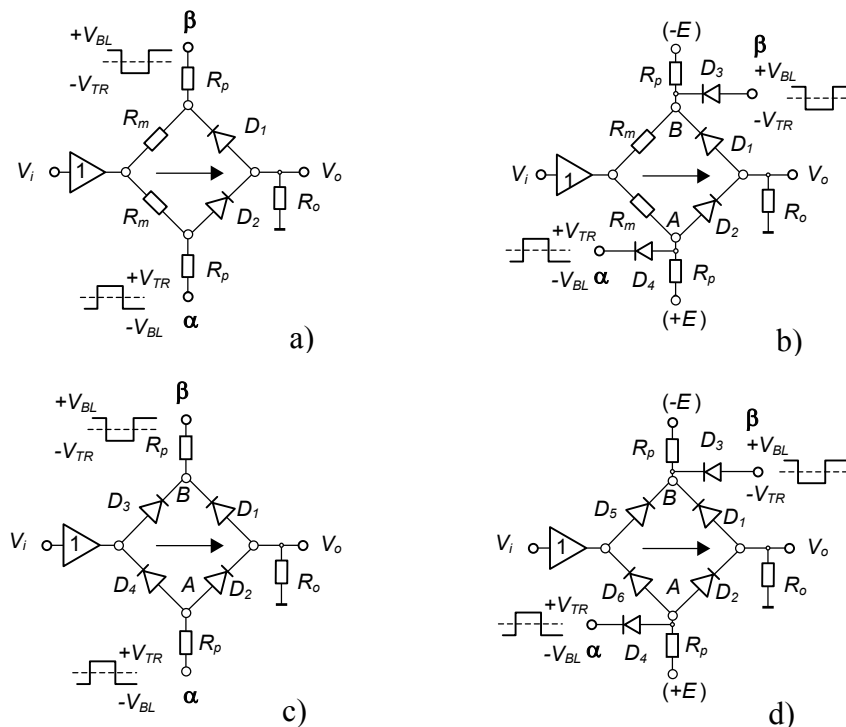


### 3.4.2.2. Liniowe bramki bipolarne.

Terminem *bramka bipolarna* określa się skrótowo układ bramkujący sygnały (impulsy) bipolarne. Tego typu bramki, opracowane dla potrzeb metrologii impulsowej, okazały się bardzo użyteczne w systemach pomiarowych spektrometrii promieniowania jądowego. Ograniczając się do ważniejszych konfiguracji wyróżnić należy **diodowe konfiguracje mostkowe** [295] oraz **układy z blokadą stopnia wzmacniającego** [160].

Rysunek 194 przedstawia schematycznie podstawowe konfiguracje diodowych bramek mostkowych. Transmisja sygnału zachodzi w nich na poziomej przekątnej mostka, natomiast na jego przekątnej pionowej działa para komplementarnych impulsów bramkujących.

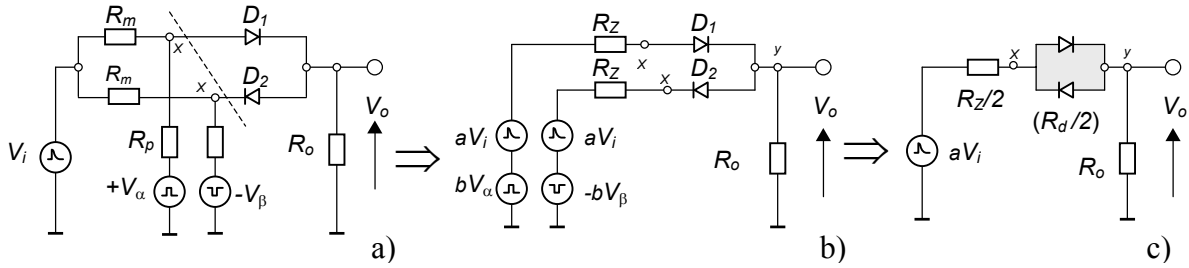


**Rys. 194.** Podstawowe konfiguracje diodowych bramek mostkowych wg [295]  
a) dwudiodowa, b,c) czterodiodowe, d) sześciiodiodowa

We wszystkich trzech przypadkach założono spoczynkowy stan wzbronienia transmisji sygnału. Warunkują go przyjęte spoczynkowe poziomy na wejściach bramkujących  $\alpha$  i  $\beta$ . Na schematach odpowiadają im poziomy podstawy impulsów bramkujących oznaczone odpowiednio symbolami  $-V_{BL}$  i  $+V_{BL}$ . Dla przejrzystości schematów pominięto na nich stopnie formowania antyfazowych par impulsów bramkujących.

Omówienia własności powyższych konfiguracji i ich porównania dokonamy na gruncie uproszczonej analizy układu **dwudiodowego**, zorientowanej na wyznaczenie zależności określających współczynniki przenoszenia bramki (otwartej i zamkniętej), oraz minimalnych wartości poziomów  $+V_{TR\ min}$  i  $-V_{BL\ min}$ . Kanwą analizy stanowią, ukazane na rysunku 195, schematy zastępcze układu. Założymy w niej dla uproszczenia iż wszystkie źródła napięciowe są źródłami idealnymi, diody o identycznych charakterystykach, a układ doskonale symetryczny.

Przyjmijmy nadto, że napięcia bramkujące wprowadzają diody alternatywnie w stan głębokiego odcięcia lub silnego przewodzenia. W obu tych stanach rezystancje dynamiczne diod z zadowalającym przybliżeniem można traktować jako elementy liniowe.



**Rys. 195.** Bramka dwudiodowa: schemat wyjściowy (a) i schematy zastępcze (b),(c).

W kontekście poczynionych założeń upraszczających zauważmy, że z nałożonego warunku pełnej symetrii układu wynika jego bardzo istotna cecha, a mianowicie **brak piedestału**, zaś przybliżenie liniowe pozwala skorzystać w analizie z zasady niezależności działań i prowadzić ją oddzielnie dla obu rodzajów sygnału.

Pierwszym krokiem w procedurze obliczeniowej jest przekształcenie struktury układu (a) do równoważnej postaci (b), zastępując – w oparciu o twierdzenie *Thevenina* [296] – obwody rozgałęzione (\$R\_p, V\_{\alpha\beta}\$, \$R\_m, V\_i\$) ekwiwalentnymi obwodami nierozgałęzionymi (\$R\_Z, aV\_i, bV\_{\alpha\beta}\$). Symbolem \$R\_Z\$ oznaczono tak zwaną *rezystancję wzierną*, t.j. rezystancję widzianą od strony obciążenia (z punktu x). Stanowi ją równoległy układ rezystancji \$R\_m\$ i \$R\_p\$.

$$R_Z = (R_m \parallel R_p) = \frac{R_m R_p}{R_m + R_p} \quad (285)$$

Znając ją możemy z kolei wyznaczyć zależności determinujące współczynniki skalujące **a** i **b**. Odwołajmy się zatem do oczywistego warunku identyczności poziomów sygnałów w punktach x obu układów (a) i (b). Oznaczone odpowiednio symbolami \$V\_{ix}\$ oraz \$V\_{ix}^\*\$, przybierają one postać zależności

$$V_{ix} = V_i \frac{R_p (R_d + 2R_o)}{R_m (R_d + R_p + 2R_o) + R_p (R_d + 2R_o)} \quad (286)$$

$$V_{ix}^* = (aV_i) \frac{R_d + 2R_o}{R_Z + R_d + 2R_o} = (aV_i) \frac{(R_m + R_p) (R_d + 2R_o)}{R_m R_p + (R_d + 2R_o) (R_m + R_p)} \quad (287)$$

w których \$R\_d\$ oznacza rezystancję diody. Kładąc zatem warunek \$V\_{ix} = V\_{ix}^\*\$, po wykonaniu prostych przekształceń otrzymujemy

$$a = \frac{R_p}{R_m + R_p} \quad (288)$$

Analogiczna procedura odniesiona względem sygnałów bramkujących daje w ostatecznym rezultacie wyrażenie określające współczynnik **b**.

$$b = \frac{R_p}{R_m + R_p} \quad (289)$$

Wobec pełnej symetrii układu jego schemat zastępczy można jeszcze bardziej uprościć, sprowadzając go do formy przedstawionej na rysunku 195 (c). Dla tak zredukowanej konfiguracji relacja między napięciem wejściowym  $V_i$  a wyjściowym  $V_o$  dana jest więc zależnością

$$V_o = \left\{ a \frac{R_o}{[(R_z + R_d)/2] + R_o} \right\} V_i \quad (290)$$

Człon objęty wiasami reprezentuje *współczynnik przenoszenia* bramki. Jak ukazuje wyprowadzona formuła, wartość jego zależy od rezystancji diod  $R_d$  o skrajnych wartościach  $(R_d)_{ON}$  i  $(R_d)_{OFF}$ ; uwarunkowanych poziomem sygnału bramkującego. Uwzględnienie stanu pracy bramki oraz związku (288) w ogólnej zależności (290) modyfikuje ją do postaci

$$K_{OFF}^{ON} = \frac{R_p}{R_m + R_p} \frac{R_o}{\frac{R_m R_p}{2(R_m + R_p)} + R_o + \frac{(R_d)_{OFF}^{ON}}{2}} \quad (291)$$

Elementarna inspekcja wyprowadzonej formuły pokazuje, że współczynnik przenoszenia bramki osiąga swą asymptotyczną wartość ( $K_{AS}=1$ ) w trzech, nie realizowalnych praktycznie, przypadkach ekstremalnych:

- a) gdy  $R_o \rightarrow \infty$ , b) gdy  $R_p \rightarrow \infty$  oraz c) gdy  $R_m \rightarrow 0$ .

Sygnalizują one wszelako drogi do osiągnięcia możliwie najwyższej, realnej wartości współczynnika  $K$ . W tym względzie istnieją istotne ograniczenia układowe i funkcjonalne. Po pierwsze, wysoka wartość  $R_p$  pociąga za sobą konieczność odpowiedniego podwyższenia napięcia bramkującego. Po wtóre ze wzrostem rezystancji obciążenia  $R_o$  wiąże się szkodliwy wzrost stałej czasowej obwodu wyjściowego. Po trzecie wreszcie, drastyczna redukcja wartości  $R_m$  powoduje wzrost obciążenia źródeł sygnału bramkującego, zwiększając zarazem jego atenuację w gałęzi  $R_p$ - $R_m$ . W praktyce przyjmuje się więc wartości dobierane na drodze empirycznej, dla których współczynnik przenoszenia z reguły nie przekracza wartości  $K=0.5$ .

W uzupełnieniu dyskusji dodajmy, że w hipotetycznym przypadku diody idealnej, dla której  $(R_d)_{ON}=0$ , a  $(R_d)_{OFF}=\infty$  przynależne współczynniki przenoszenia osiągnęłyby wartości

$$K_{ON}^{id} = \frac{R_p R_o}{(R_m + R_p) \left[ R_o + \frac{R_m R_p}{2(R_m + R_p)} \right]}, \quad K_{OFF}^{id} = 0 \quad (292)$$

Zakres dynamiczny bramki diodowej w sposób oczywisty zależy od poziomu impulsów bramkujących. Dla ilościowego powiązania tych wielkości posłużymy się schematem zastępczym (b) z rysunku 195. Rozważmy wpieryw przypadek bramki otwartej, gdy diody  $D_1$  i  $D_2$  przewodzą. Jak łatwo zauważyć, informacyjny sygnał wejściowy, superponując z sygnałem bramkującym, powoduje wzrost prądu w jednej gałęzi transmisyjnej przy równoczesnej jego redukcji w drugiej, modyfikując tym samym stan przewodzenia diod. W granicznym przypadku zubożona prądowo gałąź może zostać zupełnie odcięta. Odnosząc taką sytuację do powołanego schematu zastępczego, w stanie odcięcia znajdzie się gałąź z diodą  $D_2$ . Spadek napięcia na rezystancji obciążenia  $R_o$  jest wówczas równy sumie napięć działających na wejściu blokowanego obwodu.

