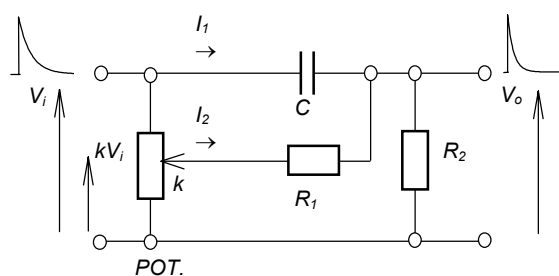


2.2.2. Układy przemiany kształtu impulsów.

Każdy czwórnik utworzony z elementów konserwatywnych i dyssypatywnych powoduje odpowiednią modyfikację kształtu przekazywanego za jego pośrednictwem sygnału. Jej charakter zależy od konfiguracji czwornika; w konsekwencji więc od jego transmitancji. Efekt modyfikacji kształtu związany jest nierozdzielnie w procesem filtracji sygnału, przy czym uzyskiwany kształt odpowiedzi (impulsu wyjściowego) nie uwzględnia innych wymogów poza maksymalizacją wartości SNR czy SLNR. Dodatkowe uwarunkowania dotyczą rozciągłości impulsów oraz szybkości zmian (narastania lub opadania) w obrębie wyróżnionych jego fragmentów.

W pomiarach spektrometrycznych intensywnych strumieni promieniowania wymaganiem takim jest żądanie możliwie jak najwydatniejszego skrócenia impulsów „licznikowych” (typu $Ae^{-t/\tau}$) w celu ograniczenia możliwości ich wzajemnego nakładania (spiętrzania). Proces „zwężania” impulsów nie może jednak naruszać pierwotnego ich charakteru (monopolarności) ani liniowości przekazu. Przemiana kształtu sprowadza się więc w istocie do zredukowania stałej czasowej zaniku impulsu τ_i do pożądanej wartości τ_o . Dokonać jej można przy pomocy układów, zarówno pasywnych [32] jak aktywnych, o transmitancji typu $(p+a)/(p+b)$ o celowo dobranych wartościach jej zera i bieguna, umożliwiającą skasowanie swym zerem bieguna funkcji operatorowej impulsu wejściowego i wprowadzenie w jego miejsce własnego bieguna. Sposób ten nazwano techniką wymiany biegunów względnie równoważenia par biegun-zero (ang. *Pole-Zero-Cancellation*), zaś układ realizujący operację wymiany biegunów oznaczany jest wywodzącym się z terminologii angielskiej symbolem PZC.

Na rysunku 24 przedstawiono schemat udoskonalonego układu pasywnego. Zasadniczymi jego elementami są rezystancje R_1 i R_2 oraz pojemność C . Potencjometr (POT) jest tu elementem „dostrojczym” umożliwiającym płynne dopasowanie układu do aktualnej wartości stałej czasowej τ_i zaniku wymuszenia (impulsu wejściowego). Uwidoczniony na schemacie parametr $k \leq 1$ oznacza stopień attenuacji sygnału przekazywanego do gałęzi R_2 .



Rys.24. Schemat obwodu „skracającego” PZC z ciągłą regulacją τ_o .

Podstawę dla wyznaczenia transmitancji czwornika stanowią równania *Kirchhoffa* w zapisie operatorowym:

$$V_i(p) - V_o(p) = I_1(p) \frac{1}{pC} \quad (61)$$

$$kV_i(p) - V_o(p) = I_2(p)R_1 \quad (62)$$

$$V_o(p) = [I_1(p) + I_2(p)]R_2 \quad (63)$$

W rezultacie prostych podstawień otrzymujemy

$$F(p) = \left(p + \frac{k}{R_1 C} \right) \left(p + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C} \right)^{-1} \quad (64)$$

Odpowiedź operatorowa czwórnika na wymuszenie impulsem $V_i = A \exp[-(t/\tau_i)]$ będzie więc wynosić

$$V_o(p) = \frac{A}{p + \frac{1}{\tau_i}} \frac{p + \frac{k}{R_1 C}}{p + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C}} \quad (65)$$

Nietrudno zauważyć, że przez odpowiedni dobór wartości determinujących zero powyższej funkcji, tak aby była równa wartości *bieguna* funkcji wymuszającej, czyli dla warunku

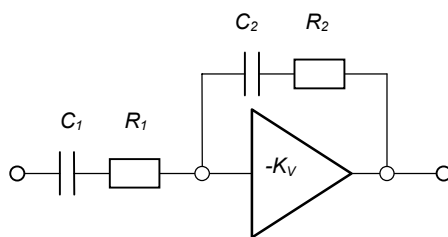
$$\tau_i = \frac{R_1 C}{k} \quad (66)$$

funkcja operatorowa odpowiedzi $V_o(p)$ mieć będzie jeden tylko pojedynczy biegun. Oznacza to, że w dziedzinie czasu odpowiedź ma postać impulsu o zaniku eksponencjalnym ze stałą czasową τ_o równą

$$\tau_o = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C <_{\text{zawsze}} \tau_i \quad (67)$$

Pasywne układy PZC są powszechnie stosowane we wzmacniaczach spektrometrycznych pełniąc w nich zarazem funkcję filtra górnoprzepustowego.

Alternatywą czwórnika pasywnego jest układ aktywny, oparty na wykorzystaniu wzmacniacza operacyjnego z ujemnym sprzężeniem zwrotnym w konfiguracji podanej na rysunku 25.



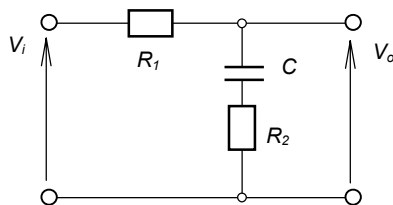
Rys.25. Schemat aktywnego układu wymiany par biegun-zero.

