaz przekazania informacji zawartej w rejestrze głównym i bloku interpolatora do wspólnych bloków odczytu i pamięci.

Alternatywnym rozwiązaniem w odniesieniu do układu z kluczowanym zegarem jest *konwerter z zegarem bramkowanym*. Uproszczony schemat blokowy takiej konfiguracji przedstawiono na rysunku 150. W tym przypadku generator impulsów taktujących utrzymywany jest trwale w stanie roboczym. Niezmienny tryb jego pracy zapewnia osiągnięcie wysokiej, długoterminowej stabilności częstotliwości, nie osiągalnej w trybie losowego kluczowania. Proces konwersji analogowo-cyfrowej realizowany jest w efekcie zliczania impulsów zegarowych w czasie otwarcia bramki (*BR*), sterowanej – analogicznie jak w układzie z zegarem kluczowanym – za pośrednictwem szybkiego przerzutnika (*FF*), impulsami wejściowymi



startu i stopu. Wynik konwersji opisany formułą (228) jest obciążony błędem losowego wyprzedzenia impulsu startu oraz opóźnienia impulsu stopu względem początku i końca paczki impulsów zegarowych mieszczących się w interwale  $\Delta T$ . Efekt ten uwidocznił na wstawce obok schematu układu. Maksymalna wartość tego błędu może sięgać pod-

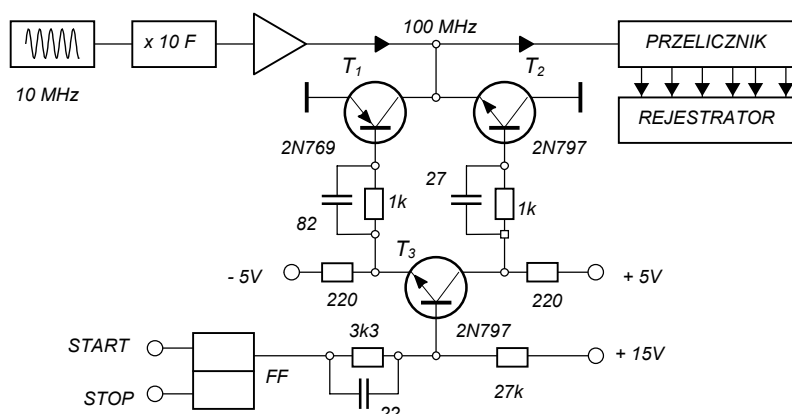


**Rys. 150.** Schemat blokowy konwertera *TDC* z bramkowanym zegarem

wójnej szerokości kanału czasowego konwertera. Akumulacja impulsów  $N_Z$  oraz odczyt ich liczby jak również dalsze przetwarzanie uzyskanej informacji dokonywane są analogicznie jak w przypadku pierwszej konfiguracji z zegarem kluczowanym

Pierwsze wdrożenia metody bezpośredniego kodowania interwału czasowego do praktyki spektrometrii czasowej zostały dokonane w Argonne National Laboratory w latach 1952 – 1956. W skonstruowanych wówczas na lampach elektronowych, wielokanałowych analizatorach czasów przelotu neutronów [227] posłużono się techniką bramkowania generatora impulsów zegarowych; określaną czasem – od nazwiska głównego projektanta – mianem *zasady Schumanna* [228]. Stosownie do wymagań prowadzonych eksperymentów w układzie analizatora przewidziano możliwość przełączania szerokości kanałów w zakresie 0,5 – 24  $\mu$ s. Dolną ich granicę wyznaczyły własności, rozporządzalnych przez konstruktorów, elementów układowych.

Radykalne obniżenie tej granicy stało się możliwe na gruncie rozwoju techniki półprzewodnikowej. Postęp w tym zakresie dobrze odzwierciedlają rozwiązania *Whittakera* [229] i *Iwanowa* [230]. Na rysunku 151 przedstawiono w uproszczeniu funkcjonalny schemat syste-

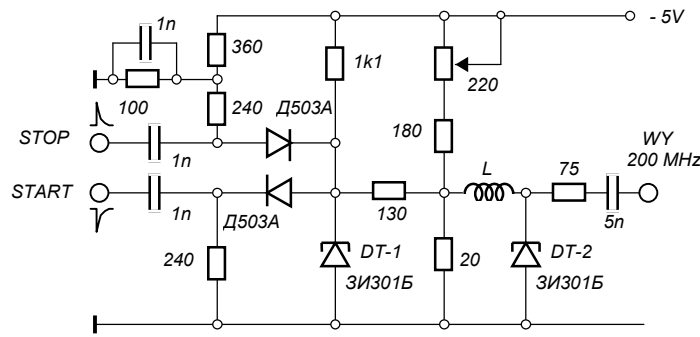


**Rys. 151.** Uproszczony schemat funkcjonalny systemu *TDC Whittakera* [228]

mu *TDC* o rozdzielczości czasowej 10 ns. Obwód sygnału zegarowego zawiera stabilizowany kwarcem oscylator harmoniczny o częstotliwości drgań swobodnych 10 MHz, zespół po-