Ten graniczny stan opisuje równanie

$$\frac{R_o}{R_o + R_Z + R_{dON}} (aV_i + bV_{TR}) = aV_i - bV_{TR} \quad (293)$$

dające po uporządkowaniu wyznaczaną zależność  $V_{TR} = f(V_i)$ . Obliczona według (293) wartość  $V_{TR}$  nie zapewnia prawidłowej pracy bramki w pełnym, nominalnym zakresie napięcia  $V_i$ . Jest ona zatem korygowana współczynnikiem empirycznym  $\xi \cong 1.25$ . Uwzględnienie tej poprawki prowadzi do formuły kryterialnej

$$V_{TR \min} \cong \xi \frac{R_p}{R_m} \frac{R_Z + R_{dON}}{R_Z + R_{dON} R_o} V_i \quad (294)$$

Identyczna procedura pozwala określić minimalną wartość poziomu sygnału  $V_{BL \min}$ , zapewniającą utrzymanie obu diod ( $D_1$  i  $D_2$ ) w stanie odcięcia w pełnym zakresie dynamiki sygnału informacyjnego  $V_i$ . W tym przypadku skorzystamy również z równania (293) zastępując w nim  $R_{dON}$  przez  $R_{dOFF}$  oraz  $V_{TR}$  przez  $V_{BL}$ . Uwzględniając nadto wzajemną relację wartości rezystancji w mianowniku ułamka tego równania:  $R_{dOFF} \gg (R_Z + R_o)$ , oraz wprowadzając 25-procentowy *współczynnik bezpieczeństwa* otrzymujemy ostatecznie zależność (295) determinującą poziom zaporowej polaryzacji mostka  $V_{BL \min}$

$$V_{BL \min} \cong \xi \frac{R_p}{R_m} V_i \quad (295)$$

Niedostatki bramki dwudiodowej w pewnym stopniu wyeliminowano w konfiguracji **czterodiodowej**. Na rysunku 194 przedstawiono jej dwie wersje układowe (b) i (c). W obu odmianach osiągnięto zwiększenie wartości współczynnika przenoszenia poprzez efektywną redukcję wartości rezystancji  $R_m$ . W pierwszej z nich gałęzie rezystywne  $R_p$  zabocznikowano obwodami diod ( $D_3$  i  $D_4$ ), kotwiczących punkty węzłowe mostka ( $A$  i  $B$ ) na zadanych poziomach sygnału bramkującego; na pierwotne zaciski wejściowe wprowadzono natomiast „sztywne” napięcie polaryzujące ( $\pm E$ ).

W stanie wyczekiwania diody  $D_1$  i  $D_2$ , zgodnie z założeniem, blokowane są odpowiednio spoczynkowymi poziomami ( $+V_{BL}$  i  $-V_{BL}$ ) sygnału bramkującego. (Bramka utrzymywana jest wówczas w stanie zamknięcia). Wymuszona zewnętrznym sygnałem bramkującym zmiana tych poziomów odcina obydwie diody kotwiczące. W tej sytuacji diody mostka polaryzowane są napięciem ( $\pm E$ ) w kierunku przewodzenia i bramka zostaje otwarta.

Zmodyfikowany sposób sterowania bramki, eliminuje efekt attenuacji sygnałów sterujących na dzielniku  $R_p$ - $R_m$ . Dzięki temu zezwala na stosowanie mniejszych wartości rezystancji  $R_m$ , a w konsekwencji umożliwia uzyskanie większej wartości współczynnika przenoszenia. Dla zapewnienia pracy diod  $D_3$  i  $D_4$  w trybie diod poziomujących  $R_m$  musi przybierać wartości znacząco większe od rezystancji diody przewodzącej  $R_{dON}$ , czyli spełniać warunek

$$R_{m \min} \gg R_{dON} \quad (296)$$

W realizacjach na diodach próżniowych lokuje on wartość  $R_{m \min}$  na poziomie 10 k $\Omega$ , natomiast w technice półprzewodnikowej poniżej 1 k $\Omega$ . Nie jest to wyłączny warunek nakładany na wartość  $R_{m \min}$ . Nadal w mocy pozostaje jej uzależnienie od dopuszczalnej obciążalności źródeł sygnałów. Prócz wymienionych *explicite* uwarunkowań należy dobrać wartości napięć  $V_{BL \min}$ ,  $V_{TR \min}$  i  $E_{\min}$ , stosownie do wymagań odcięcia względnie przewodzenia diod w fazach zamknięcia i otwarcia bramki.

Wyrażają je zależności

$$V_{BL\min} = K_{ON} V_{i\max} \quad (297)$$

$$E_{\min} \cong \frac{R_p}{R_m} \frac{R_Z + R_{d\ ON}}{R_Z + R_{d\ ON} R_o} V_{i\max} \quad (298)$$

$$V_{TR\min} = \frac{R_p}{R_m + R_p} V_{i\max} - \frac{R_m}{R_m + R_p} E_{\min} \quad (299)$$

Ostatnia formuła wyraża dwa warunki: blokowania diod transmisyjnych mostka ( $D_1$  i  $D_2$ ), oraz przewodzenia diod poziomujących ( $D_3$  i  $D_4$ ) wymuszającego stan zamknięcia bramki.

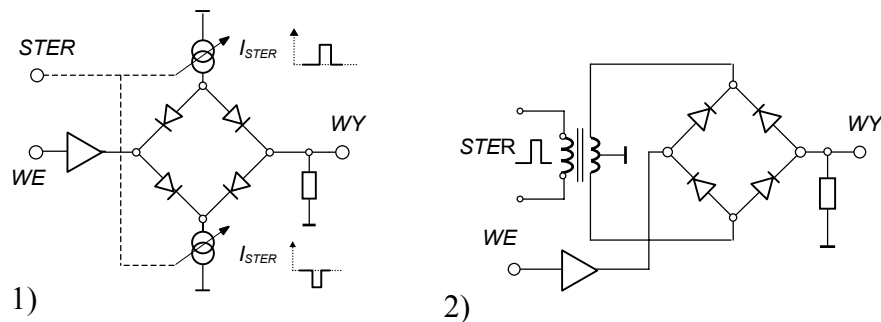
W stanie przewodzenia bramki, gdy obwody sterowania izolowane są od mostka przez blokowane diody  $D_3, D_4$ , struktura toru transmisyjnego bramki czterodiodowej jest taka sama jak w przypadku bramki dwudiodowej. Identyczną formułą (291) opisany jest więc jej współczynnik przenoszenia  $K_{ON}$ . W alternatywnym stanie bramki, wobec przewodzenia diod kotwiczących, źródła sygnałów - informacyjnego i bramkującego - połączone są wzajemnie niskimi rezystancjami  $R_{d\ ON}$ . Wymagane są zatem dostatecznie duże wydajności prądowe obu tych źródeł.

Zastąpienie w konfiguracji dwudiodowej (a) rezystorów  $R_n$  parą diod ( $D_3, D_4$ ), włączonych zgodnie z orientacją diod ( $D_1$  i  $D_2$ ), daje drugą wersję bramki czterodiodowej (c). Korygując, stosownie do dokonanej zmiany, formułę (291) przybierze ona obecnie postać

$$K_{OFF}^{ON} = \frac{R_p}{(R_d)_{OFF}^{ON} + R_p} \frac{R_o}{\frac{(R_d)_{OFF}^{ON} R_p}{2[(R_d)_{OFF}^{ON} + R_p]} + R_o + \frac{(R_d)_{OFF}^{ON}}{2}} \quad (300)$$

dokumentującą dalszy, niewielki w stosunku do pierwszej wersji czterodiodowej wzrost wartości współczynnika przenoszenia. Dodajmy, że w obu tych konfiguracjach jest on bardzo bliski jedności. Tę znikomą praktycznie poprawę okupiono większą wrażliwością na nierównowagę oraz nadmierny wzrost minimalnej wartości  $V_{TR}$ . Warunek zamknięcia bramki w pełnym zakresie dynamicznym żąda natomiast aby  $|V_{BL\min}| \geq V_{i\max}$ .

Na marginesie analizy bramek czterodiodowych wypada odnotować układy pochodne różniące się od konfiguracji (c) jedynie sposobem sterowania. Ilustruje je schematycznie rysunek 196, ukazujący dwie możliwe odmiany: (1) z komutowanymi źródłami prądowymi (np. [297]), oraz (2) ze sterowaniem transformatorowym (np. [288]).



Rys. 196. Pochodne konfiguracje czterodiodowych bramek mostkowych

Dyskutowane uprzednio odmiany (b) i (c) bramki czterodiodowej stworzyły bazę do syntezy układu wykorzystującego zalety obu wersji, a nie obciążonego ich niedostatkami. Tak właśnie, łączne wprowadzenie obu modyfikacji do podstawowej struktury dwudiodowej daje w efekcie układ **bramki sześciiodiodowej**. Jej uproszczony schemat przedstawiono na rysunku 194 (d). Analogiczne jak uprzednio procedury obliczeniowe pozwalają wyznaczyć minimalne wartości poziomów sterujących  $V_{BL\ min}$ ,  $V_{TR\ min}$ ,  $E_{\min}$ , oraz współczynnika przenoszenia bramki  $K_{ON}$ . Wynoszą one odpowiednio

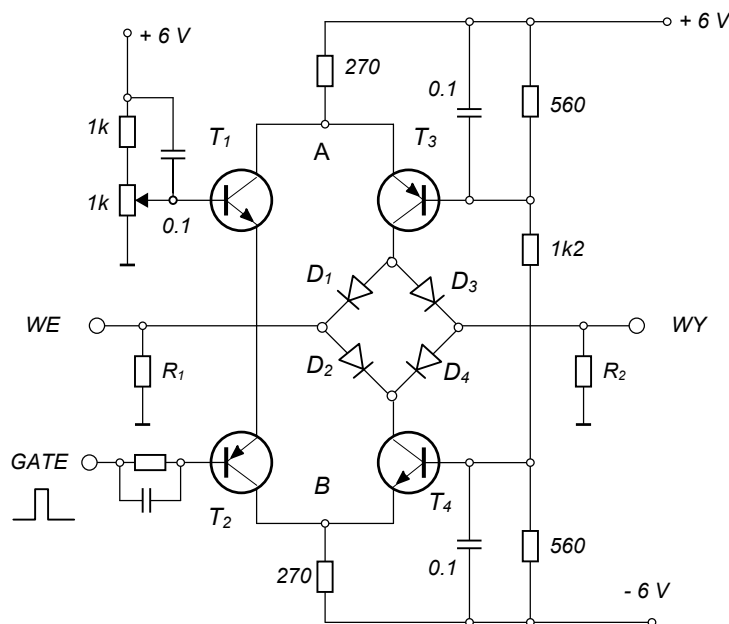
$$V_{BL\ min} = V_{TR\ min} = V_{i\ max} \quad (301)$$

$$E_{\min} = V_{i\ max} \left( 2 + \frac{R_p}{R_o} \right) \quad (302)$$

$$K_{ON} = \left[ 1 + \frac{R_{d\ ON}}{2R_o} \left( 1 + \frac{R_p}{R_p + R_{d\ ON}} \right) \right]^{-1} \quad (303)$$

Realistyczne rozwiązania układowe zakładają, że rezystancje  $R_p$  i  $R_o$  są wiele większe od rezystancji diody w stanie jej przewodzenia  $R_{d\ ON}$ . Współczynnik przenoszenia  $K_{ON}$  przyjmuje wówczas wartość bardzo bliską jedności.

Ogólne rozważania zilustrujemy wybranymi przykładami praktycznych realizacji. Na rysunku 197 przedstawiono schemat prostej (pasywnej) bramki z mostkiem czterodiodowym, stanowiącej jeden z bloków funkcjonalnych złożonej **bramki aktywnej** [297].