Przy założeniu, że wzmocnienia wzmacniacza w otwartej pętli jest dostatecznie duże ($K_v \gg 1$) jego transmitancję określa stosunek impedancji obu gałęzi zewnętrznych $Z_1(p)$ i $Z_2(p)$.

$$F(p) = - \frac{Z_2(p)}{Z_1(p)} = - \frac{R_2 \left(p + \frac{1}{R_1 C_1} \right)}{R_1 \left(p + \frac{1}{R_2 C_2} \right)} \quad (68)$$

Jak łatwo zauważyć układ aktywny daje więcej swobody w doborze wartości elementów biernych, a dzięki temu pozwala nawet uzyskać dodatkowe wzmocnienie sygnału. W porównaniu z układem czysto pasywnym wnosi on w tor sygnału znacznie większe zaburzenia szumowe, z tego też względu wykorzystywany jest w stopniach o wyższym poziomie sygnału.

Jeśli stałą czasową $\tau_2 = R_2 C_2$ uczynić większą od stałej czasowej zaniku wymuszenia τ_1 wówczas impuls ulegnie odpowiedniemu wydłużeniu. Układ o tego rodzaju własności daje się również zrealizować w wersji czwornika pasywnego [32]. Ukazano ją schematycznie na rysunku 26.



Rys.26. Schemat wydłużającego czwornika pasywnego.

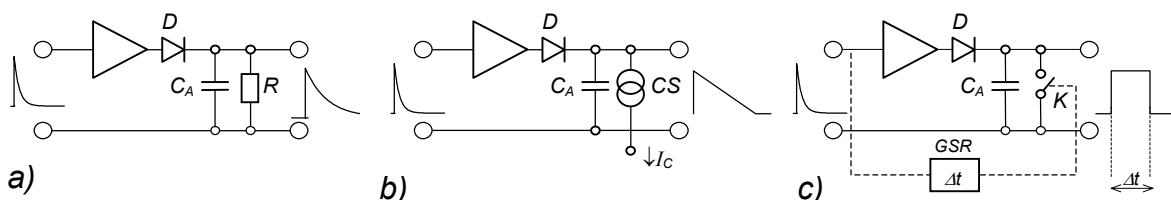
Proste procedury obliczeniowe prowadzą do wyrażenia opisującego transmitancję tej konfiguracji.

$$F(p) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{p + \frac{1}{R_2 C}}{p + \frac{1}{(R_1 + R_2)C}} \quad (69)$$

Jak ukazuje powyższa formuła, *pasywny czwornik wydłużający* wprowadza tłumienie sygnału [$k_{att} = R_2 / (R_1 + R_2)$], tym większe im większe jest założone wydłużenie odpowiedzi. Dodajmy, że terminologia tego rodzaju układów preferuje przed określeniem *układ wydłużający* nazwę: *układ rozciągający* (ang. *pulse stretcher*).

Poza wymienionymi wyżej rodzajami układów zwiększających rozpiętość czasową impulsów dużą popularność zyskały układy z *pojemnością akumulującą*. Zasada działania tych układów polega na ładowaniu kondensatora akumulującego za pośrednictwem elementu nieliniowego o bardzo małej stałej czasowej do pełnej amplitudy impulsu wejściowego i kolejnym rozładowaniu tegoż kondensatora w sposób narzucony przez stowarzyszony obwód. Charakter obwodów rozładowujących dał podstawę klasyfikacji układów wyróżniającej trzy główne ich konfiguracje. (Przedstawiono je w uproszczeniu schematycznym na rysunku 27).

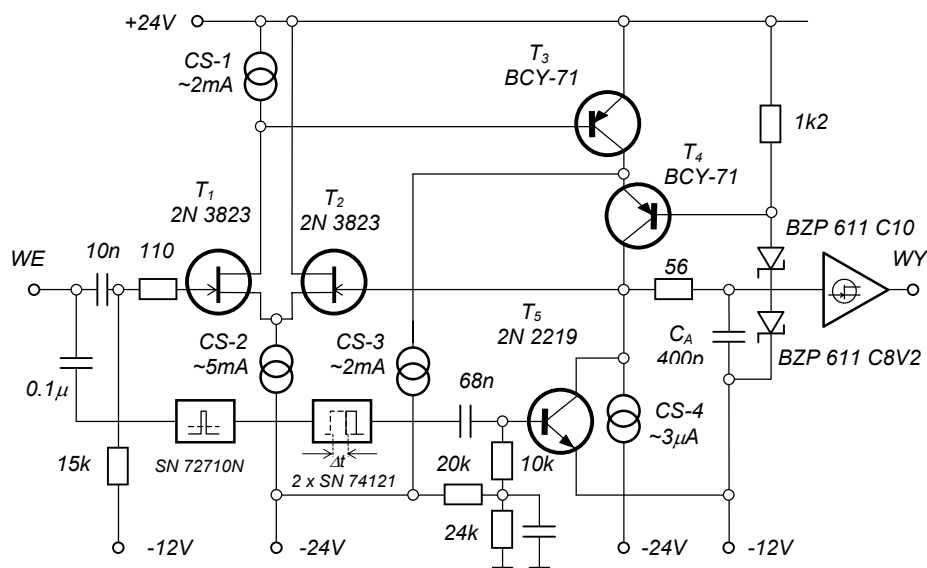
- układ z rozładowaniem wykładniczym
- układ w rozładowaniem liniowym, oraz
- układ ze czasowym „zamrożeniem” amplitudy sygnału.



Rys.27. Różne konfiguracje „stretcher’ów z kondensatorem akumulującym (objaśnienia w tekście)

W każdej konfiguracji funkcję *elementu nieliniowego*, poprzez który zachodzi ładowanie pojemności akumulującej, pełni dioda względnie złącze baza-emiter tranzystora. Podstawowym warunkiem poprawnej pracy układu, szczególnie w przypadku rozciągania impulsów o bardzo „ostрым” wierzchołku, jest utrzymanie wartości stałej czasowej τ_{LAD} ładowania kondensatora C_A na skrajnie niskim poziomie. Pociąga to za sobą konieczność stosowania diod o niskiej wartości rezystancji w kierunku przewodzenia r_D oraz *buforu* o podobnie niskiej impedancji wyjściowej. Wersja układowa a) jest niewątpliwie najprostszą realizacją stretchera, czasem stosowaną nawet bez wspomnianego wyżej buforu. Bardziej złożoną jest już konfiguracja b), w której dla rozładowania pojemności akumulującej wykorzystano źródło prądowe. W obu tych przypadkach osiągnięcie pożądanego rozszerzenia impulsu na założonym poziomie okupione jest nadmiernym jego rozciągnięciem u podstawy.