wielaczy częstotliwości, podnoszących ją do wartości 100 MHz, oraz rezonansowy wzmacniacz wyjściowy. W stanie spoczynkowym tor tego sygnału jest zwierany działaniem, bocznikującej go, równoległej bramki bipolarnej ( $T_1, T_2, T_3$ ). Na schemacie ukazano jej pełną konfigurację. Stan jej przewodzenia jest przełączany poziomem  $Q$  przerzutnika ( $FF$ ), sterowanego sygnałami startu i stopu. W interwale otwarcia bramki ( $\Delta T$ ) sygnał generatora w.cz. (zegara) jest przekazywany do układu zliczającego liczbę zawartych w tym przedziale okresów ( $N_Z$ ). W skład tego układu wchodzi stopnie formujące oraz szybki przelicznik dwójkowy na diodach tunelowych. Końcowy stan przelicznika reprezentuje zakodowaną binarnie informację o wartości wielkości mierzonej ( $\Delta T$ ). Jest ona dostępna w trybie konwencjonalnego systemu odczytu oraz zapisywana po każdym cyklu pomiarowym na taśmie magnetycznej rejestratora.

Omówiona wyżej konfiguracja konwertera  $TDC$  stanowi zarazem typowy przykład praktycznej realizacji układu z *bramkowanym zegarem*. Interesującym przykładem wersji z *kluczowaniem zegara* jest natomiast drugie z powołanych rozwiązanie układowe. Rysunek 152 przedstawia schemat ideowy jego zasadniczego bloku funkcjonalnego. Tworzą go dwa subuk-



**Rys. 152.** Schemat fragmentu układu  $TDC$  z kluczowanym generatorem zegarowym

łady na diodach tunelowych [145]: pracujący w reżymie trygera bistabilnego ( $DT-1$ ) układ kluczący, oraz multiwibrator astabilny ( $DT-2$ ) pełniący funkcję wyczekującego generatora impulsów zegarowych o nominalnej częstotliwości drgań 200 MHz. Spoczynkowy punkt pracy diody  $DT-1$  ustawiono w niskonapięciowym zakresie jej charakterystyki, blokując tym samym – za pośrednictwem sieci sprzęgającej – działanie generatora  $DT-2$ . Ujemny impuls startowy przełącza tryger  $DT-1$  do zakresu wysokonapięciowego, w którym utrzymywany jest do momentu zadziałania dodatniego impulsu stopu. Uformowany w ten sposób ujemny impuls napięciowy o czasie trwania  $\Delta T$  uaktywnia na przeciąg tego interwału generator zegarowy, a generowane wówczas przezeń impulsy zliczane są w szybkim przeliczniku binarnym na diodach tunelowych. Ich liczba  $N_Z$  stanowi ostateczny rezultat konwersji odwzorowujący cyfrowo – według zależności (228) – mierzony interwał czasowy.

Efektom dążności do zaspokojenia specyficznych wymagań prowadzonych współcześnie wielkich eksperymentów fizyki jądrowej [231], [232], [233] są między innymi wielotorowe, wielokanałowe systemy pomiaru interwałów czasowych wykonane w postaci struktur scalonych CMOS bardzo wielkiej skali integracji (VLSI). Dla uniknięcia dwuznaczności określeń pojęciem toru będziemy nazywać kanały sygnałowe (detekcyjne) rezerwując termin kanał dla określenia stopnia kwantyzacji wielkości mierzonej (interwału czasowego).\*

\*) W periodykach naukowych termin „kanał” używany jest dla obu tych wielkości.

Burzliwy rozwój takich systemów zapoczątkowały prace KEK<sup>\*)</sup> bazujące na wykorzystaniu opóźnienia transmisyjnego bramki logicznej jako wzorca (miary) interwału czasowego. Na użytek późniejszej dyskusji przypomnijmy, że najbardziej znaczącym składnikiem opóźnienia tego rodzaju funktora jest opóźnienie wnoszone przez jego stopień (wtórnik) wyjściowy [234], [235], [151]. Określa go ogólna formuła:

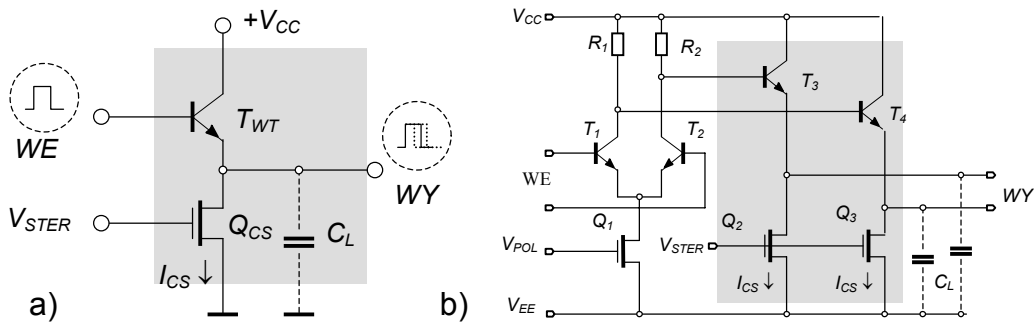
$$t_D \cong \frac{C_L (V_{sw}/2)}{I_{av}} \quad (229)$$

gdzie:  $C_L$  – pojemność obciążenia wtórnika

$V_{sw}$  – maksymalny skok napięcia na bazie wtórnika (*voltage swing*)

$I_{av}$  – średnia wartość prądu rozładowania pojemności  $C_L$ .