**Rys. 197.** Schemat ideowy bramki mostkowej sterowanej źródłami prądowymi

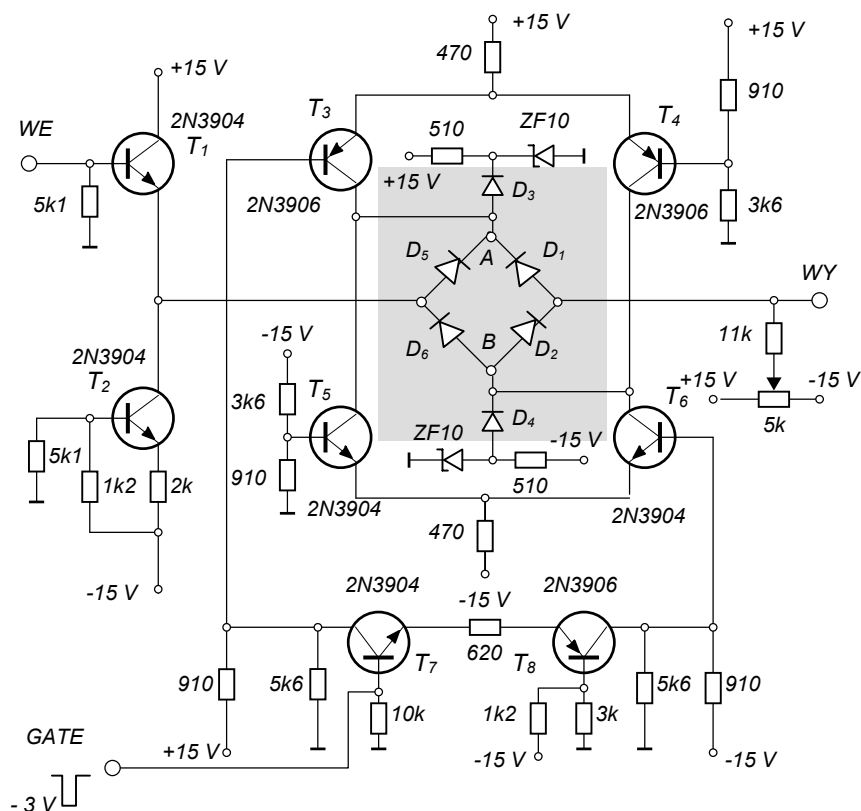
W układzie tym tranzystory  $T_3$  i  $T_4$  pełnią funkcje źródeł prądowych kluczowanych działaniem „aktywnej zwory”, którą tworzy gałąź drugiej pary tranzystorów  $T_1$  i  $T_2$ . W stanie oczekiwania tranzystory  $T_1$  i  $T_2$  utrzymywane są w nasyceniu, powodując efektywne zwarcie punktów węzłowych  $A$  i  $B$  układu. Wobec symetrii struktury oraz napięć zasilających ( $\pm 6\text{ V}$ ) spoczynkowy potencjał tych punktów zostaje praktycznie sprowadzony do zerowego poziomu

masy układu. Wymuszony rozkład potencjałów w gałęzi źródeł prądowych skutkuje odcięciem obu tranzystorów  $T_3$  i  $T_4$ , równoznacznym z wyłączeniem prądów polaryzujących mostek diodowy. Tym samym tor transmisji sygnału informacyjnego pozostaje przerwany – a bramka zamknięta.

Dodatni, wejściowy impuls bramkujący przełącza bramkę w jej stan alternatywny. Blokuje on gałąź ( $T_1$ - $T_2$ ) w wyniku czego zwora zostaje zdjęta a tranzystory  $T_3$  i  $T_4$  zostają przełączone w ich aktywny tryb pracy jako źródeł prądowych. Ich prąd ustala punkty pracy diod mostka warunkujące stan przewodzenia bramki.

W układzie bramki zastosowano elementy składowe zaliczane do kategorii tzw. szybkiej elektroniki (tranzystory o  $f_T = 1.3$  GHz, diody Schottky'ego). Piedostał oraz amplitudy procesów przejściowych towarzyszących przełączaniu bramki, określone dla impulsu sterującego o amplitudzie 1V i czasach narastania/opadania  $t_n = t_o < 1$  ns, wyniosły odpowiednio 50 i 450 mV. Przesłuch przy poziomie sygnału informacyjnego 400 mV sięgał wartości aż 80 mV<sub>p-p</sub>.

Rysunek 198 przedstawia z kolei pełny schemat ideowy bramki sześciiodowej w realizacji H.J. Schustera [298]. Jądro układu stanowi nieco zmodyfikowana struktura (d) z rysunku 194.



**Rys. 198.** Schemat ideowy bramki sześciiodowej według Schustera [298]

W odróżnieniu od prawzoru w konfiguracji tej diody zewnętrzne ( $D_3, D_4$ ) kotwiczone są na stałych potencjałach, ustalonych przez lokalne stabilizatory parametryczne na diodach Zenera (ZP 10), sygnały sterujące podawane są natomiast wprost na mostek diodowy ( $D_1, D_2, D_5, D_6$ ). Formowanie wymaganej przeciwsojnej pary standardowych impulsów o zadanych poziomach następuje w układzie komplementarnych stopni różnicowych ( $T_3$ - $T_4$ ), ( $T_5$ - $T_6$ ) i przełącznika ich stanu przewodzenia ( $T_7$ - $T_8$ ), sterowanego zewnętrznym impulsem bramkującym. Układ dopełniają wejściowy wtórnik kaskodowy ( $T_1, T_2$ ) oraz potencjometryczny obwód kompensacji nierównoważenia.

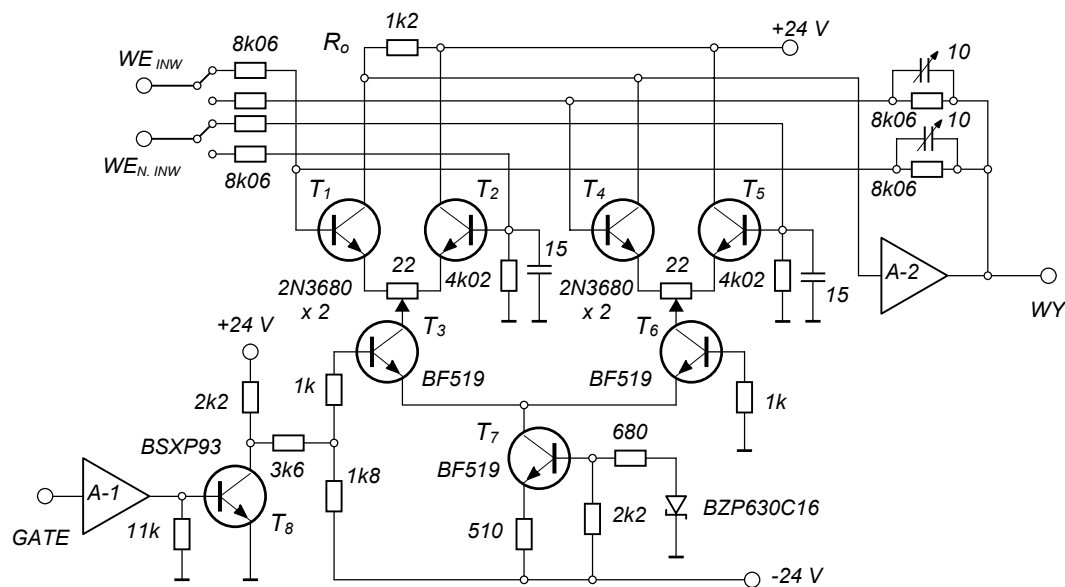
Szczegóły działania zmodyfikowanej konfiguracji objaśnimy opisem funkcjonalnym. - Tak więc, w stanie wyczekiwania tranzystory  $T_7$  i  $T_8$  przewodzą. Potencjały na ich kolektorach przyjmują wówczas wartości, wymuszające przewodzenie sprzężonych z nimi tranzystorów  $T_3$  i  $T_6$ , a odcięcie (tworzących z nimi pary różnicowe) tranzystorów  $T_4$  i  $T_5$ . W stan przewodzenia w prostej konsekwencji zostają wprowadzone również diody ( $D_3, D_4$ ), kotwiczące punkty węzłowe ( $A$  i  $B$ ) mostka diodowego ( $D_1, D_2, D_5, D_6$ ) na potencjałach przynależnych stabilizatorów zenerowskich. Te z kolei polaryzują zaporowo mostek i przerywają tor transmisji sygnału informacyjnego.

- Podany na bazę tranzystora  $T_7$ , wejściowy (ujemny) impuls bramkujący przerywa przewodzenie gałęzi ( $T_7 - T_8$ ). Związane z tym zmiany potencjałów kolektorowych przenoszone są na bazy tranzystorów  $T_3$  i  $T_6$  przełączając stan przewodzenia obu stopni różnicowych. W nowych warunkach mostek diodowy polaryzowany jest więc w kierunku przewodzenia za pośrednictwem uaktywnionych obecnie tranzystorów  $T_4$  i  $T_5$ . Bramka zostaje otwarta.

Według danych Autora, wartości parametrów znamionowych wynosiły:

- przesłuch  $\div 1\%$ ,
- piedestał  $\div$  regulowany do zera,
- amplitudy procesów przejściowych związanych z przełączaniem bramki  $\div 30$  mV.

Drugą kategorię bramek impulsów bipolarnych, opartych na blokowaniu stopnia wzmacniającego, zilustrujemy przykładem rozwiązania opartego na koncepcji *E. Fairsteina*, a zrealizowanego praktycznie przez *A. Battistę* [299]. Na rysunku 199 przedstawiono uproszczony schemat układu wzorowanego na tej konfiguracji, produkowanego przez ZZUJ „Polon” w formie bloku systemu „CAMAC” [300]



Rys. 199. Uproszczony schemat ideowy liniowej bramki transmisyjnej 1105

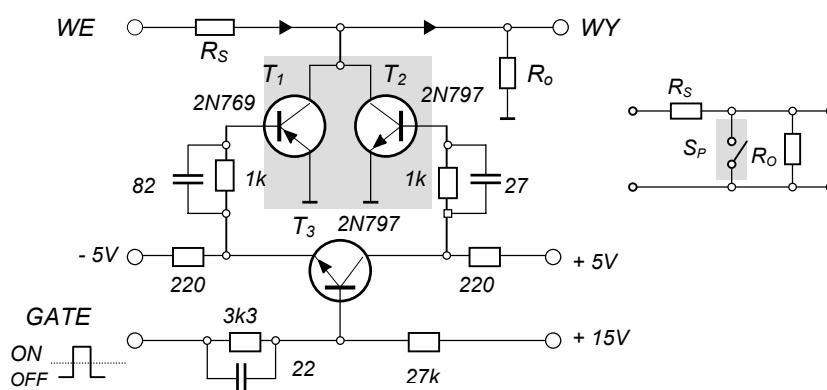
Układ stanowi specjalizowany wzmacniacz operacyjny z przełączaną parą identycznych, różnicowych stopni wejściowych objętych odrębnymi pętlami sprzężenia zwrotnego. Pierwszy z nich ( $T_1, T_2, T_3$ ) zwany „stopniem sygnałowym” (*signal stage*) przekazuje sygnał do wzmacniacza głównego  $A-2$  w **stanie otwarcia bramki**. W alternatywnym przypadku, to jest w **stanie zamknięcia bramki** w jego miejsce włączany jest bliźniaczy stopień bezsygnałowy ( $T_4, T_5, T_6$ ), określany mianem „stopnia biegu jałowego” (*stand-by stage*). Obydwa stopnie pracują na wspólną rezystancję obciążenia  $R_o$ . Są one przełączane na drodze komutacji źródeł



prądowych w ich obwodach emiterowych w układzie, w którym źródła te wspólnie z dodatkowym źródłem  $T_7$  tworzą nadrzędną dwójkę symetryczną sterowaną sygnałem bramkującym. Przy wiernym zachowaniu identyczności obu stopni różnicowych chwilowe wartości zmian ich prądów w trakcie przełączania wzajemnie się kompensują, nie dopuszczając w efekcie do powstawania przepięć oraz piedestału. Stałoprądowy tor sygnału bramkującego ( $A-1, T_8$ ) zapewnia możliwość stosowania dowolnie długich interwałów otwarcia (zamknięcia) bramki. Bramka jest nadto wyposażona w przełączniki przedwyboru spoczynkowego stanu bramki (ON/OFF) oraz polarności impulsu wyjściowego (INV / NON INV).

Dane katalogowe omawianej realizacji fabrycznej [300] determinują piedestał na poziomie poniżej 40 mV (tj. 0.4% zakresu przenoszonych impulsów) zaś przesłuch poniżej 50 mV. Są to wartości gwarantowane w eksploatacji długoterminowej, uwarunkowane stabilnością układu. W oryginalnej wersji laboratoryjnej [299] osiągnięto znacznie lepsze rezultaty, a mianowicie: • piedestał  $\div 0$ , • przesłuch  $\div 5$  mV.

Na zakończenie przeglądu praktycznych realizacji bramek bipolarnych powróćmy do powoływanego wcześniej (w rozdz.3.3.2.2) układu bramki równoległej. Dla komfortu percepcji opisu na rysunku 200 powtórzono w nieznacznie zmienionej formie jej schemat ideowy oraz ogólny schemat zastępczy.