Konfiguracja c) z założenia ogranicza rozciągnięcie impulsu do jego grzbietu. Przystosowuje w ten sposób impuls do specyficznych wymagań stawianych przez niektóre układy ekstrakcji informacji. Tak na przykład układy regeneracyjne wymagają aby impuls wyzwalający charakteryzował się stromym czołem i bardzo łagodnym spadkiem w okresie procesu regeneracyjnego. Z kolei układy konwerterów cyfrowo-analogowych żądają, aby konwertowany impuls po szybkim osiągnięciu poziomu bliskiego maksimum jego końcowy fragment narastał znacznie wolniej [33], [34]. Zupełnie płaski przebieg grzbietu impulsu czyni zadość obu wymaganiom. W wersji c) jest on uzyskiwany dzięki opóźnionemu (o Δt) rozładowaniu pojemności akumulującej C_A . Operację opóźnionego rozładowania zapewnia, zaznaczony symbolicznie na rysunku 27c, równoległy tor zawierający generator opóźnionego sygnału rozładowującego GSR i klucz zwierny k . Wobec znacznego rozbudowania układu wykonywany jest on na ogół w formie autonomicznego modułu funkcjonalnego [21]. Rysunek 28 przedstawia uproszczony schemat ideowy takiej właśnie realizacji [35].



Rys. 28. Uproszczony schemat układu rozciągającego Typ 1106.

W układzie tym ładowanie pojemności akumulującej C_A dokonywane jest za pośrednictwem kaskady dwóch sekcji wzmacniających. Pierwszą stanowi „dwójka symetryczna” na tranzystorach polowych (T_1 - T_2) ze źródłami prądowymi ($CS-2$) i ($CS-1$) - odpowiednio w obwodzie źródeł oraz w obwodzie drenu tranzystora wejściowego. Sekcja druga (T_3 - T_4) to wzmacniacz prądowy ładujący swym prądem wyjściowym pojemność kondensatora akumulującego C_A . „Gorący” zacisk tego kondensatora połączony jest z drugim (odejmującym) wejściem dwójki

różnicowej, zamykając w ten sposób pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego. Skutkiem jej działania proces ładowania trwa do momentu zrównania napięć: wejściowego i formowanego na kondensatorze C_A , czyli gdy V_{CA} osiągnie poziom równy wartości maksymalnej $V_{i\ MAX}$. Stan ten pozostaje niezmienny dopóki nie zadziała klucz tranzystorowy (T_5) zwierający obwód kondensatora C_A . Tym samym sygnał przekazywany na wyjście (za pośrednictwem wtórnika o skrajnie wysokiej impedancji wejściowej) utrzymuje w tym przedziale czasu stały poziom. Długością tego impulsu steruje, uruchamiany impulsem wejściowym, pomocniczy układ *Generatora Sygnału Rozładowującego*. Składa się on z wykonanego na komparatorze SN 74710N dyskryminatora progowego i dwóch uniwibratorów typu SN 74121. Zadaniem pierwszego subukładu jest „normalizacja” impulsów wyzwających, drugi z kolei determinuje czas opóźnienia (Δt), a ostatni generuje właściwy *impuls rozładowujący*, wprowadzający tranzystor T_5 (klucz) w krótkotrwały stan nasycenia.

Opisany skrótowo układ zalicza się do kategorii stretcher’ów zwanych układami z *pomocniczym uniwibratorem gaszącym*. Obok licznych rozwiązań tego rodzaju opracowano szereg konfiguracji alternatywnych, nie wymagających stosowania dodatkowego generatora rozładowującego. Ten rodzaj – przestarzałych zresztą - układów rozciągających określono z kolei mianem *układów samogaszących*. Przegląd wybranych rozwiązań obu wymienionych kategorii, zarówno lampowych jak i ich odpowiedników tranzystorowych, znaleźć można w opracowaniu książkowym E.Kowalskiego [36], pominiemy zatem ich omawianie.

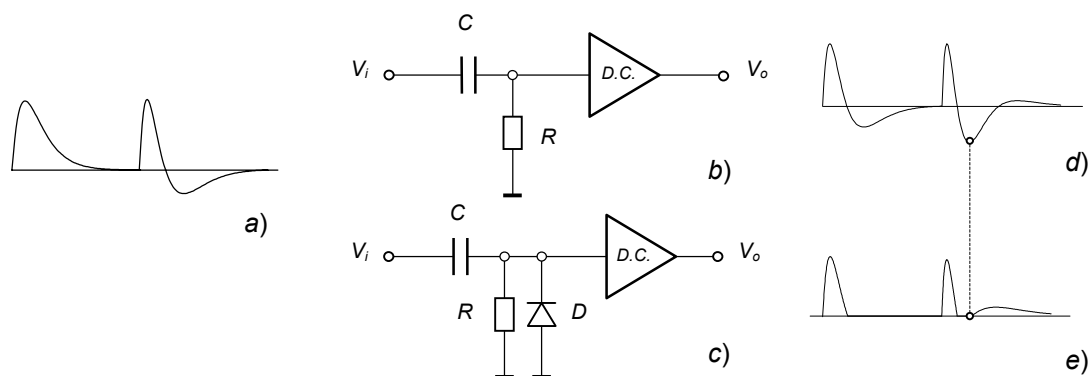
2.2.3. Układy przywracania poziomu zerowego (BLR).

Podstawową jednostkową informacją ekstrahowaną z sygnału w systemie spektrometrii amplitudowej jest właśnie amplituda impulsu. Technicznie jest ona pozyskiwana w pomiarze „wysokości” impulsu względem zadanego *poziomu referencyjnego*; który z reguły stanowi, przyjmowany za zerowy, potencjał wspólnej „masy”. Tego rodzaju technika pomiaru narzuca w konsekwencji ostry wymóg zachowania nienaruszonej podstawy wzmacnianego impulsu monopolarnego. W przypadku możliwości zaistnienia efektów przesuwających jego poziom „bazowy” niezbędne jest zastosowanie odpowiednich *środków kondycjonujących*, przywracających na wyjściu wzmacniacza pierwotny stan spoczynkowy. Układy elektroniczne spełniające takie zadanie zwane są *układami przywracania poziomu zerowego* i oznaczane skrótem literowym BLR (ang. *Base Line Restorer*).