Determinując wartość opóźnienia  $t_D$  ujawnia ona tym samym możliwe źródła niestałości tkwiące w zależnościach poszczególnych parametrów od czynników zewnętrznych zarówno fizycznych jak i technologicznych. Wskazuje ona zarazem na możliwości kompensacji przypadkowych, niekontrolowanych zmian  $t_D$ . Najdogodniej w praktyce można tego dokonać poprzez regulację prądu  $I_{sr}$ , wykorzystując w tym celu sterowane napięciowo źródło prądowe. Sposób taki ilustruje rysunek 153. Przedstawiono na nim zasadniczą strukturę *stopnia opóźniającego* a) oraz uproszczoną konfigurację *buforu opóźniającego* b), zrealizowane w technologii mieszanej BiCMOS [236], [237].



**Rys. 153.** Prosty stopień opóźniający o napięciowo regulowanym opóźnieniu a) i jego wykorzystanie w układzie różnicowym buforu opóźniającego b)

Wstawki na schemacie *stopnia opóźniającego* (Rys. 153 a) ilustrują symbolicznie efekt regulacji opóźnienia. Dotyczy on tylko krawędzi opadającej impulsu logicznego, której przebieg czasowy uzależniony jest od procesu rozładowywania pojemności  $C_L$  prądem  $I_{CS}$  sterowanego źródła prądowego  $Q_{CS}$ .

Właściwości regulacyjne *stopnia opóźniającego*, a w konsekwencji bardziej rozbudowanych struktur pochodnych: komórki opóźniającej (*delay cell*) względnie buforu opóźniającego (*delay buffer*), opisuje *charakterystyka regulacji opóźnienia*. Stanowi ją zależność opóźnienia jednostkowego  $t_D$  od napięcia sterującego  $V_{STER}$ . Dla przyjętego rodzaju źródła prądowego (MOS) przybiera ona postać:

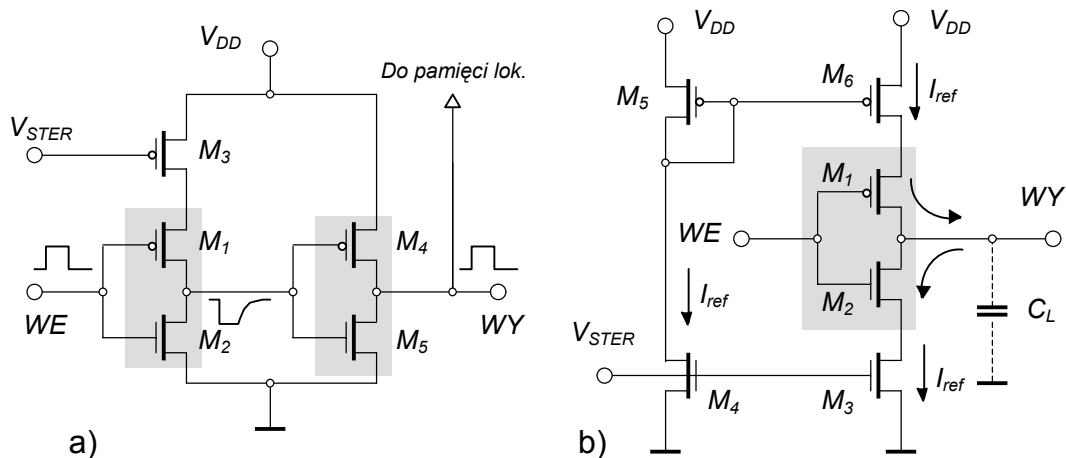
$$t_D = \frac{V_{sw} C_L}{\beta (V_{STER} - V_T)^2} \cong \frac{V_{sw} C_L}{\beta V_{STER}^2} \quad (230)$$

gdzie:  $V_T$  jest napięciem progowym tranzystora  $Q_{CS}$ , a  $\beta^*$  - globalnym parametrem wzmocnienia (*gain factor*) opisanym zależnością (164).

<sup>\*)</sup> Parametr ten w literaturze przedmiotu oznaczany jest alternatywnie symbolem  $\beta_{p,n}$  lub  $k_{p,n}$ .

Bardziej upowszechniły się realizacje oparte wyłącznie na technologii CMOS-owskiej. Na rysunku 154 przedstawiono schematy dwóch wersji układowych, których „osnową” są komplementarne inwertery statyczne.

Konfigurację a) stanowi *bufor opóźniający* wchodzący w skład złożonej komórki funkcjonalnej, oznaczonej przez projektantów symbolem TMC (*Time Memory Cell*) [238], [239]. Bufor opóźniający zawiera kaskadę dwu inwerterów komplementarnych; pierwszy ( $M_1, M_2$ ), uzupełniony sterowanym źródłem prądowym ( $M_3$ ) zapewnia możliwość regulacji opóźnienia krawędzi wiodącej impulsu, drugi natomiast ( $M_4, M_5$ ) dokonuje korekcji stromości krawędzi impulsu (ang. *deskewing*) oraz przywraca jego pierwotną polarność. Konfiguracja ta, podobnie jak omówiona uprzednio, limitując prąd ładowania pojemności  $C_L$ , umożliwia regulację opóźnienia jednego tylko zbocza impulsu, to jest regulację „jednostronną”. Łatwo też zauważyć, że drobna zmiana strukturalna układu (zastąpienie  $M_3$  jego komplementarnym odpowiednikiem i przeniesienie go do obwodu drenu  $M_2$ ) przenosi skutek regulacji na krawędź opadającą impulsu.