**Rys. 200.** Schemat bipolarnej bramki równoległej [229]

W charakterze klucza  $S_P$ , zwierającego do masy tor transmisji sygnału informacyjnego, zastosowano tu równoległą parę tranzystorów komplementarnych  $T_1$  i  $T_2$ . Pełnią one funkcję sterowanych wentyli zwrotnych, odpowiednio dla impulsów polarności dodatniej ( $T_2$ ) i ujemnej ( $T_1$ ). Są one przełączane działaniem **prostego stopnia symetryzującego** ( $T_3$ ), wymuszonym przez wejściowy impuls bramkujący, przyjmując alternatywne stany: odcięcia – dla bramki otwartej, oraz nasycenia – dla bramki zamkniętej.

Charakterystyczną cechą bramek równoległych jest przeciwstawna zależność dwóch podstawowych parametrów znamionowych, to jest przesłuchu i piedestału, od wartości rezystancji szeregowej  $R_S$ . Stąd też, zależnie od wymagań konkretnej aplikacji bramki, wartość  $R_S$  dobierana jest na drodze kompromisu. Tak na przykład, w typowym przypadku prostej bramki równoległej [290] dla  $R_S = R_o = 1k\Omega$  i dynamice impulsów wejściowych rzędu 5 V przesłuch i piedestał kształtują się odpowiednio na poziomie 1% i 2% (tj. 50 i 100 mV)!

### 3.5. Ekstrakcja informacji o rodzaju promieniowania.

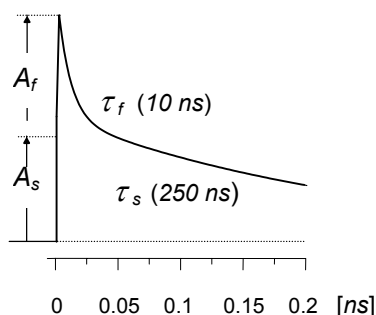
Odpowiedź detektora, jako produkt interakcji promieniowania z medium detekcyjnym, zależy w ogólności (w wymiarze jej wszystkich parametrów deskryptywnych) zarówno od charakterystycznych cech promieniowania jak i własności jego receptora. Formalnie jawi się zatem możliwość realizacji systemu **identyfikacji** rodzaju promieniowania. Efektem jej praktycznego wykorzystania są dwie grupy metod identyfikacyjnych

- 1) Metody identyfikacji według kształtu impulsów
- 2) Zasięgowe metody teleskopowe

Układy pomiarowe należące do pierwszej grupy zwane są **dyskryminatorami według kształtu** i oznaczane powszechnie, zaczerpniętym z terminologii anglosaskiej, skrótem PSD (*Pulse Shape Discriminator*). Nazwę **identyfikatory cząstek** (*Particle Identifier*) związano natomiast z urządzeniami pracującymi według metod zasięgowych.

#### 3.5.1. Układy dyskryminatorów impulsów według kształtu.

Początki tej techniki rozpoznawania rodzaju promieniowania wyznacza praca Wilkinsona [301]. Przedmiotem jej było oryginalne rozwiązanie układu detekcji kierunkoczułej, oparte na koncepcji scyntylatora złożonego (*Multiple Phosphor*)\*). Strukturę takiego scyntylatora, tworzy – w najprostszym przypadku – kaskada dwu scyntylatorów o różnych własnościach fizycznych i parametrach technicznych, a w szczególności o istotnie różnych stałych czasowych wyświelania. Odpowiedź scyntylatora złożonego zawiera w konsekwencji dwie składowe: szybką ( $\tau_f$ ) i wolną ( $\tau_s$ ). Jej kształt, ukazany na rysunku 201, replikowany jest przez prądowy impuls wyjściowy fotopowielacza. Odpowiada on przypadkowi poosiowego (w sto-



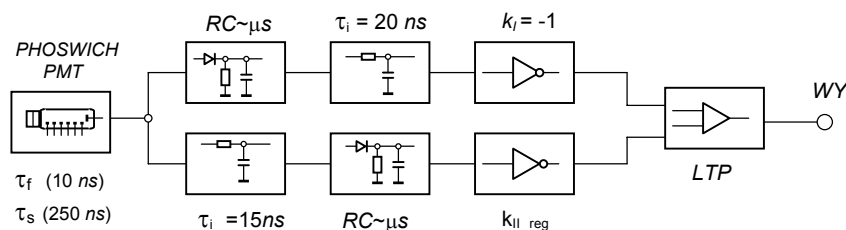
**Rys. 201.** Przykładowy przebieg odpowiedzi scyntylatora złożonego

sunku do detektora scyntylacyjnego) kierunku promieniowania, gdy trajektoria cząstki wzbudzającej przebiega poprzez obydwa scyntylatory składowe. Odpowiedź „wolnego” scyntylatora stanowi wówczas piedestał, na którym osadzony jest smukły impuls (*fast spike*) generowany w scyntylatorze „szybkim”.

Odpowiednie przetworzenie uzyskanego sygnału pozwala wyodrębnić i porównać obie jego komponenty i uformować sygnał akceptacji względnie wzbronienia rejestracji danego zdarzenia. Na rysunku 202 przedstawiono poglądowy schemat blokowy układu *Wilkinsona*, realizującego takie zadanie. Funkcje poszczególnych bloków układu zilustrowano uproszczonymi – zawartymi w odnośnych ramkach schematowych – mikroschematami. W uzupełnieniu zamieszczono również, istotne dla zrozumienia działania układu, dane techniczne.

\*) Według propozycji Autora określane mianem „phoswich” (*phosphor sandwich*)

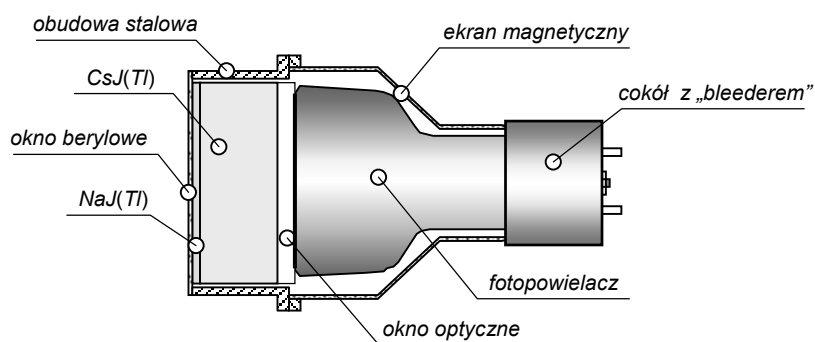
Strukturę układu tworzą dwie równoległe gałęzie – górna i dolna, zawierające niemal identyczne, połączone w nieco zmienionej kolejności, bloki funkcjonalne. Są nimi: pełniący funk-



**Rys. 202.** Schemat blokowy układu PSD wg *Wilkinsona* [301]

cję detektora szczytu [155]układ wydłużający (*stretcher*), filtr dolnoprzepustowy (*integrator*), oraz wzmacniacz inwertujący. W torze górnym formowany jest standaryzowany w czasie impuls o pełnej (sumowej) amplitudzie, natomiast w torze dolnym – wobec stłumienia składowej „szybkiej” działaniem filtru dolnoprzepustowego – tylko jego składowa „wolna”. Po odpowiednim wzmocnieniu sygnały wyjściowe obu torów porównywane są w stopniu LTP (*long tailed pair*). Rezultat porównania w oczywisty sposób zależy od kierunku promieniowania.

Literatura przedmiotu podaje wiele innych aplikacji metody *Wilkinsona*. Dla dostrzeżenia ich różnorodności wystarczy wskazać choćby na dwie publikacje (*Nagy i Rázgi* [302] oraz *Hiramoto i Tanaki* [303]), dotyczące implementacji omawianej metody pomiarowej w skrajnie odległych dziedzinach nauki. Szeroki zakres praktycznych zastosowań w znacznej mierze wynikał z możliwości syntezy scyntylatora złożonego o celowo formowanych własnościach. Scyntylatory takie, na wczesnym etapie ich upowszechnienia, wykonywano samodzielnie dla potrzeb prowadzonego eksperymentu; później podjęto ich produkcję seryjną w formie standardowych scyntybloków<sup>\*)</sup> [304], [261]. Na rysunku 203 przedstawiono poglądowo szkic tego typu detektora dedykowanego do pomiarów niskoenergetycznego promieniowania X na wysokoenergetycznym tle gamma.



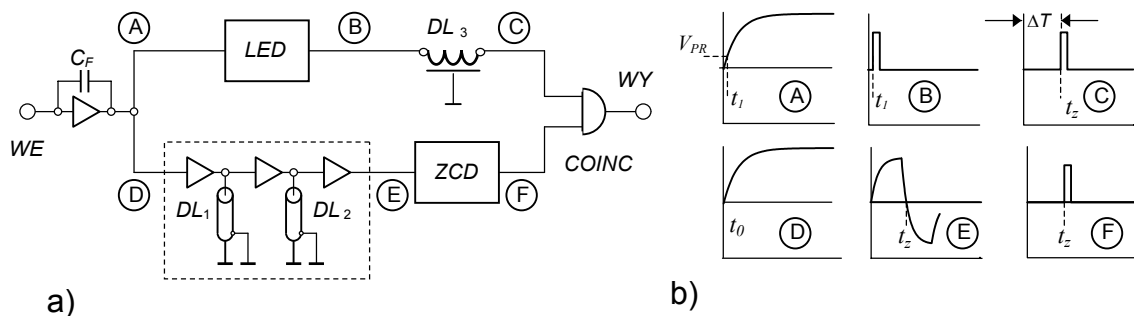
**Rys. 203.** Konstrukcja detektora PHOSWICH – NaJ(Tl)+CsJ(Tl) wg [304]

Podobnie przebiegała droga rozwojowa stowarzyszonych układów elektronicznych. Dobrą ilustracją poszukiwań optymalnych rozwiązań w tym zakresie (zorientowanych n.b. na potrzeby eksperymentów kosmicznych) jest publikacja *S. Wilsona* i współpracowników [305]. Spośród zaproponowanych technik rozpoznawania kształtu sygnału na szczególną uwagę zasługują dwie, określane powszechnie (według terminologii angielskiej) odpowiednio mianem **Leading edge to Crossover** oraz **Crossover to Crossover**. Okazały się one optymalnymi dla

<sup>\*)</sup> Scintiblock – zestaw: scyntylator +fotopowielacz w zamkniętej obudowie.

struktur „phoswich” złożonych z alkalicznych scyntylatorów halogenkowych jak np. NaJ(Tl) czy CsJ(Tl). Obie techniki korzystają z napięciowego sygnału uformowanego w procesie kondycjonowania (całkowania) prądowego impulsu fotopowielacza w przedwzmacniaczu ładunkowym. W ten sposób informacja o szybkości spadku intensywności wyświetlania scyntylatora, zawarta w części opadającej „pierwotnego” impulsu prądowego, zostaje przeniesiona do krawędzi wiodącej „wtórnego” impulsu napięciowego. Zadanie układu identyfikującego sprowadza się zatem do pomiaru *znamionującego parametru czasowego*, określającego jednoznacznie stromość czoła tego impulsu.

Na rysunku 204 przedstawiono schemat blokowy bardziej zaawansowanej wersji układu realizującego to zadanie pierwszą techniką. Ukazano na nim również – na użytek ogólnej analizy sygnałowej układu – wejściowy stopień kondycjonujący. W charakterze parametru znamionującego przyjęto tu interwał  $\Delta T$  oddzielający moment  $t_0$  pojawienia się impulsu od momentu przejścia przez zero (*zero-crossing time*)  $t_z$ , jego przebiegu uformowanego we wzmacniaczu (*DDL*\*) [6], [306], [307]. Jak pokażemy dalej, jest on ściśle określony funkcją stałej czasowej narastania czoła impulsu napięciowego.