Główną przyczyną przesunięcia *linii zerowej* są przerzuty ujemne (*undershoots*) impulsów powstające w obwodach sprzężenia pojemnościowego (wejściowym, międzystopniowych lub wyjściowym), a szkodliwy ich efekt wzrasta wraz ze wzrostem średniej częstotliwości impulsów. Współczesne wzmacniacze wykonywane są wprawdzie jako układy (d.c.) o bezpośrednich sprzężeniach międzystopniowych nie mniej jednak zachodzi często konieczność separacji pojemnościowej (zwłaszcza na wyjściu). Drugorzędnymi powodami przesunięcia linii zerowej są różnego pochodzenia przebiegi wolnozmiennie (zakłócenia indukowane, dryf, długie, nie podlegające kompensacji PZC, przerzuty ujemne, skrajnie niskoczęstotliwościowe szumy, oraz fluktuacje statystyczne linii zerowej). Nabierają one dominującego znaczenia w przypadku dobrze zbalansowanego wzmacniacza o sprzężeniach (d.c.) z układem PZC w stopniu różniczkującym.

Za skuteczny z pozoru środek zapobiegawczy uznać by można prosty *obcinacz diodowy* dołączony do *gorącego* punktu układu, stanowiący *zworę* dla ujemnych przerzutów przenieszonego impulsu. Zasadę działania takiego układu, zwanego też potocznie *restorerem jednodiodowym* [36],[37] oraz jego ograniczenia ilustruje rysunek 29. Schemat struktury *restorera*

porzedzono tu schematem zwykłego obwodu sprzęgającego C - R . Podano również (dla porównania) diagramy przebiegów impulsów wejściowych i wyjściowych obu obwodów. Układ z diodą obcinającą (*clamping diode*) z natury swej może zwierać tor transmisyjny tylko dla impulsów określonej polarności. Stanowi to główne ograniczenie stosowalności układu, narzucające ostry wymóg doskonałej kompensacji obwodu PZC dla zapobieżenia skażenia impulsów ujemnymi przerzutami. Skutki ewentualnego niedopełnienia tego rygoru objawiają się w postaci dodatniego *impulsu satelitarne*go, jako łącznego efektu procesu przełączania diody i formowania drugiego przerzutu (*overshoot*) [37]. Efekt ten uwidocznił na diagramie odpowiedzi restorera.



Rys.29. Ilustracja zasady działania prostego restorera diodowego

- para impulsów wejściowych (monopolarny + bipolarny)
- obwód sprzężenia pojemnościowego
- układ restorera z diodą obcinającą
- impulsy na wyjściu układu ze sprzężeniem C - R
- impulsy na wyjściu restorera

Silna nieliniowość charakterystyki diody w jej początkowym zakresie nakłada kolejny warunek na poziom impulsów wejściowych. Wyraża się on wymaganiami, aby amplituda impulsów wejściowych $V_{i\ MAX}$ była wielokrotnie większa od potencjału elektrokinetycznego diody tj.

$$V_{i\ MAX} \gg \frac{kT}{q} \quad (70)$$

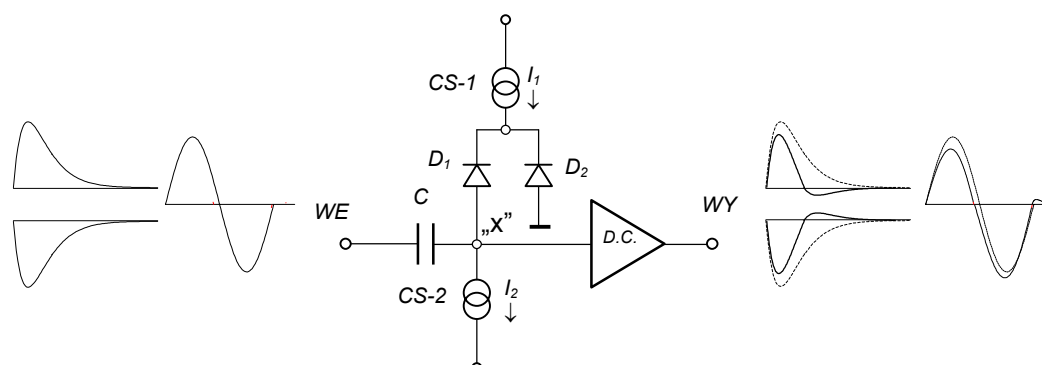
Warunek powyższy wyrażany jest często dla założonego a priori stopnia nierówności (~ 10) przy uwzględnieniu temperatury pracy ($T=300K$). Przyjmuje on wówczas postać

$$V_{i\ MAX} \gtrsim 200\ mV \quad (71)$$

Wykorzystywane w układzie prostujące działanie diody może czasem być źródłem powstawania piedestału o polarności zgodnej z polarnością impulsów wejściowych. Jest to wynikiem prostowania różnego rodzaju „pasożytniczych” sygnałów przemienne jak szumy elementów układowych, indukowane napięcia okresowo-zmienne czy tętnienia napięć zasilających. W szczególnie niekorzystnych sytuacjach można zatem uzyskać efekt odwrotny od zamierzonego.

Omówiony wyżej restorer należy do kategorii *układów pasywnych*. Zalicza się do niej również bardziej zaawansowany układ dwudiodowy *L.Robinsona* [38]. Jego podstawową zaletą jest brak uzależnienia działania od polarności impulsów. Jest on również wolny od wspomnianego wyżej efektu tworzenia piedestału. Konfigurację Robinsona przedstawiono w uproszczeniu na rysunku 30. Zaznaczają się w niej wyraźnie dwie, krzyżujące się w punkcie węzła-

wym „X”, gałęzie: *transmisyjna* (pozioma) i *restytucyjna* (pionowa). Gałąź transmisyjna zawiera pojemność sprzęgającą C i stopień wyjściowy d.c., natomiast gałąź restytucyjną tworzy układ przeciwnie połączonych diod (D_1, D_2) oraz dwa źródła prądowe ($CS-1$ i $CS-2$).