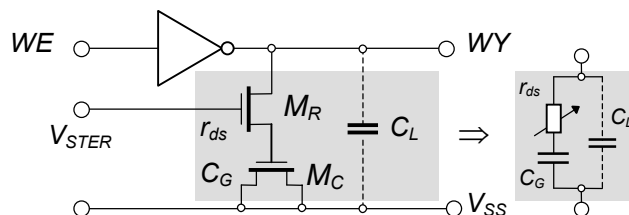
**Rys. 154.** Schematy buforów logicznych CMOS z regulacją opóźnienia propagacji  
a) konfiguracja z „jednostronną” regulacją opóźnienia impulsów  
b) konfiguracja z „dwustronną” regulacją opóźnienia impulsów

Łączne wykorzystanie obu tych możliwości regulacji znalazło wyraz w przedstawionej schematycznie na rysunku 154 b) konfiguracji inwertera logicznego, określanego powszechnie – przejętym z terminologii angielskiej – mianem *current starved inverter*<sup>\*)</sup> [240], [235], [151]. Regulacja opóźnienia krawędzi opadającej impulsu dokonywana jest tu w układzie konwencjonalnym za pośrednictwem źródła prądowego  $M_3$ . Nieco bardziej złożony jest układ regulacji opóźnienia czoła impulsu, składający się ze źródła prądowego  $M_4$  oraz zwierciadła prądowego ( $M_5$ - $M_6$ ).

Półprzewodnikowe linie opóźniające wykorzystujące omówiony wyżej sposób regulacji czasu opóźnienia stosowane są niemal wyłącznie w układach spektrometrii czasowej skrajnie krótkich interwałów czasowych. Na marginesie warto jednak odnotować inny, upowszechniony w dziedzinie techniki mikroprocesorowej, sposób regulacji [241]. Wprowadza on na wyjściu inwertera dodatkowy obwód bocznikujący pojemność obciążenia  $C_L$ . Tworzy go szeregowy układ dwóch tranzystorów MOS; pierwszy z nich pełni funkcję napięciowo sterowanej rezystancji, drugi natomiast pracuje w konfiguracji diodowej o dużej pojemności  $C_G$ .

\*) Termin ten nie ma odpowiednika w języku polskim. W wolnym tłumaczeniu, odzwierciedlającym istotną cechę tego układu, można by nadać mu nazwę „inwertera z limitowaniem prądu” obejmującą również konfiguracje z jednostronną regulacją opóźnienia.

Elementy te uwidacznia przedstawiony na rysunku 155 uproszczony schemat tego rodzaju stopnia opóźniającego, w żargonie technicznym określanego również (zapożyczonym z terminologii angielskiej) mianem „inwertera z bocznikującym kondensatorem” (*shunt capacitor inverter*) [242].

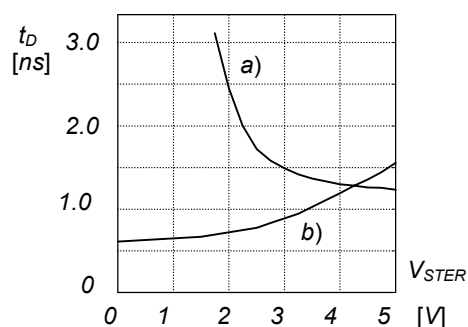


**Rys. 155.** Uproszczony schemat stopnia opóźniającego „z bocznikującym kondensatorem”

Modyfikacja obwodu obciążenia inwertera powoduje w efekcie zmiany przebiegu procesów przejściowych (ładowania i rozładowania). Ścisła analiza prowadzi do złożonych i mało przejrzystych zależności. Ograniczymy się zatem do podania zwięzłego opisu fenomenologicznego oraz graficznej prezentacji charakterystyki regulacji opóźnienia.

Zauważmy, że dla hipotetycznie ekstremalnych wartości rezystancji:  $r_{ds} \rightarrow 0$  oraz  $r_{ds} \rightarrow \infty$  obciążenie inwertera staje się czysto pojemnościowe, a determinujące je „efektywne” pojemności przyjmują odpowiednio hipotetyczne wartości graniczne ( $C_L + C_G$ ) oraz  $C_L$ . W rzeczywistym zakresie pracy tranzystora  $M_R$  obciążenie inwertera ma charakter zespolony, a o jego opóźnieniu decyduje - wyznaczająca składową urojoną - efektywna pojemność  $C_{ef}$ . Jej wartość, analogicznie jak dla przypadków hipotetycznych, zmienia się odwrotnie proporcjonalnie do zmian napięcia  $V_{STER}$ . Oczywistą już konsekwencją jest przebieg charakterystyki regulacji opóźnienia bufora wykazujący monotoniczny wzrost opóźnienia ze wzrostem napięcia  $V_{STER}$ .

Ilustruje ją rysunek 156 porównujący charakterystyki regulacji dwóch, omawianych wyżej rodzajów, buforów opóźniających [242].