**Rys. 204.** Ilustracja techniki *PSD – Leading Edge/Crossover*  
a) Schemat blokowy b) Przebiegi sygnałów w wybranych punktach układu

Właściwy układ rozpoznający tworzą dwie gałęzie równoległe odbierające sygnał ze stopnia kondycjonującego (przedwzmacniacza ładunkowego). Gałąź dolna zawiera dwa bloki funkcjonalne: wzmacniacz formujący *DDL* oraz detektor przejścia przez zero *ZCD*. Jej odpowiedzią na sygnał wejściowy jest impuls standardowy, markujący moment przejścia przez zero  $t_z$ . Podzespoły gałęzi górnej: dyskryminator progowy *LED* (*leading edge discriminator*) oraz opóźniająca linia transmisyjna  $DL_3$ , pełnią funkcję kluczowanego wzorca parametru znamionującego  $\Delta T$ , kotwiczonego na współrzędnej  $t_1$ , zadowalająco bliskiej początku impulsu  $t_0$  (współrzędnej czasu zdarzenia). Sygnał wyjściowy tej gałęzi stanowi opóźniony o  $(\Delta T - t_1)$  impuls generowany przez dyskryminator progowy. Sygnały wyjściowe obu gałęzi przekazywane są do układu koincydencyjnego, w którym następuje sprawdzenie ich ewentualnej równoczesności. Pozytywny rezultat porównania czasowego daje w efekcie sygnał akceptacji, zezwalający na rejestrację zdarzenia zgodnie z założonym kryterium selekcji. Opis struktury i funkcjonalności układu uzupełniono poglądowymi diagramami (b) przebiegów czasowych sygnałów w obu jego gałęziach.

Prześledźmy teraz, dla przypomnienia, proces kształtowania sygnału bipolarnego. Dla uproszczenia analizy rozważymy przypadek wymuszenia prostym impulsem prądowym niosącym ładunek  $Q_i$  o zaniku eksponencjalnym ze stałą czasową  $\tau_i$ .

$$i_A(t) = \frac{Q_i}{\tau_i} \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right) \quad (304)$$

\*) *Double Delay Line Amplifier*

Dla przejrzystości analizy posłużymy się formalizmem operatorowym. W tym ujęciu impuls wejściowy przybiera postać.

$$i_A(p) = \frac{Q_i}{\tau_i} \frac{1}{(p + \frac{1}{\tau_i})} \quad (305)$$

Sygnal prądowy podlega kondycjonowaniu w stopniu przedwzmacniacza ładunkowego. Z dobrym przybliżeniem jego wzmocnienie ładunkowe  $k_q$  wyraża zależność

$$|k_q(p)| = \frac{1}{pC_F} \quad (306)$$

Odpowiedzią przedwzmacniacza na wymuszenie wejściowym impulsem prądowym  $i_A(p)$  fotopowielacza jest impuls napięciowy  $V_q(p)$  opisany równaniem

$$V_q(p) = i_A(p) k_q(p) = \frac{Q_i}{\tau_i C_F} \frac{1}{p(p + \frac{1}{\tau_i})} \quad (307)$$

Jego oryginał odwzorowuje czasowy przebieg sygnału w punktach „A” i „D” układu

$$V_q(t) = \frac{Q_i}{C_F} [1 - \exp(-\frac{t}{\tau_i})] \quad (308)$$

Blok wzmacniacza DDL przekształca uzyskany przebieg do postaci bipolarnej. Jego transmittancja  $F_{DDL}(p)$ , pod rygiorem pracy linii opóźniających w warunkach dopasowania, wynosi

$$F_{DDL}(p) = \frac{1}{4} (1 - e^{pT_D})^2 \quad (309)$$

gdzie  $T_D$  oznacza pełny czas propagacji sygnału w linii (równy dwu jednokierunkowym opóźnieniom transmisyjnym linii). Odpowiedź operatorowa tego bloku funkcjonalnego wynosi więc

$$V_o(p) = V(p) F_{DLL}(p) = [\frac{Q_i}{\tau_i (p + \frac{1}{\tau_i})}] [\frac{1}{pC_F}] [\frac{1}{4} (1 - e^{pT_D})^2] \quad (310)$$

Wobec nieciągłości funkcji jej oryginały wyrazimy w dwu przedziałach ukazujących interesujący nas fragment „E” sygnału wyjściowego.

w przedziale  $[0 < t < T_D]$

$$V_o(t)_{0 < t < T_D} = \frac{Q_i}{4\tau_i C_F} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}) \quad (311)$$

w przedziale  $[T_D < t < 2 T_D]$

$$V_o(t)_{T_D < t < 2T_D} = \frac{Q_i}{4\tau_i C_F} \left[ (1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}) - 2 (1 - e^{-\frac{t-T_D}{\tau_i}}) \right] \quad (312)$$

Łatwo zauważyć, że w drugim przedziale zachodzi zmiana polarności sygnału. Moment przejścia przez zero  $t = t_z$ , wyznaczony z warunku zerowania wyrazu w klamrze równania (312), określa zależność

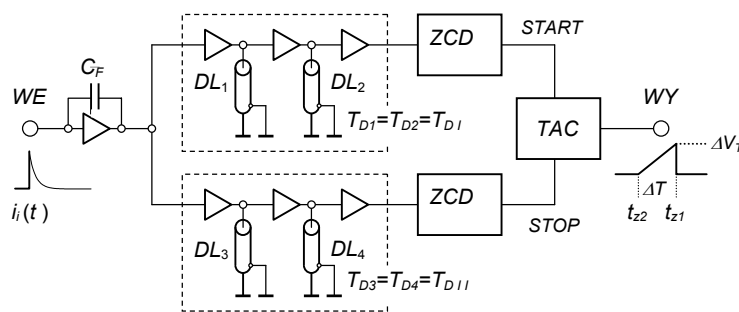
$$t_z \cong \Delta T = \tau_i \ln[2 e^{\frac{T_D}{\tau_i}} - 1] \quad (313)$$

Wyprowadzona formuła ukazuje ważną cechę układu, a mianowicie **niezmienniczość czasu przejścia przez zero względem amplitudy** impulsu napięciowego.

Właściwości takiej nie ma gałąź odniesienia czasowego, gdzie - jak wiemy - moment ( $t_1$ ) pobudzenia (startu) dyskryminatora progowego ( $LED$ ) ulega rozmyciu powodowanym głównie efektem wędrowania i drżenia. Literatura przedmiotu podaje dwa sposoby udoskonalenia tego obwodu.

- zastosowanie specjalnego typu dyskryminatora ekstrapolującego moment startu [309]
- wykorzystanie drugiego wzmacniacza DDL o innym opóźnieniu transmisyjnym [310]

Obie propozycje układowe pojawiły się dokładnie jednocześnie; były jednak dedykowane do współpracy z różnego rodzaju detektorami. Pierwszą, opartą na implementacji modułu fabrycznego firmy Canberra (*Extrapolated Zero Strobe – Model 1426*), opracowano dla potrzeb radioastronomii rentgenowskiej stosującej dużej powierzchni liczniki proporcjonalne. Druga natomiast z założenia przeznaczona była dla detektorów typu *phoswich*. Na jej przykładzie omówimy alternatywny reżym pracy układu w systemie analizatora rozkładu wartości parametru znamionującego  $\Delta T$ . Rysunek 205 przedstawia blokowy schemat takiej konfiguracji

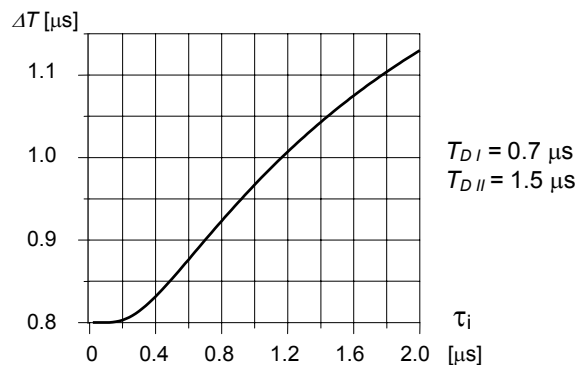


**Rys. 205.** Schemat blokowy układu PSD w konfiguracji *Crossover to Crossover* [310]

Parametrem znamionującym jest w tym przypadku dystans czasowy między punktami przejścia przez zero ( $t_{z2} - t_{z1}$ ) w obu gałęziach. Korzystając z równania (313) wyrażenie opisujące obecnie parametr  $\Delta T$  łatwo sprowadzić do postaci

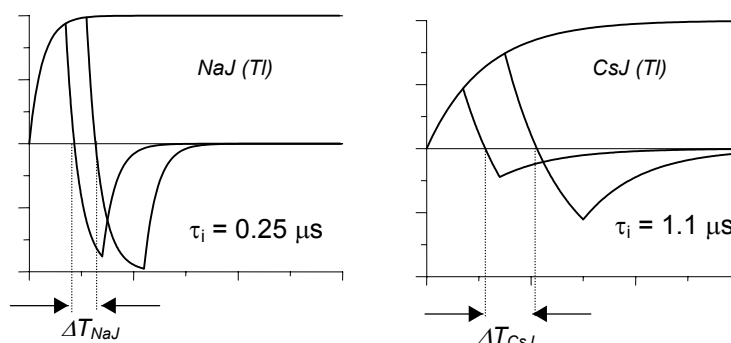
$$\Delta T = (t_{z2} - t_{z1}) = \tau_i \ln \left[ \frac{2e^{\frac{T_{DII}}{\tau_i}} - 1}{2e^{\frac{T_{DI}}{\tau_i}} - 1} \right] \quad (314)$$

Funkcja  $\Delta T(\tau_i)_{T_{DI}, T_{DII}}$  w ogólności jest nieliniowa. Racjonalny dobór wartości opóźnień transmisyjnych linii  $T_{DI}$  i  $T_{DII}$  pozwala jednak uzyskać pewien obszar o stosunkowo niewielkich odchyleniach od liniowości. Możliwość taką wykorzystano w omawianym oryginalnym rozwiązaniu *Shoffnera* [310]. Uzyskany rezultat ilustruje rysunek 206.



**Rys. 206.** Przebieg zależności  $\Delta T(\tau_i)$  dla  $T_{DI} = 0.7 \mu s$  i  $T_{DII} = 1.5 \mu s$  wg [310]

Na rysunku 207 przedstawiono natomiast przebiegi odpowiedzi wzmacniaczy formujących (DDL) o podanych wyżej opóźnieniach transmisyjnych, na znormalizowane w amplitudzie napięcia wyjściowe kondycjonera (wzmacniacza ładunkowego) impulsów prądowych detektora *phoswich* ze scyntylatorami NaJ(Tl) i CsJ(Tl).



**Rys. 207.** Porównanie przebiegów sygnałów wejściowych i wyjściowych obu torów DDL układu PSD z detektorem typu *phoswich* [ NaJ(Tl) / CsJ(Tl)].  
Skala osi czasu: (1 dz = 1 μs)

Prócz różnic wartości parametrów znamionujących  $\Delta T$  uwidaczniają one zróżnicowanie szybkości przejścia przez zero. Obie te wielkości determinują umownie wprowadzony wskaźnik jakości *F.M.* (*Figure of Merit*) [308], zdefiniowany jeszcze na użytek techniki *leading edge to crossover* jako

$$F.M. = (t_{z2} - t_{z1}) \left. \frac{dV_o(t)}{dt} \right|_{t_z} \quad (315)$$

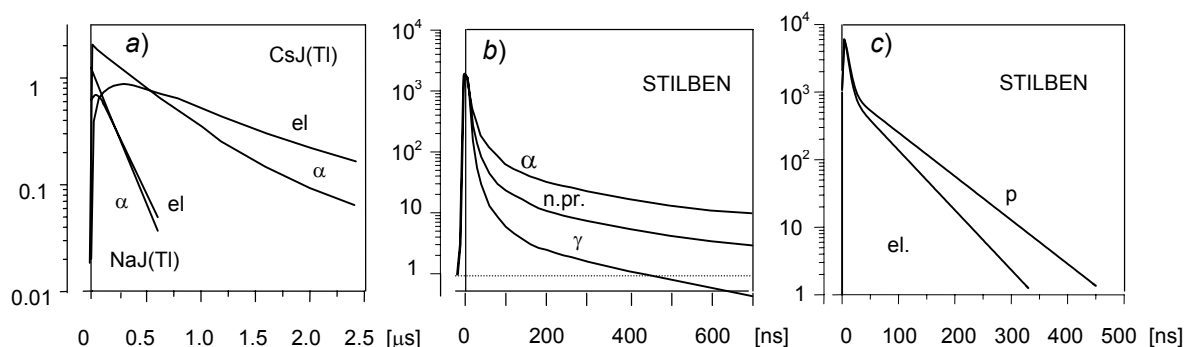
Według tej konwencji w formule powyższej  $t_{z1}$  i  $t_{z2}$  dotyczą sygnałów odpowiednio z pierwszego i drugiego scyntylatora, natomiast za wartość pochodnej  $dV_o(t)/dt$  przyjmuje się mniejszą z dwóch przynależnych do odpowiednich współrzędnych przejścia przez zero. Implementacja formuły (315) do techniki *crossover to csrossover* sprowadza się do zastąpienia różnicy czasów ( $t_{z2} - t_{z1}$ ) różnicą wartości parametrów znamionujących ( $\Delta T_2 - \Delta T_1$ ) przy zachowaniu kryterium wyboru mniejszego nachylenia.