Rys. 30. Schemat restorera dwudiodowego wg. *Robinsona* (po obu stronach struktury układu podano przykładowe przebiegi wymuszeń i odpowiedzi)

Spoczynkowy stan restorera ustalają wydajności prądowe I_1 i I_2 źródeł prądowych. W podstawowej, tzw. *symetrycznej* wersji układowej prąd I_1 jest dwukrotnie większy od prądu I_2 . W rezultacie przez obydwie diody przepływa jednakowy prąd równy I_2 . Węzłowy punkt układu „X” jest wówczas zwierany do masy poprzez bardzo małe rezystancje r_D obu przewodzących diod. Z chwilą pojawienia się na wejściu impulsu napięciowego dowolnej polarności, poprzez pojemność C iniekowany jest do układu prąd o natężeniu I_{IN} zależnym od szybkości zmian poziomu (stromości krawędzi impulsu wejściowego). Mając na uwadze bardzo małą wartość rezystancji r_D zależność tę można wyrazić w przybliżeniu

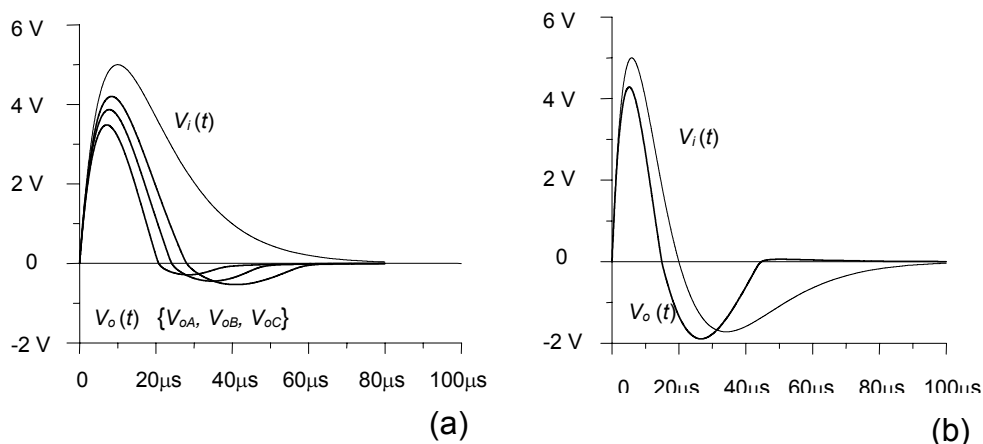
$$I_{IN} \cong C \frac{dV_i(t)}{dt} \quad (72)$$

Prąd I_{IN} kompensuje przeciwnej polarności spoczynkowy prąd odpowiedniej diody, powodując w granicznym przypadku, gdy $I_{IN} \geq |I_i|$, odcięcie tej diody. W szczególności odcięcie diody D_1 sprawia, że prąd źródła $CS-2$ ($-I_2$) skierowany zostaje do pojemności sprzęgającej powodując jej liniowe ładowanie. I analogicznie, odcięcie diody D_2 prowadzi do ładowania pojemności C różnicą prądów $I_2 - I_1$ równą $+I_1$. Na impedancji źródła $CS-2$ formowany jest wtedy impuls wyjściowy $V_o(t)$ opisany z dobrym przybliżeniem zależnością

$$V_o(t) \cong V_i(t) - V_C(t) = V_i(t) - \frac{I_D}{C} t \quad (73)$$

gdzie $V_C(t)$ jest napięciem na zaciskach pojemności C . Praktycznie proces ten trwa do chwili, gdy napięcie wyjściowe spadnie do poziomu poniżej napięcia załamania charakterystyk diodowych. Odcięta uprzednio dioda zostaje wówczas wprowadzona ponownie w stan przewodzenia, natomiast druga dioda - z pewnym opóźnieniem zależnym od stromości krawędzi opadającej impulsu wejściowego oraz kształtu charakterystyki prądowo-napięciowej diody - ulega odcięciu, stwarzając warunki dla powstania ujemnego przerzutu w analogicznym jak uprzednio mechanizmie. Po kolejnym osiągnięciu przez impuls wyjściowy poziomu załamania charakterystyki diody, dalszy jego przebieg jest efektem różniczkowania impulsu wejściowego przez czwórnik $C \div 2r_D$, trwający aż do zupełnego zaniku wymuszenia tj. impulsu wejściowego.

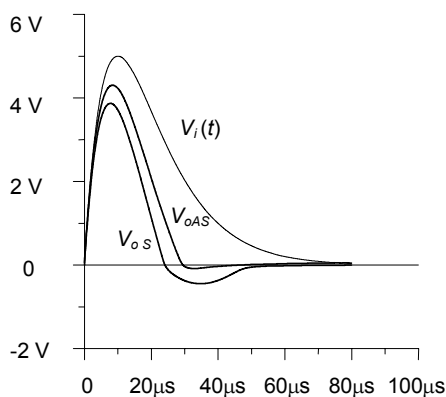
Rysunek 31 ilustruje efekt działania restorera *Robinsona* na przykładzie typowych impulsów „licznikowych”; monopolarnego impulsu z „długim ogonem” bez przerzutu (a) oraz impulsu obciążonego przerzutem (b).



Rys.31. Ilustracja działania restorera dwudiodowego *Robinsona*
 (a) – impuls monopolarny (b) – impuls z przerzutem

Symbolem $V_i(t)$ na obu diagramach oznaczono impuls wejściowy. Dla impulsu monopolarnego wykreślono trzy odpowiedzi restorera V_{oA} , V_{oB} i V_{oC} , przy różnych wartościach stosunku I_D / C (wynoszących odpowiednio 1.4×10^5 , 10^5 oraz 6.6×10^5 V/s) dla ukazania zależności czasu restytucji linii bazowej od tego parametru. Łatwo zauważyć, że w zakresie dużych intensywności zliczeń pożądana jest duża wartość stosunku I_D / C , co przy założonej stałej wartości prądu diody I_D sprowadza się do włączenia odpowiednio małej pojemności C . Uzyskany korzystny efekt w sferze relacji czasowych okupiony jest jednak wzrostem szumów wyjściowych, degradujących rozdzielczość amplitudową. W obszarze niskich i średnich częstotliwości zliczeń, gdy dopuszczalny jest relatywnie dłuższy czas restytucji, stosuje się więc odpowiednio większe wartości pojemności C . Z tego też powodu układy *restorerów* wyposażone są w układ przełączanych pojemności; w większości rozwiązań fabrycznych ograniczony tylko do dwóch pojemności przełączanych specjalnym przełącznikiem o pozycjach oznaczonych odpowiednio symbolami HIGH i LOW.