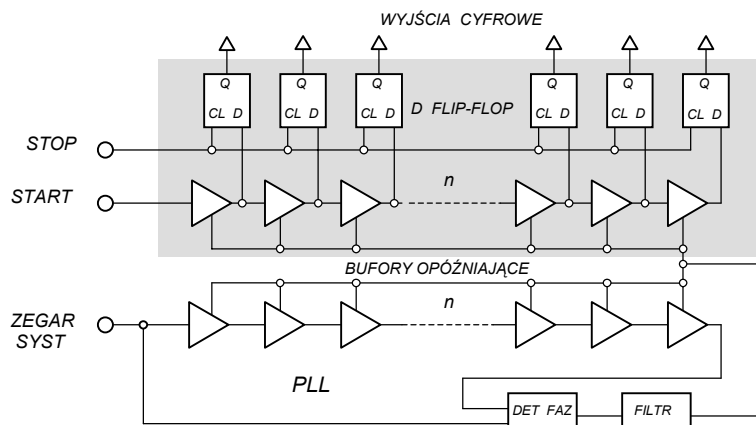
**Rys. 156.** Charakterystyki regulacji czasu opóźnienia transmisyjnego wg.[242]

- a) inwertera typu *current starved*
- b) inwertera typu *shunt capacitor*

W systemach pomiaru skrajnie krótkich interwałów czasowych wykorzystywane są z reguły buforów typu „current starved”, zawierające nadto – dla zachowania polarności opóźnionego impulsu – dodatkowy stopień inwertujący. Kojarzone są one w (otwarte lub zamknięte) łańcuchy (zwane *czasem logicznymi liniami opóźniającymi*) z odczepami, za pośrednictwem których przekazywana jest do stowarzyszonych komórek pamięci lokalnej informacja o przebiegu impulsu przez przynależny bufor.

Dla zapewnienia wymaganej wysokiej stabilności opóźnienia czasu propagacji impulsów niezbędne jest objęcie łańcuchów buforów opóźniających układem autoregulacji z referencyj-

nym wzorcem czasu. Rysunek 157 ukazuje tego rodzaju architekturę układu z otwartym łańcuchem buforów opóźniających zrealizowanego w formie struktury scalonej w technologii BiCMOS [236].



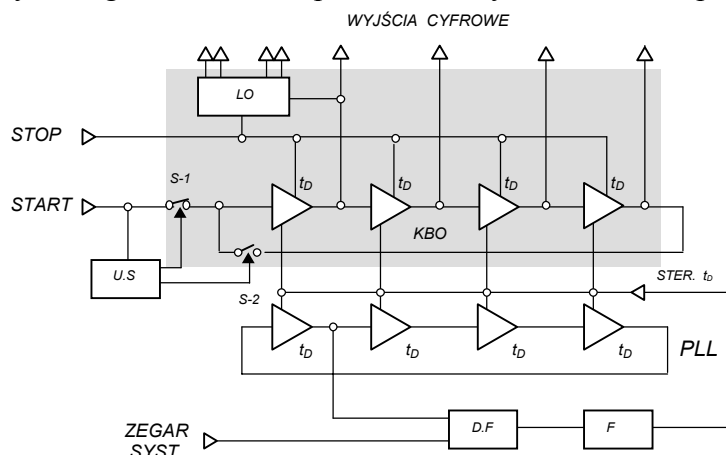
**Rys. 157.** Uproszczony schemat funkcjonalny „digitizera” interwałów czasowych na półprzewodnikowych liniach opóźniających wg. [236]

Na ciemniejszym tle uwidoczniono elementy tworzące właściwy układ pomiaru interwału czasu. Obejmuje on łańcuch buforów opóźniających oraz zespół stowarzyszonych przerzutników synchronicznych typu D. Impuls startu propagując w łańcuchu buforów przełącza stan prostych trygerów składowych kolejnych przerzutników. Jest on z kolei przenoszony na ich wyjścia  $Q$  działaniem narastającej krawędzi impulsu stopu. Końcowy stan przerzutników odwzorowuje więc (w kodzie termometrowym) wartość mierzonego interwału czasu, wyrażoną liczbą jednostkowych opóźnień. Z założenia metody opóźnienie jednostkowe, to jest opóźnienie wnoszone przez pojedynczy bufor, podlega regulacji i autostabilizacji. Utrzymywanie go na zadanej wartości zapewnia autonomiczna pętla synchronizacji fazowej PLL (Phase-Locked-Loop) [243], a mówiąc ściślej, jej pochodna wersja DLL (Delay-Locked-Loop [244], z referencyjnym wzorcem czasu (zegarem systemu).

Strukturę tego układu ilustruje dolna część schematu. Tworzą ją trzy bloki funkcjonalne: łańcuch buforów opóźniających (stanowiący wierną replikę analogicznego łańcucha w gałęzi pomiarowej), detektor fazy oraz filtr dolnoprzepustowy. W warunkach nominalnej pracy pętli suma opóźnień wszystkich buforów ( $n t_D$ ) jest równa okresowi periodycznego ciągu impulsów zegarowych  $T_Z$ . Impulsy zegarowe działające wówczas na wejściach detektora fazy, wobec ich wzajemnego przesunięcia w czasie o jeden okres, w pełni się pokrywają. Odpowiedź detektora fazy przyjmuje wartość zerową. Warunki pracy układu pozostają więc niezmiennione. Jakikolwiek czynnik destabilizujący, powodujący zmianę opóźnienia jednostkowego buforów, skutkuje odpowiednim wzajemnym przesunięciem impulsów. Detektor fazy formuje w odpowiedzi analogowy sygnał błędu o polarności zależnej od tego, który impuls porównywanej pary pojawia się na jego wejściu wcześniej. Po wygładzeniu w filtrze C-R sygnał ten oddziałuje zwrotnie (jako  $V_{STER}$ ) na bufory opóźniające, sprowadzając wartość  $t_D$  do poziomu nominalnego.