Jądro układu przedstawionego na rysunku 206 stanowią dwie, strukturalnie identyczne gałęzie, zawierające wzmacniacz formujący (DDL) oraz detektor przejścia przez zero (ZCD). Formalnie można je kojarzyć, podobnie jak w układzie z rysunku 204, w systemie **selektora rodzaju zdarzeń**, bądź też w służącym temu samemu celowi, systemie **analizatora kształtu impulsów**. Organizację takiego właśnie systemu ukazuje rysunek 206. Pomiaru interwału  $\Delta T$  dokonuje w nim konwencjonalny konwerter czas-amplituda (TAC) pobudzany impulsami markującymi, generowanymi w detektorach przejścia przez zero w momentach  $t_{z1}$  i  $t_{z2}$ . Formowane w odpowiedzi impulsy, niosące w swej amplitudzie informację o czasie  $\Delta T$ , poddawane są kolejnej konwersji w niewidocznym na rysunku, wielokanałowym analizatorze amplitudy (MCA), a w jego pamięci histogramującej akumulowany jest rezultat cyklu pomiarowego.

Na podstawie przedstawionej wyżej nowatorskiej koncepcji techniki *crossover to crossover* skonstruowano, komercyjnie dostępny, moduł funkcjonalny oznaczony przez producenta (*HARSHAW CHEMICAL COMPANY*) symbolem fabrycznym NC-25 [311]. Szczegółowy opis tego zaawansowanego układu znajdzie czytelnik w cytowanej już pracy *Shoffnera* [310]. Technika *crossover to crossover* została również wykorzystana w podobnym rozwiązaniu firmy *ORTEC* (*Model 552 – Pulse Shape Analyzer / Timing SCA*) [21].

Omówione wyżej techniki *zero-crossingowe*<sup>\*)</sup> są szeroko stosowane w systemach spektrometrycznych z detektorami proporcjonalnymi (np. [309], [312÷315]). Okazały się one również wielce przydatne w badaniach detektorów półprzewodnikowych, na gruncie których wyodrębniła się nowa gałąź radiometrii: *spektrometria czasów narastania impulsów* [316], [317], [318].

Druga połowa ubiegłego stulecia zaobfitowała badaniami zależności kształtu odpowiedzi scyntylatorów od rodzaju wzbudzającego promieniowania. Zapoczątkowały je obserwacje *Eby'ego* i *Jentske'ego* [319] oraz *Harrisona* [320], stwierdzające że odpowiedzi niektórych scyntylatorów obok podstawowej składowej „szybkiej” zawierają znacznie słabszą, lecz wielokrotnie dłuższą składową „wolną”. Na rysunku 208 przedstawiono – zaczerpnięte z późniejszych publikacji – przykładowe przebiegi impulsów świetlnych tego typu scyntylatorów.



**Rys. 208.** Przykładowe diagramy przebiegów czasowych impulsów świetlnych różnych scyntylatorów: a) wg *Owena* [321], b) wg *Bollingera* [322], c) wg *Peuckerta* [323] ( $\alpha$  – cząstki alfa, el – elektrony, n.pr. – neutrony prędkie,  $\gamma$  – prom. gamma, p – protony)

Bardzo ważnym rezultatem podjętych podówczas badań eksperymentalnych było odkrycie zależności stosunku intensywności świecenia „ogona” (składowej wolnej) impulsu świetlnego scyntylatora do jego „piku” (składowej szybkiej) od rodzaju promieniowania. Stwierdzono na przykład, że w przypadku scyntylatorów organicznych jest on wyższy dla cząstek alfa a niższy dla kwantów gamma, zaś dla scyntylatorów nieorganicznych relacja jest odwrotna. Spostrzeżenia te otworzyły nowe możliwości instrumentalnej identyfikacji rodzaju promieniowania. Wyrosła na ich gruncie technika pomiarowa, którą należałoby określić mianem **techniki porównywania ładunków**, za miarę intensywności wyświetlania scyntylatora przyjmuje ładunek niesiony przez impuls prądowy fotopowielacza, względnie przez wydzielone jego składowe (*fast / slow*).

Stosownie do możliwych kombinacji par sygnałów ładunkowych kojarzone są odpowiednie wersje układowe:

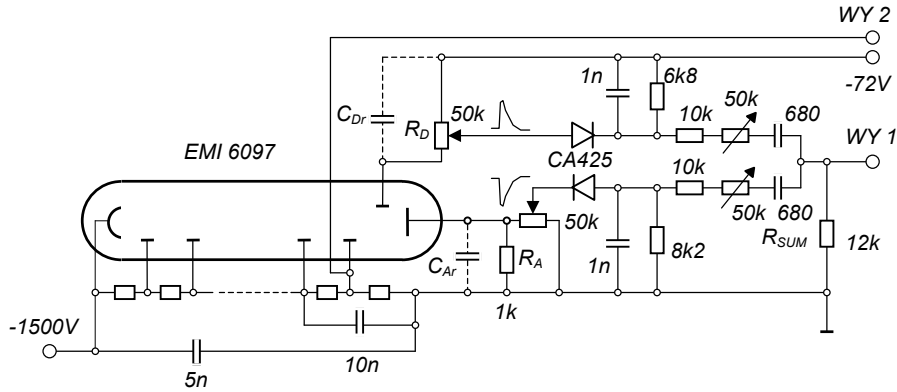
- układ z porównywaniem sygnału globalnego ( $Q_T$ ) i składowej szybkiej ( $Q_L$ ) [*Total/Fast*]
- układ z porównywaniem składowej szybkiej ( $Q_F$ ) i składowej wolnej ( $Q_{SL}$ ) [*Fast/Slow*]
- układ z porównywaniem sygnału globalnego ( $Q_T$ ) i składowej wolnej ( $Q_{SL}$ ) [*Total/Slow*]

Prawozorem układów pierwszej grupy jest układ opracowany przez *F.D. Brooksa* [325]. Jego schemat ideowy przedstawia rysunek 209. Formowanie porównywanych sygnałów dokonywane jest w dwóch strukturalnie podobnych lecz odmiennie zdymensjonowanych gałęziach obciążenia anody i ostatniej dynody fotopowielacza. W szczególności tworzą je wejściowe obwody całkujące RC, proste układy wydłużające oraz attenuatory wyjściowe. Celowy

<sup>\*)</sup> Po raz pierwszy zastosowane układowie PSD przez *Alexandra* i *Gouldinga* [324]



dobór wartości elementów pasywnych, oraz ustawień elementów regulowanych w obu gałęziach umożliwia skompensowanie sygnałów: globalnego i jego składowej szybkiej, a w konsekwencji dyskryminację impulsów o zadanym stosunku  $Q_T/Q_F$ . W szczególności sygnał nio-



**Rys. 209.** Schemat ideowy układu PSD (*TOTAL-FAST*) wg *Brooksa* [325]

sący informację o ładunku składowej szybkiej  $Q_F$  formowany jest w gałęzi anodowej fotopowielacza. Następuje to w tworzącej ją kaskadzie członów funkcjonalnych, przy czym pierwszy z nich w porządku topologicznym ( $R_A \parallel C_{Ar}$ ) pełni funkcję upływnego integratora prądu anodowego  $i_A(t)$ . Według dwuskładnikowego modelu impulsu świetlnego scyntylatora [326] prąd ten opisuje zależność funkcyjna

$$i_A(t) = \frac{Q_F^{tot}}{\tau_F} \exp\left(-\frac{t}{\tau_F}\right) + \frac{Q_{SL}^{tot}}{\tau_{SL}} \exp\left(-\frac{t}{\tau_{SL}}\right) \quad (316)$$

gdzie  $Q_F^{tot}$  oraz  $Q_{SL}^{tot}$  oznaczają całkowite ładunki niesione przez odpowiednią składową  $i_A(t)$ .

W uproszczonej analizie sygnałowej tej gałęzi można zaniedbać drugi składnik powyższej zależności, nieznacznie modyfikujący przebieg  $i_A(t)$  w obszarze jego pików. Elementarne procedury obliczeniowe prowadzą do wyrażen opisujących chwilowe wartości ładunku na pojemności  $C_{Ar}$  oraz napięcia na zaciskach obwodu ( $R_A \parallel C_{Ar}$ ). Dla przejrzystości operacji skorzystajmy z ich zapisu operatorowego

$$Q_F^C(p) = C_{Ar} i_A(p) Z_A(p) = \frac{Q_F^{tot}}{\tau_i} \frac{1}{\left(p + \frac{1}{\tau_i}\right)\left(p + \frac{1}{R_A C_{Ar}}\right)} \quad (317)$$

$$V_F^{RC}(p) = Q_F^C(p) C_{Ar} = \frac{Q_F^{tot} C_{Ar}}{\tau_i} \frac{1}{\left(p + \frac{1}{\tau_i}\right)\left(p + \frac{1}{R_A C_{Ar}}\right)} \quad (318)$$

gdzie

$$Z_A(p) = \frac{R_A}{(p R_A C_{Ar} + 1)} \quad (319)$$

W dziedzinie czasu otrzymujemy więc odpowiednio:

$$Q_F^C(t) = \frac{Q_F^{tot} R_A C_{Ar}}{(\tau_F - R_A C_{Ar})} \left[ \exp\left(-\frac{t}{\tau_F}\right) - \exp\left(-\frac{t}{R_A C_{Ar}}\right) \right] \quad (320)$$

oraz

$$V_F^{RC}(t) = \frac{V_o R_A C_{Ar}}{(\tau_F - R_A C_{Ar})} \left[ \exp\left(-\frac{t}{\tau_F}\right) - \exp\left(-\frac{t}{R_A C_{Ar}}\right) \right] \quad (321)$$

gdzie  $V_o = Q_F^{tot} / C_{Ar}$

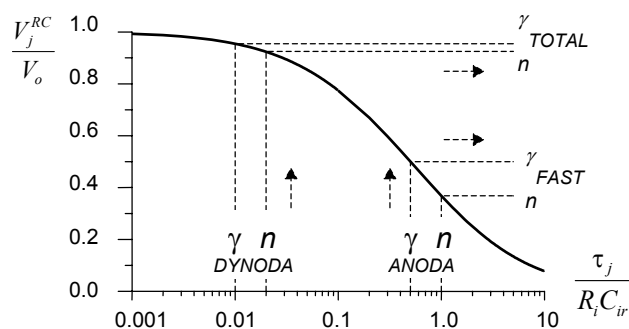
Postaci zależności (320) i (321) wyznaczonych dla gałęzi anodowej obowiązują również dla gałęzi dynodowej, zarówno dla składowej szybkiej jak i wolnej. Można je zatem zapisać w postaci uogólnionej sygnując parametry obwodów całkujących zastępczym indeksem „i”, a przynależność do odpowiedniej składowej impulsu - indeksem „j”. Obie te funkcje, *nota bene* różniące się tylko współczynnikami skalującymi, posiadają maksima dla wartości argumentu  $t = t_{\max}$ . W uogólnionej notacji wyraża je związek

$$t_{\max} = \frac{\tau_j R_i C_{ir}}{(\tau_j - R_i C_{ir})} \ln \left( \frac{\tau_j}{R_i C_{ir}} \right) \quad i = A, D \quad j = F, SL \quad (322)$$

Z punktu widzenia techniki pomiarowej szczególnie interesująca jest zależność maksimum napięcia na zaciskach obwodu całkującego od wartości determinujących ją parametrów. Podstawiając zatem (322) do równania (321) i dokonując parę prostych przekształceń otrzymujemy

$$V_{j\max}^{RC} = \frac{V_o R_i C_{ir}}{(\tau_j - R_i C_{ir})} \left[ \left( \frac{\tau_j}{R_i C_{ir}} \right)^{\frac{R_i C_{ir}}{(R_i C_{ir} - \tau_j)}} - \left( \frac{\tau_j}{R_i C_{ir}} \right)^{\frac{\tau_j}{(R_i C_{ir} - \tau_j)}} \right] \quad (323)$$

Rysunek 210 ukazuje jej odwzorowanie graficzne przedstawione w układzie współrzędnych znormalizowanych:  $(V_j^{RC} / V_o)$ ,  $(\tau_j / R_i C_{ir})$ , uwidaczniający *explicite* zakres stosowalności metody.