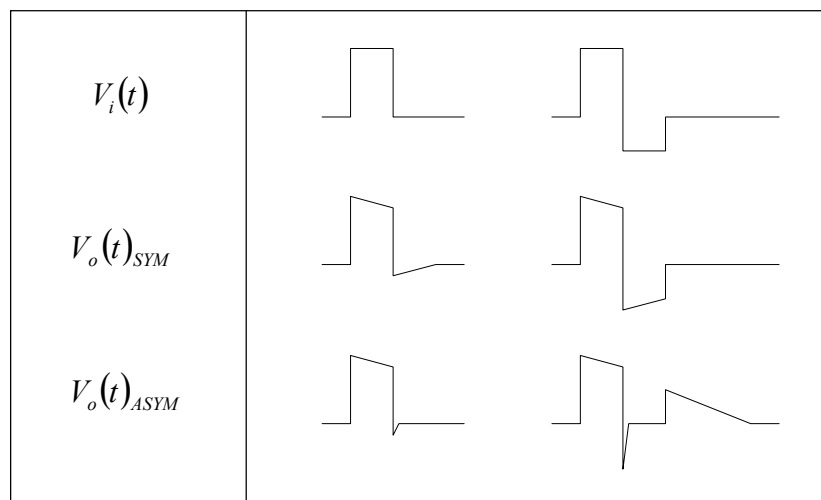
Znaczące skrócenie czasu restytucji zapewnia układ *restorera asymetrycznego*. Charakteryzuje się on różnymi wartościami prądów polaryzacji spoczynkowej diod uzyskiwanymi w warunkach nierówności $I_1 \neq 2I_2$. Rysunek 32 przedstawia na tle wymuszenia monopolarnego V_i odpowiedź V_{oS} układu symetrycznego oraz przebieg odpowiedzi układu asymetrycznego V_{oAS}



Rys.32. Porównanie odpowiedzi restorera symetrycznego i asymetrycznego

w którym przy identycznym wymuszeniu $V_i(t)$ i wartości pojemności C przyjęto $I_1 = 200\mu\text{A}$ oraz $I_2 = 50\mu\text{A}$. Ogólnie sformułowany warunek asymetryczności restorera ($I_1 \neq 2I_2$) dopuszcza dwa alternatywne przypadki: $I_1 > 2I_2$ oraz $I_1 < 2I_2$. Zależnie od polarności impulsu wejściowego prowadzą one bądź to do skrócenia względnie do wydłużenia czasu restytucji w stosunku do czasu restytucji układu symetrycznego. W przypadku impulsu dodatniego dla pożądanego redukcji czasu restytucji wymagane jest dopełnienie warunku $I_1 > 2I_2$. Fizycznie oznacza to, że prąd rozładowania pojemności jest większy od prądu jej ładowania. Takiej też sytuacji dotyczy właśnie rysunek 32. W kontekście powyższej dyskusji widać, że restorer asymetryczny może być stosowany **wyłącznie dla impulsów ściśle monopolarnych** (bez przerzutu). Nie dopełnienie tego rygoru prowadzi do pojawienia się dużych i rozciągniętych impulsów „falszywych”. Efekt ten pokażemy dalej na przykładzie impulsów prostokątnych.

Impulsy prostokątne, a raczej ich *periodyczne ciągi*, są stosowane w standardowej procedurze testowania restorerów. Na rysunku 33 przedstawiono diagramy tego typu impulsów wejściowych (bez przerzutu i z przerzutem) oraz odpowiadających im odpowiedzi w symetrycznym i asymetrycznym reżymie pracy restorera dwudiodowego.

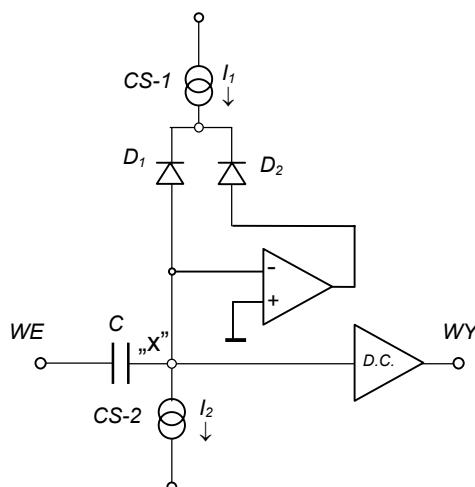


Rys.33. Ilustracja zależności odpowiedzi restorera dwudiodowego od reżymu jego pracy dla impulsów prostokątnych bez przerzutu i z przerzutem.

Przebiegi prostokątne uwidaczniają wyraźnie procesy liniowego ładowania i rozładowania akumulującej pojemności szeregowej C . Na powyższych diagramach odzwierciedlają je „zwis” poszczególnych fragmentów impulsów wyjściowych. Ostatni z przebiegów ilustruje poglądowo sygnalizowany wyżej efekt powstawania „falszywych” impulsów, stanowiących odpowiedzi *restorera asymetrycznego* na ujemne (względem członu wiodącego) składowe impulsów bipolarnych.

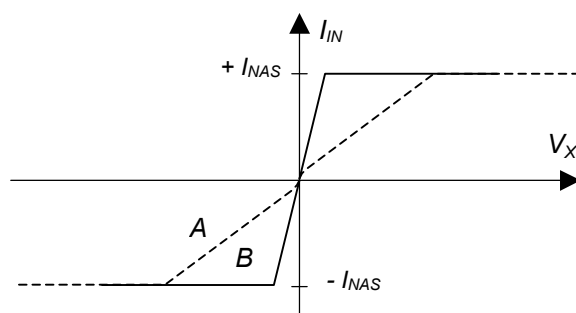
Na kanwie struktury *pasywnego restorera Robinsona* opracowana została przez R. Chase i L. Poulo [39] wersja *restorera aktywnego*. Uproszczony schemat tej konfiguracji przedstawiono na rysunku 34. Istota modyfikacji polega na zastosowaniu dodatkowego wzmacniacza operacyjnego i włączeniu w jego pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego zespołu diod. Bezpośrednim jej celem było zredukowanie oporności dynamicznej diod, prowadzące w konsekwencji do zminimalizowania nieliniowości diod i zawężenia strefy aktywnego stanu restorera. Efekty te można zaobserwować porównując „wzienne” charakterystyki prądowo-napięciowe obu rodzajów restorerów w punktach węzłowych „X” tych układów. Dodajmy, że nielinio-

wość charakterystyki $I-V$ diod jest źródłem dystorsji niskoenergetycznej części widma analizowanego promieniowania.