Jest on również wykorzystany do stabilizacji opóźnień buforów w „bliźniaczym” łańcuchu pomiarowym. W tym zresztą podstawowym celu był on generowany w pomocniczym obwodzie DLL. Należy wszakże podkreślić, że dopełnienie warunku ścisłej identyczności obu łańcuchów praktycznie możliwe jest tylko w przypadku realizacji układu w formie jednolitej struktury scalonej.

Nie trudno zauważyć, że zakres pomiarowy konfiguracji z „otwartym” łańcuchem buforów opóźniających wyznaczony jest liczbą buforów oraz nominalnym opóźnieniem jednostkowym. Istotne jego poszerzenie pozwala uzyskać tandem konwencjonalnego licznika binarnego i zamkniętego zwrotnie łańcucha buforów opóźniających (recyrkulacyjnej pętli pomiarowej). Idea ta została wykorzystana w wielu realizacjach praktycznych. Uproszczony schemat funkcjonalny takiego rozwiązania przedstawia rysunek 158. Impuls startowy przekazy-



**Rys. 158.** Schemat układu TDC z recyrkulacyjną pętlą pomiarową

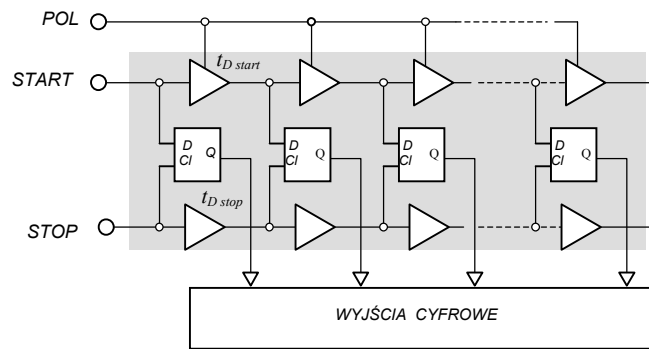
wany jest do dwóch gałęzi: pomiarowej i sterującej. Pierwszą stanowi kaskada, wyposażonych w układy przetrzymujące, buforów opóźniających (KBO) o przełączanym trybie pracy, drugą natomiast, dokonujący tych przełączeń, układ sterujący (US). Zanim propagujący impuls startowy zdąży osiągnąć wyjście kaskady, układ sterujący przełącza stan przewodzenia kluczy S-1 i S-2, rekonfigurując w efekcie **otwarty łańcuch** buforów opóźniających w **zamkniętą pętlę** oscylatora pierścieniowego, oraz blokując wejście dla kolejnych impulsów startowych. Każdy pełny obieg cyrkulujących impulsów (o okresie równym okresowi impulsów zegarowych) jest wtedy rejestrowany w stowarzyszonym liczniku (LO), zwanym potocznie licznikiem „zgrubnym” (*coarse counter*). W konwencji tej pętla pomiarowa DLL pełni funkcję licznika „drobnego” (*fine counter*), dokonującego interpolacji w obrębie okresu zegara. Wyznaczająca koniec mierzonego interwału, wiodąca krawędź impulsu stopu (podobnie jak w poprzednio omawianym układzie) „zatrzaskuje” na czas odczytu stan buforów i zatrzymuje licznik obiegów recyrkulatora. Łączny stan buforów i licznika reprezentuje cyfrowy wynik pomiaru.

**Rozdzielczość czasowa** omawianej kategorii konwerterów jest podyktowana przez wartość jednostkowego opóźnienia buforów pomiarowej pętli DLL. W większości realizacji praktycznych jest ono utrzymywane na poziomie 1 ns.

Znaczące przekroczenie tej granicy umożliwiają zaproponowane przez *Rahkonena i Kostamovaara* [244], sposoby interpolacji w interwale opóźnienia  $t_D$ , wykorzystujące w tym celu *różnicę opóźnień jednostkowych* w łańcuchach buforów opóźniających. Według tej idei opracowano dwie wersje układowe: układ z dwoma, oddzielnymi liniami opóźniającymi impulsów startu i stopu oraz układ z jedną, wspólną linią opóźniającą.

Rysunek 159 przedstawia uproszczony schemat pierwszej wersji. Wykazuje ona duże podobieństwo funkcjonalne do prostego układu z rysunku 157 z tą jednak istotną różnicą, że impuls stopu, „zatrzaszkujący” stan buforów linii pomiarowej, podawany jest za pośrednictwem drugiej linii opóźniającej, której opóźnienie jednostkowe  $t_{D\ stop}$  jest nieco mniejsze niż linii sygnału startu  $t_{D\ start}$ . Propagujący w niej szybciej impuls stopu „dogania” więc systematycznie poprzedzający go impuls startu, zrównując się z nim czołami po przejściu przez

obydwa impulsy  $N$ -tych pozycji w ich łańcuchach opóźniających. Na następnych pozycjach impuls stopu będzie „zatrząskiwał” stany spoczynkowe (zerowe) przerzutników wobec inwersji następstwa impulsów start-stop.