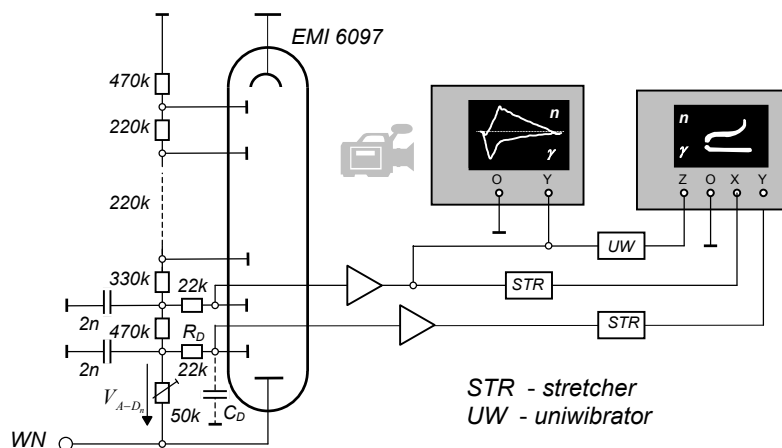


**Rys. 210.** Diagram zależności  $(V_j^{RC} / V_o)$  vs  $(\tau_j / R_i C_{ir})$

Linie przerywane dotyczą warunków założonych przez *Brooksa* w opracowanym przezeń układzie separacji impulsów generowanych w antracenyowym detektorze scyntylacyjnym przez neutrony szybkie od wzbudzonych przez promieniowanie gamma;  $(R_D C_{Dr} = 50 R_A C_{Ar}, \tau_n = 2\tau_\gamma)$ .

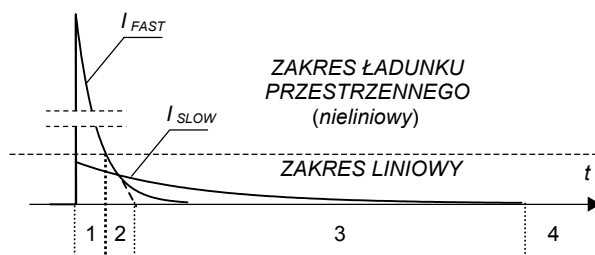
Poziom sygnału formowanego na członie całkującym jest śledzony w obu gałęziach przez kolejny stopień funkcjonalny jaki stanowi *wydłużacz wartości maksymalnej*. W istocie jest to konwencjonalny układ wydłużający pełniący zarazem funkcję *detektora szczytowego*. Człony te ujednolicają kształt impulsów w obu gałęziach i zapewniają ich przekrycie czasowe. Z kolei pasywne elementy regulacyjne (potencjometry i rezystory nastawne) umożliwiają wyrównanie amplitud tak uformowanych impulsów, a wobec ich przeciwnej polarności, wzajemną ich kompensację w wyjściowym obwodzie sumującym ( $R_{SUM}$ ). Jest to możliwe w odniesieniu tylko do jednej, wybranej pary sygnałów, przywiązanej do określonego rodzaju promieniowania. Druga para pozostaje nie skompensowana dając wyjściu (*WY1*) impuls wypadkowy. Jest on wykorzystywany jako sygnał akceptacji sygnału odbieranego z wyjścia liniowego (*WY2*), kierowanego do analizy w (nie uwidocznionych na rysunku) dalszych blokach spektrometrycznego systemu pomiarowego.

Koncepcję układu z porównywaniem składowych: szybkiej ( $Q_F$ ) i wolnej ( $Q_{SL}$ ), sformułował R. B. Owen [327]. Autor oparł ją na *efekcie ładunku przestrzennego* w obszarze: ostatnia dynoda - anoda. Warunkiem jego wystąpienia jest silne **zredukowanie** różnicy potencjałów  $V_{A-Dn}$  między tymi elektrodami (od ułamka do paru voltów) oraz **duża intensywność strumienia** elektronów. Oba te wymagania daje się spełnić przez odpowiednie zdymensjonowanie dzielnika napięć dynodowych (*bleedera*), oraz zastosowanie fotopowielacza o dostatecznie dużym wzmacnieniu i wydajności prądowej. Efekt ten manifestuje się ograniczeniem prądu anodowego i zawracaniem emitowanych przez dynodę elektronów wtórnych do jej obwodu obciążenia (pojemności  $C_D$ ). Praktyczne jego skutki ukážemy w kontekście opisu procesu formowania sygnału identyfikującego, na gruncie rysunku 211 ilustrującego omawianą



Rys. 211. Układ PSD Owena z oprzyrządowaniem do kontroli pracy i adiustacji.

metodę. Przebiega on w obwodzie ostatniej dynody, obejmującym zarówno zewnętrzne elementy kształtujące ( $R_D - C_D$ ) jak i wewnętrzną strukturę ( $D_n - A$ ) fotopowielacza. Pod względem fenomenologicznym można wyróżnić w nim cztery stadia odpowiedzialne za kształtowanie odpowiednich fragmentów impulsu wyjściowego. Ich zasięg czasowy ilustruje poglądowo rysunek 212.



Rys. 212. Ilustracja rozległości czasowej stadiów formowania impulsu identyfikującego

W pierwszym stadium (1) wobec dużej intensywności składowej szybkiej ( $I_{FAST}$ ) w strefie ( $D_n - A$ ) tworzy się ładunek przestrzenny. Przeważająca liczba elektronów wtórnych zostaje w tych warunkach zawrócona do dynody powodując gwałtowny spadek jej potencjału, kształtując zarazem w ten sposób czoło impulsu identyfikującego.

Drugie stadium (2) obejmuje interwał między momentem spadku natężenia składowej szybkiej do poziomu, warunkującego liniowy reżym pracy fotopowielacza, a chwilą jej praktycznego zaniku. Wytworzony uprzednio ładunek przestrzenny jest wówczas przejmowany przez anodę, wskutek czego następuje stosunkowo szybkie przeładowywanie pojemności ob-

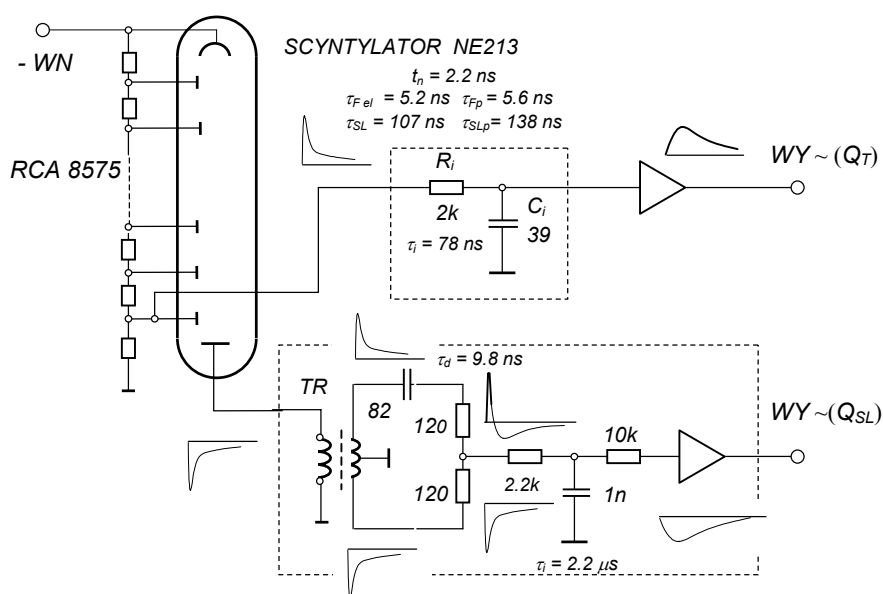
wodu ( $R_D - C_D$ ). Daje to początkowy, względnie stromy, fragment krawędzi tylnej formowanego impulsu.

W kolejnym stadium (3), po zaniku składowej szybkiej, proces przeładowywania pojemności  $C_D$  kontynuowany jest prądem składowej wolnej ( $I_{SLOW}$ ). Zależnie od jej natężenia może nawet dojść do zmiany polarności potencjału dynody. W tym stadium formowania sygnału wyjściowego **mieści się istota omawianej metody**, zależnie bowiem od (uwarunkowanego rodzajem promieniowania) względnego udziału składowej wolnej, sygnał wyjściowy może zawierać lub nie część o polarności dodatniej. W celowo dobranych warunkach pracy układu **polarność** formowanego impulsu staje się więc **nośnikiem informacji o rodzaju promieniowania**.

W ostatnim (4) stadium następuje swobodne rozładowanie obwodu całkującego ( $R_D - C_D$ ) manifestujące się eksponencyjnym zanikiem formowanego impulsu ze stałą czasową ( $R_D C_D$ ).

Zgodnie z nazwą układu sygnał identyfikujący wykorzystywany jest do **dyskryminacji** impulsów generowanych przez jeden z dwu składników (rodzajów) analizowanego promieniowania. Pełni on zatem funkcję inhibitora w torze liniowym odbierającym sygnał informacyjny z przedostatniej dynody fotopowielacza. Na schemacie z rysunku 211 ukazano nadto, zaproponowany wcześniej przez *Brooksa* [239], zestaw pomocniczych urządzeń do demonstracji i kontroli działania oraz adiustacji układu PSD. W przywołanej referencji czytelnik znajdzie szczegóły dotyczące praktycznego ich wykorzystania. Ikona kamery fotograficznej sygnalizuje rozporządzalny podówczas (rok 1959) sposób rejestracji odwzorowań oscylograficznych. W nowszych rozwiązaniach miejsce tego, dość prymitywnego, sposobu zajęły dwuparametrowe analizatory amplitudy impulsów.

Kategorię układów z porównywaniem sygnału globalnego ( $Q_T$ ) i składowej wolnej ( $Q_{SL}$ ), omówimy na przykładzie opracowanego przez *Onge'a* i *Lockwooda* [328] systemu pomiarowego, którego inherentny blok funkcjonalny stanowi właśnie wspomniany wyżej analizator dwuparametrowy. Na rysunku 213 przedstawiono schemat ideowy jego podstawowego układu, formującego parę sygnałów niosących informacje o ładunkach ( $Q_T$ ) i ( $Q_{SL}$ ). Zamieszczone



Rys. 213. Schemat ideowy układu PSD wg *Onge'a* i *Lockwooda*

na nim ikonki ukazujące przebiegi impulsów w wybranych punktach układu w pewnej mierze same objaśniają proces formowania sygnałów identyfikujących. Ich źródłami są odpowiednio: ostatnia dynoda oraz anoda. Z obu tych elektrod odbierane są impulsy prądowe identycznego kształtu lecz przeciwnej polarności. W gałęzi dynodowej impuls prądowy ulega scałkowaniu w prostym czwórniku inercyjnym  $R_i - C_i$ , dając impuls napięciowy o amplitudzie proporcjonalnej do globalnego ładunku  $Q_{TOT}$ . Nieco bardziej złożony jest proces formowania impulsu prądowego odbieranego z anody. Jest on przekazywany w systemie przeciwsobnym do dwóch gałęzi równoległych za pośrednictwem dopasowanego transformatora impulsowego. Elementy bierne jednej gałęzi tworzą dwójnik różniczkujący, natomiast drugą stanowi czysto rezystywny dwójnik liniowy. Zmodyfikowane ich przepustowościami impulsy podlegają sumowaniu na wspólnej impedancji obciążenia obwodem całkującym. Racjonalny dobór stałej czasowej dwójnika różniczkującego ( $\tau_F < \tau_d < \tau_{SL}$ ) pozwala w pełni skompensować składowe szybkie a uwypuklić składową wolną. W ostatecznym rezultacie na elementach obwodu całkującego zostaje uformowany impuls napięciowy o amplitudzie proporcjonalnej do ładunku składowej wolnej  $Q_{SL}$ . Oba rodzaje impulsów identyfikacyjnych po odpowiednim wzmacnieniu są przekazywane są na wyjścia  $WY \sim (Q_T)$  oraz  $WY \sim (Q_{SL})$  łączące ten blok funkcjonalny ze stowarzyszonym analizatorem dwuparametrowym.