Rys. 34. Uproszczony schemat restorera aktywnego wg. *Chase i Poulo* [39]

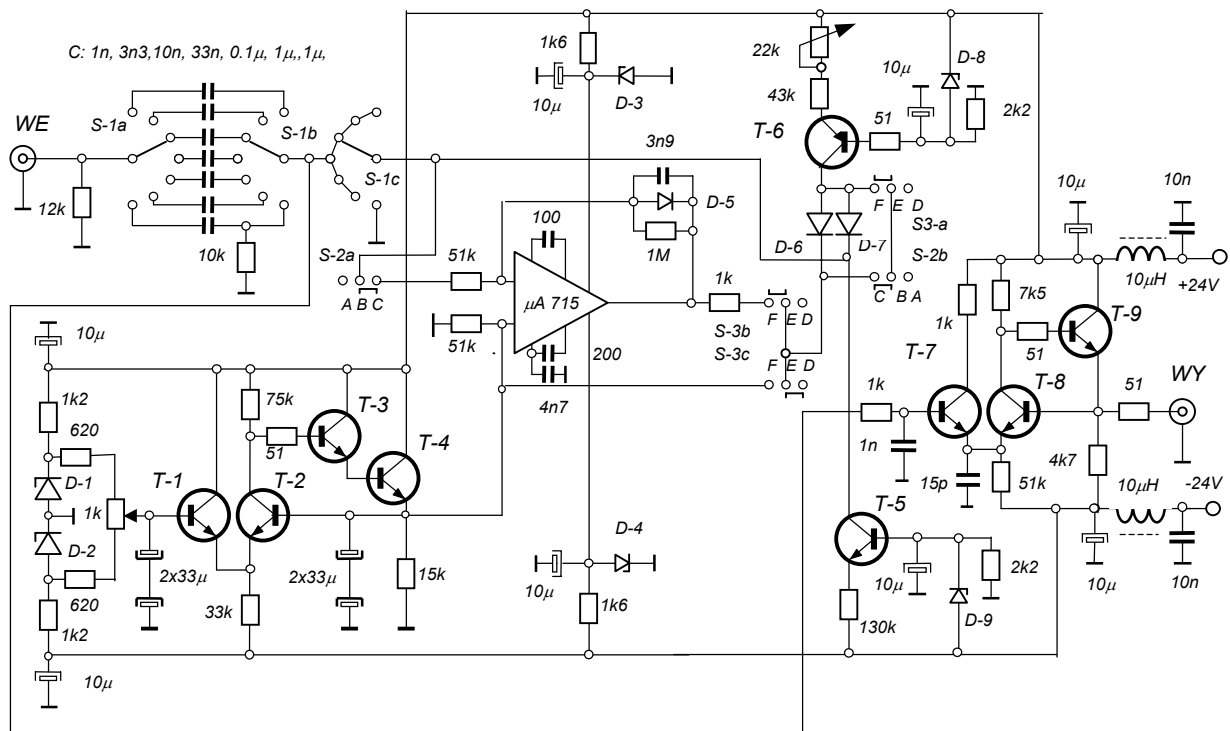
Przypomnijmy też, że charakterystyka wziera restorera reprezentuje zależność prądu iniektowanego do układu diod od napięcia na ich szeregowej kaskadzie. Przybliżone przebiegi tego rodzaju charakterystyk podano na rysunku 35. Linia ciągłą wykreślono na nim charakterystykę restorera aktywnego *Chase-Poulo*, a linią przerywaną - dla porównania - charakterystykę restorera pasywnego *Robinsona*. Nachylenia charakterystyk w obszarach ograniczonych wartościami prądów nasycenia określają sumaryczną efektywną rezystancję dynamiczną diod oraz szerokość strefy aktywnej pracy.



Rys. 35. Wziera charakterystyki prądowo-napięciowe restorerów:
A - *Robinsona* , B - *Chase-Poulo*

Nowoczesne wzmacniacze spektrometryczne niemal z reguły mają wbudowane układy restorerów. W laboratoriach fizyki jądrowej można jednak spotkać jeszcze autonomiczne jednostki układów przywracania poziomu wchodzące w skład systemów modułowych aparatury jądrowej jak NIM względnie CAMAC. Typowym przykładem takiej konstrukcji jest krajowej produkcji UKŁAD ODTWARZANIA SKŁADOWEJ STAŁEJ Mod. 1102 [40]. Pełny jego schemat ideowy przedstawiono na rysunku 36. Nie trudno znaleźć na nim elementy i podzespoły oznaczone symbolicznie na schematach uproszczonych (rys.30 i 34). Układ wyposażono w zespół przełączników oraz pojemności sprzęgających umożliwiając pracę w wybiórczo nastawia-

nym systemie pracy. Celowi temu służą dwa przełączniki suwakowe $S-2$ i $S-3$; pierwszy do przełączania konfiguracji układu [pasywny/aktywny], drugi natomiast do przełączania trybu pracy [symetryczny/asymetryczny]. Przełącznik obrotowy $S-1$ umożliwi z kolei dobór odpowiedniej wartości pojemności sprzęgającej C . Wygodnym w praktyce uzupełnieniem restora jest regulowane źródło (generator) napięcia odniesienia ($T-1, T-2, T-3$ i $T-4$) pozwalające uzgodnić spoczynkowy potencjał wyjściowy restora ze spoczynkowym potencjałem wejściowym analizatora amplitudy.