**Rys. 159.** Układ z interpolacją w obrębie jednostkowego opóźnienia wg [244]

Warunek przekrycia czasowego krawędzi czołowych obu impulsów (startu i stopu)

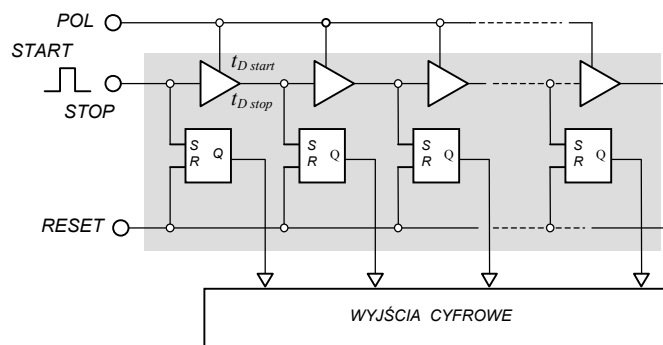
$$N t_{D start} = \Delta T + N t_{D stop} , \quad (231)$$

gdzie  $\Delta T$  oznacza długość mierzonego interwału, prowadzi do formuły

$$\Delta T = N (t_{D start} - t_{D stop}) \quad (232)$$

ukazującej *explicite* stopień kwantyzacji wielkości mierzonej.

Strukturę układu z jednym łańcuchem buforów opóźniających przedstawiono schematycznie na rysunku 160. Sygnałem wejściowym, niosącym informację o mierzonej długości czasowej, jest w tym przypadku impuls prostokątny o krawędziach przywiązanych odpowiednio do czoła znacznika startu i stopu. W linii zastosowano bufor opóźniający typu *current starved* o różnych wartościach opóźnień krawędzi narastającej  $t_{D start}$  i opadającej  $t_{D stop}$ . W szczególności  $t_{D start}$  przewyższa nieco  $t_{D stop}$ . Sygnał z odczepów linii przekazywany jest na wejścia  $S$  skojarzonych z nią przerzutników  $RS$ . Narastające jego zbocze powoduje przełączenie stanu danego przerzutnika, które jest utrzymywane aż do momentu skasowania (*RESET*).



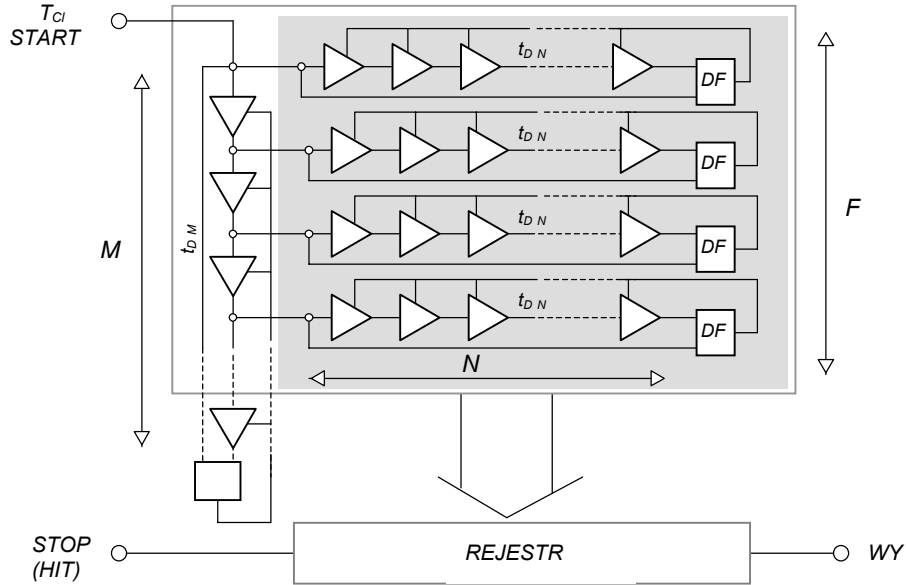
**Rys. 160.** Alternatywna wersja układu interpolacji wg [244]

Propagujący w linii impuls wejściowy, wobec różnicy opóźnień jego krawędzi, ulega stopniowemu zwężaniu – w każdym buforze o wartość różnicy opóźnień – aż do osiągnięcia



krytycznego stanu, w którym nie jest zdolny spowodować przerzutu trygera *RS*. Numer bieżący  $N$  tego trygera, podobnie jak w wersji pierwszej, określa długość mierzonego interwału jako liczbową wielokrotność różnicy ( $t_{D\ start} - t_{D\ stop}$ ).

Na zasadzie *różnicy opóźnień jednostkowych* oparte jest również bardziej zaawansowane rozwiązanie układowe *Christiansena* [245],[246]. Rysunek 161 przedstawia w uproszczeniu jego architekturę. Stanowi ono rozwinięcie pierwszej wersji układu *Rahkonena*, polegające na



**Rys. 161.** Architektura układu *TDC* według koncepcji *Christiansena* [245]

zastąpieniu układu dwóch pętli *DLL* ich matrycą. Jej szkielet tworzy  $F$  identycznych pętli zawierających po  $N$  buforów opóźniających. Wymagane przesunięcie fazowe (czasowe) w pętach pomiarowych zapewnia pomocnicza pętla *DLL* o liczbie  $M$  buforów – mniejszej od liczby buforów ( $N$ ) w łańcuchu pomiarowym. Racjonalna organizacja matrycy determinuje analogowy odpowiednik najmniej znaczącego bitu (*bin size*) –  $T_{bin}$ , a więc **rozdzielczość czasową** układu, jako różnicę jednostkowych opóźnień pętli pomocniczej  $t_{DM}$  i pomiarowej  $t_{DN}$ .

$$T_{bin} = (t_{DM} - t_{DN}) \quad (233)$$

przy czym:

$$t_{DM} = \frac{T_{Cl}}{M} \quad \text{oraz} \quad t_{DN} = \frac{T_{Cl}}{N} \quad (234)$$

zaś  $T_{Cl}$  jest okresem zegara zewnętrznego, sterującego pracą systemu.