Metody porównywania ładunków (*charge comparison*) oraz metody czasu przejścia przez zero (*zero-cross timing*) stanowiły osnowę dla późniejszych realizacji. Zanim podamy parę przykładów ilustrujących postęp w tej dziedzinie, nieco uwagi poświęcimy oryginalnej propozycji *E. Gattiego* i *F. De Martini'ego* [329] wykorzystania metod filtracji sygnału do selekcji impulsów według kształtu. Podjęte przez nich studium zorientowane było na rozróżnianie rodzaju promieniowania w zakresie niskich energii, gdy znaczącą rolę w formowaniu impulsów wyjściowych licznika scyntylicyjnego odgrywają procesy fluktuacyjne. Tak postawiony problem narzucił konieczność posłużenia się metodami fizyki statystycznej w procedurach ustalania pożądanej (optymalnej) charakterystyki filtru liniowego. W dziedzinie czasu stanowi ją charakterystyka impulsowa  $h(t)$  i związana z nią, poprzez czas pomiaru  $T_m$ , **funkcja wagi**  $W(t) = h(T_m - t)$ . Celem badań *Gattiego* i *Martiniego* było właśnie wyznaczenie funkcji wagi niosącej optymalną ilość informacji o zróżnicowaniu kształtów impulsów. Wyjściową operacją w procedurze konstrukcji funkcji wagi było wyznaczenie uśrednionych przebiegów obu rodzajów impulsów i ich normalizacja ze względu na niesioną energię. Dodajmy, że dla prostoty późniejszej analizy, fizycznie ciągłe funkcje  $I_\alpha(t)$  oraz  $I_\gamma(t)$  zastąpiono równoważnymi, skończonymi ciągami równoodległych impulsów ładunkowych, oznaczonych odpowiednio symbolami  $\alpha_i$  oraz  $\gamma_i^*$ ). W podobny sposób wyrażono hipotetyczną funkcję wagi jako sekwencję wartości dyskretnych  $W_i$ . W takim ujęciu warunek normalizacji przyjmuje postać

$$\sum_i \alpha_i = \sum_i \gamma_i = Q \quad (324)$$

Założmy dalej, że odpowiedziami filtru (t.j. sygnałami identyfikacyjnymi)  $S_\alpha$  i  $S_\gamma$  są ważone sumy wymuszeń  $\alpha_i$  oraz  $\gamma_i$

$$S_\alpha = \sum_i W_i \alpha_i \quad S_\gamma = \sum_i W_i \gamma_i \quad (325)$$

Podstawę analizy optymalizacyjnej według koncepcji autorów stanowiła różnica tych sygnałów [ $\Delta = (S_\alpha - S_\gamma)$ ]. W szczególności, za warunek kryterialny optymalności funkcji wagi przyjęto minimalizację względnej wariancji tej różnicy  $(\sigma_\Delta/\Delta)^2$ , przy założeniu poissonowskich fluktuacji sygnałów wejściowych  $\alpha_i$  i  $\gamma_i$  oraz uwzględnieniu fluktuacji wzmacnie-

\*) Oznaczenia sygnałów wejściowych symbolami  $\alpha_i$  i  $\gamma_i$  związane były z rodzajami promieniowania

nia fotopowielacza ( $\sigma_A$ ). Wyprowadzona przez autorów zależność opisująca względną wariancję różnicy sygnałów wyjściowych filtra przybiera postać.

$$\left(\frac{\sigma(\Delta)}{\Delta}\right)^2 = \frac{\sum_i W_i^2 (\alpha_i + \gamma_i)}{[\sum_i W_i (\alpha_i - \gamma_i)]^2} (1 + \sigma_A^2) \quad (326)$$

a z warunku jej minimalizacji wynika kształt optymalnej funkcji wagi

$$W_{iOPT} = \frac{\alpha_i - \gamma_i}{\alpha_i + \gamma_i} \quad (327)$$

Sygnały identyfikacyjne wynoszą wówczas odpowiednio

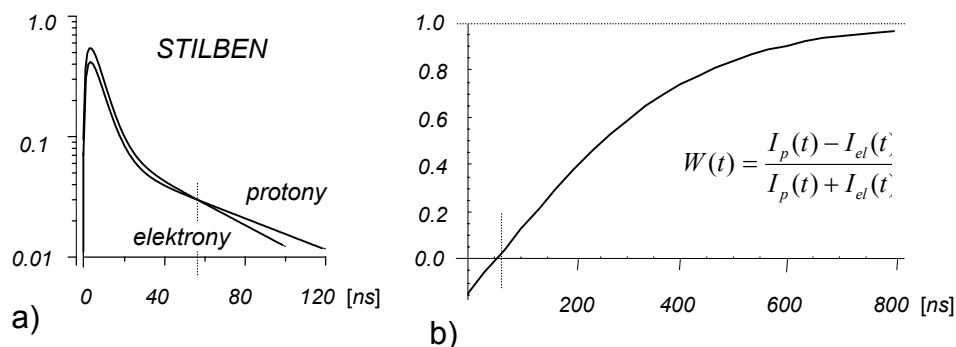
$$S_\alpha = \sum_i \frac{\alpha_i - \gamma_i}{\alpha_i + \gamma_i} \alpha_i, \quad S_\gamma = \sum_i \frac{\alpha_i - \gamma_i}{\alpha_i + \gamma_i} \gamma_i \quad (328)$$

Uwzględniając postawiony uprzednio warunek normalizacji (324) łatwo stwierdzić, że

$$S_\alpha + S_\gamma = 0 \quad (329)$$

co oznacza, korzystną z punktu widzenia praktycznej realizacji układu właściwość – przeciwną polarność sygnałów identyfikacyjnych. W tym przedmiocie wypada zwrócić uwagę na dwa aspekty problemów realizacyjnych: konieczność przeprowadzenia, wyprzedzających syntezę układu, precyzyjnych pomiarów funkcji opisujących kształty rozróżnianych impulsów oraz kwestia fizycznej realizowalności filtra o zadanej związkami (327) funkcji wagi.

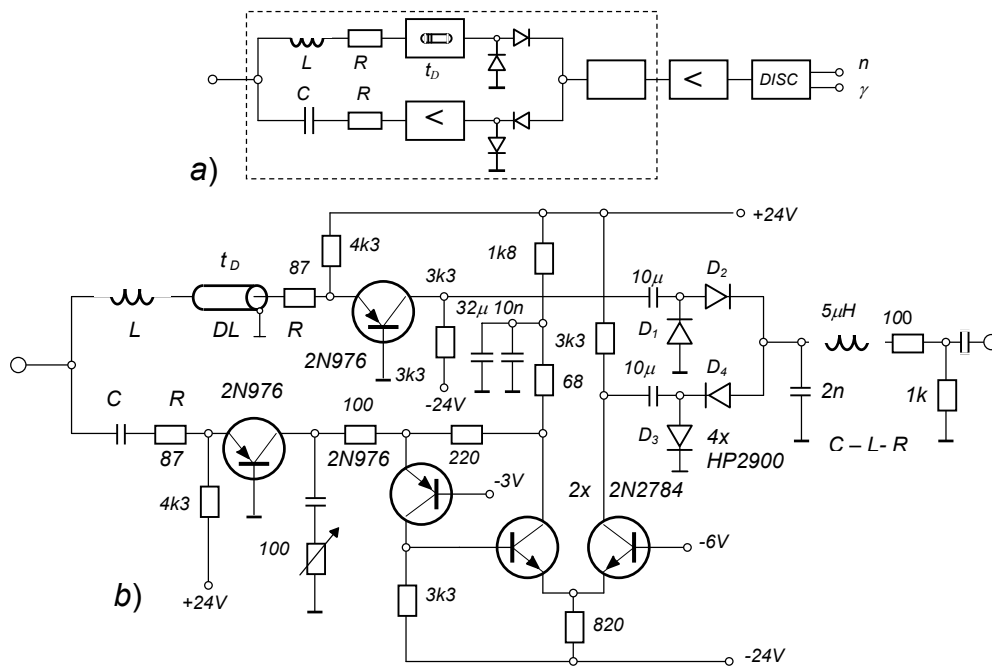
W powołanej publikacji [329] autorzy opisują szczegółowo skonstruowany (n.b. bardzo złożony) układ dyskryminatora oraz omawiają jego finalne własności. Brak w niej natomiast informacji o precyzji wyznaczenia funkcji kształtu impulsów wejściowych ( $\alpha_i$  i  $\gamma_i$ ). Celowym wydaje się zatem przytoczenie przykładu konstrukcji funkcji wagi na podstawie pomiarów inną techniką [323]. Ilustruje go rysunek 214 przedstawiający diagramy znormalizowanych względem ładunku przebiegów (wzbudzonych przez elektrony i protony) impulsów prądowych licznika scyntylacyjnego ze scyntylatorem organicznym STILBEN (a) oraz wyznaczony na ich podstawie przebieg funkcji wagi (b).



**Rys. 214.** Przebiegi impulsów prądowych wg Peuckerta [323] po znormalizowaniu (a) oraz wykres ich optymalnej funkcji wagi (b)

Metoda optymalnego filtra liniowego według analizy porównawczej przeprowadzonej przez *Sabbaha* i *Suhamiego* [330] przewyższa metodę komparacji ładunków. Sprowadzając opis metody ładunkowej do zastępczej postaci filtra liniowego, oraz przyjmując za wskaźnik efektywności metody parametr  $R = (\sigma_{\Delta}^2 / \Delta)$  (gdzie  $\Delta = n_{FP} - n_{Fe}$  oznacza różnicę liczby fotoelektronów składowych szybkich obu rodzajów impulsów) wykazali oni iż metoda *Gattiego* jest dwukrotnie lepsza. Dokonana przez nich bardziej złożona analiza porównawcza ukazała z kolei wyższość metody ładunkowej nad metodą „zero-crossingową” w zakresie niskich energii promieniowania.

Prace *Sabbaha* i *Suhamiego* zaowocowały również oryginalną koncepcją układu PSD oraz jego realizacją w technice tranzystorowej. Jest to wersja nowszej generacji układów elektronicznych mieszcząca się w kategorii układów *TOTAL / SLOW*. Rysunek 215 przedstawia schemat blokowy tego układu (a) oraz schemat ideowy jego podstawowej części (b).



**Rys. 213.** Układ PSD typu *TOTAL / SLOW* w konfiguracji *Sabbaha* i *Suhamiego* [330]  
a) ogólny schemat blokowy b) schemat ideowy podstawowych bloków funkcjonalnych

W strukturze układu należy wyróżnić dwa torry formowania sygnałów identyfikacyjnych: tor sygnału globalnego oraz tor wydzielania składowej wolnej. Zasadnicze operacje dokonywane są na (dodatniej polarności) impulsach prądowych w wejściowych obwodach obu torów; całkującym dwójniku  $LR$  i różniczkującym  $RC$  o identycznych wartościach stałych czasowych ( $L/R = RC$ ). Scałkowany impuls przekazywany jest za pośrednictwem stopnia buforowego  $WB$  i wentyla diodowego ( $D_1, D_2$ ) do wspólnego dla obu torów integratora  $CLR$  z opóźnieniem  $t_D$  wnoszonym przez włączoną w ten tor linię opóźniającą  $DL$ . Wielkość opóźnienia uwarunkowana jest szerokościami składowych szybkich impulsów wejściowych. Wyływający z koncepcji układu warunek żąda, by wartość  $t_D$  była równa współrzędnej czasowej przecięcia linii bazowej przez zróżniczkowany (bipolarny) impuls drugiego toru. Z tego impulsu, po odpowiednim wzmocnieniu, działaniem wentyla diodowego ( $D_3, D_4$ ) wydzielony zostaje ujemny przerzut i przekazany z kolei do wspólnego integratora wyjściowego. W skali czasowej pokrywa się on z przebiegiem (dodatniej polarności) sygnału uformowanego w pierwszym torze. Celowy dobór wartości stałych czasowych w obu torach, jak również wzmocnienia w torze różniczkującym, pozwala – dla zadanych rodzajów promieniowa-

nia – uzyskać różnoimienność wypadkowych sygnałów identyfikujących. Po dodatkowym wzmocnieniu podlegają one segregacji w stowarzyszonym bloku dyskryminatorów progowych, dających na swych wyjściach standardowe impulsy wyjściowe przynależne odpowiednio do określonego rodzaju promieniowania; w omawianym przypadku  $n$  i  $\gamma$ .