Wielkości  $N$ ,  $M$  i  $F$  z natury swej mogą przyjmować tylko wartości całkowite, uzależnione wzajemnie poprzez oczywisty związek wyrażający czas rozdzielczy  $T_{bin}$  jako frakcję jednostkowego opóźnienia pętli pomiarowej  $t_{DN}$ .

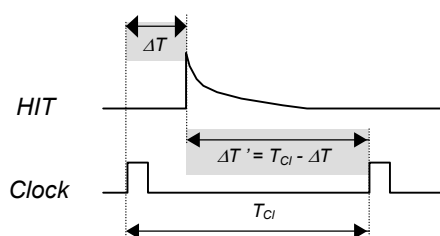
$$T_{bin} = \frac{t_{DN}}{F} \quad (235)$$

Proste działania arytmetyczne na zespole zależności (233 ÷ 235) prowadzą do warunku

$$\frac{N}{M} = \frac{F+1}{F} \quad (236)$$

Zauważmy, że tkwiąca w formule (236) formalna dowolność wyboru wartości  $N$  i  $M$  jest skrępowana zadaną wartością okresu zegara systemowego  $T_{Cl}$  oraz technicznie osiągalną oraz akceptowalną funkcjonalnie, minimalną wartością opóźnienia jednostkowego. Nadto, maksymalną liczbę buforów w linii ograniczają wymogi ich dopasowania oraz, degradujący rozdzielczość czasową, efekt drżenia.

Konwerter *Christiansena* dedykowany był do pracy w systemie pomiarów akceleratorowych, których istotną cechą jest cykliczność pomiarów jednostkowych. Warunkuje ją częstotliwość impulsów taktujących centralnego generatora sterującego zwanego potocznie *zegarem systemu*. Impulsy zegarowe, inicjujące produkcję *zdarzeń fizycznych* [231], wykorzystywane są wówczas jako jeden z sygnałów niosących informacje czasowe\*). W naturalnej sekwencji impuls startu wyprzedza wzbudzoną przezeń odpowiedź detektora, a dzielący je interwał  $\Delta T$  jest przedmiotem pomiaru. Wobec stałości okresu impulsów zegarowych ( $T_{Cl} = \text{const}$ ) pomiaru  $\Delta T$  można dokonać pośrednio, nadając odpowiedzi detektora atrybut sygnału startu, a bezpośrednio kolejny impuls zegara wykorzystując jako impuls stopu. Te alternatywne możliwości ilustruje poglądowo rysunek 162.



**Rys. 162.** Możliwe sposoby wykorzystania impulsów zegarowych jako sygnału odniesienia czasowego (START lub STOP)

W omawianym układzie impulsy zegarowe (*Clock*) pełnią funkcję impulsów startowych. Impuls stopu, informujący o momencie detekcji *zdarzenia* w punkcie pomiarowym (*HIT*), dostarczany jest natomiast przez odpowiedni kanał detekcyjny, powodując krótkotrwałe – na czas odczytu – „zamrożenie” stanu matrycy i przekazanie jej zawartości do toru dalszej obróbki.

Model demonstracyjny tego układu wykonano w formie monolitycznej struktury scalonej zrealizowanej w submikronowej ( $0.7 \mu\text{m}$ ) technologii CMOS. Matrycę buforów opóźniających skonfigurowano dla zadanej częstotliwości zegara (80 MHz) i zakresu dynamicznego ( $\sim 3 \mu\text{s}$ ) przy uwzględnieniu możliwości wybranej technologii ( $t_{D \text{ min}} \sim 400 \text{ ps}$ ), ustalając wartości znamionujących ją czynników ( $F = 4$ ,  $N = 35$ ,  $M = 28$ ). Zapewniły one utrzymanie jednostkowego opóźnienia buforów linii pomiarowych ( $N$ ) na dopuszczalnym poziomie minimalnym ( $t_{D N} = 357 \text{ ps}$ ). Dla tak zdymensjonowanej matrycy rozmiar najmniej znaczącego bitu osiągnął wartość  $LSB = 89.3 \text{ ps}$  determinując w ostatecznym efekcie teoretyczną rozdzielczość czasową  $Res_{teor}$  układu. Jest ona tożsama z błędem kwantyzacji [247] i w rozważanym przypadku wyniosła

$$Res_{teor} = \frac{LSB}{\sqrt{12}} = 25.8 \text{ ps}_{\text{RMS}} \quad (237)$$

\*) Pomiarzy tego rodzaju przyjęto w praktyce spektrometrii czasowej nazywać  *pomiarami zegarowymi* względnie  *jednodetektorowymi*, w odróżnieniu od klasycznych  *pomiarów dwudetektorowych*, gdy impuls startu oraz impuls stopu generowane są w dwu różnych detektorach promieniowania.