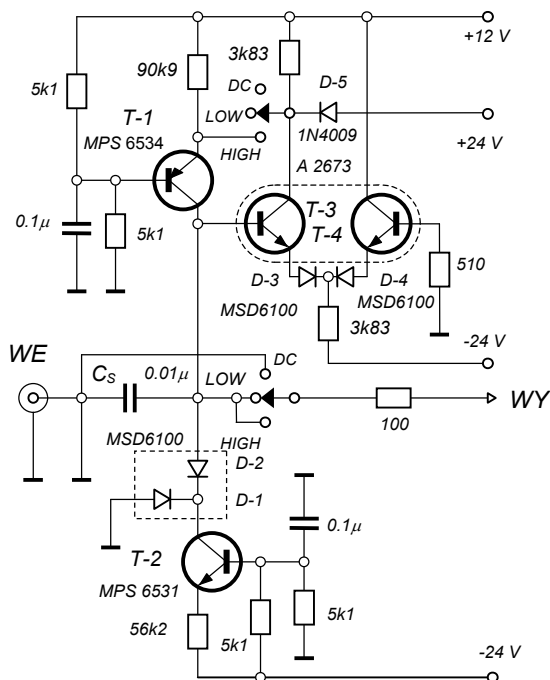
Tranzystory: $T-1, T-2, T-3, T-4, T-7, T-8, T-9$ typ BF 519, $T-5$ typ BSXP93 oraz $T-6$ typ BSYP07
 Diody: $D-1, D-2$ typ BZP611 C5V6, $D-3, D-4$ typ BZP630 C15, $C-5, C-6, C-7$ typ BAYP95A, $C-8, C-9$ typ BZP630 C11

Rys. 36. Schemat ideowy układu odtwarzania składowej stałej typ 1102 [40].

W rozwoju restorerów znaczącą pozycję zyskał układ aktywny *C. Williamsa* [41]. W swej pierwotnej wersji stanowił on kombinację nowej koncepcji układowej z konwencjonalnym układem pasywnym. W takiej też konfiguracji został wdrożony do produkcji fabrycznej firmy ORTEC zarówno jako jednostka autonomiczna (Model 438) jak i w formie subukładu wzmacniacza okienkowego (Model 444). Na rysunku 37 przedstawiono schemat ideowy tej wersji. Jej osnową jest znana nam już struktura *Robinsona*, obejmująca elementy $T-1, T-2, D-1, D-2$ oraz C_S . Jest ona wykorzystywana w pomiarach przy małych częstościach zliczeń, a właściwy temu zakresowi reżym pracy ustala pozycja LOW przełącznika $S-1$ odłączając od gałęzi pasywnej pętlę zwrotną ze wzmacniaczem $T-3, T-4$.

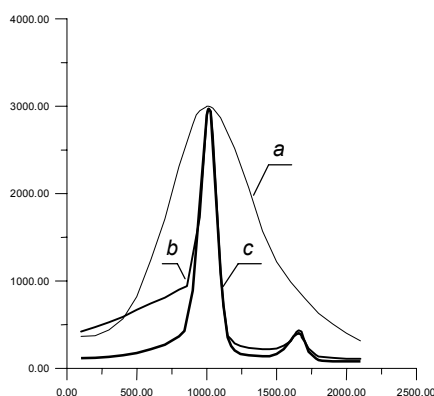
W pozycji HIGH przełącznika $S-1$ warunki pracy tranzystorów $T-1$ i $T-2$ uzależniane są działaniem wzmacniacza $T-3, T-4$, od przeniesionego sygnału. I tak, w stanie spoczynkowym (tj. przy braku sygnału) tranzystor $T-1$ pracuje w układzie źródła prądowego o zwiększonej wydajności ($I_1^* = 3\text{mA}$), natomiast tranzystor $T-2$ stanowi jego obciążenie aktywne. Zwiększenie wydajności źródła prądowego ($T-1$) uzyskano w rezultacie odcięcia tranzystora $T-3$ w stanie spoczynkowym układu i związanego z nim zmniejszenia (wskutek dołączenia opornika

bocznikującego 3k83) rezystancji w obwodzie emitera $T-1$. W punkcie węzłowym „X” układu restorera ustala się wówczas potencjał zerowy.



Rys. 37. Schemat ideowy restorera aktywnego *Williamsa*.

Podanie na wejście impulsu o polarności dodatniej wprowadza $T-3$ w stan przewodzenia wywołując spadek potencjału na jego kolektorze do poziomu „kotwiczenia” +12 V (przez diodę $D-5$) i powodując w konsekwencji odcięcie tranzystora $T-1$. W tych warunkach następuje ładowanie pojemności C prądem źródła prądowego $T-2$. Zanik impulsu wejściowego przywraca stan początkowy i pojemność C zostaje raptownie rozładowana przez niską rezystancję, przewodzącego duży prąd, tranzystora $T-1$. Założony przez konstruktora stosunek prądów ładowania i rozładowania wynosi 1:30. Tryb pomiaru „HIGH” z natury swej wnosi ograniczenie na charakter przenoszonych impulsów dopuszczając **wyłącznie impulsy monopolarne**. Dla zilustrowania efektywności działania *restorera aktywnego* na rysunku 38 przed-

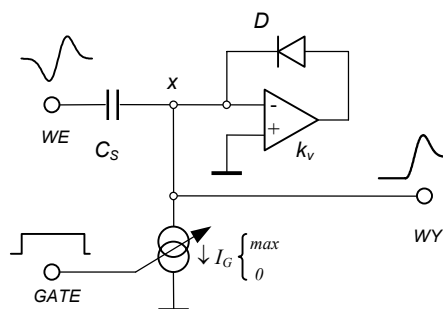


Rys. 38. Przykładowe widma promieniowania uzyskane w warunkach:
a) bez restorera b) z restorem pasywnym c) z restorem aktywnym (wg.[41])

stawiono przykładowe widma promieniowania gamma źródła kobaltowego (^{57}Co) uzyskane w warunkach dużego natężenia ($5.6 \times 10^4 \text{ s}^{-1}$) w spektrometrze półprzewodnikowym przy pomiarze bez restorera, z restorerem pasywnym i restorerem aktywnym [41].

Współczesne wzmacniacze spektrometryczne z reguły są wyposażone w układ restytucji stanu zerowego. Wykorzystano w tym celu również opisany wyżej restorer *Williamsa* w zmodyfikowanej nieco wersji, pomijającej – wobec istnienia w torze sygnału układu PZC - część pasywną układu pierwotnego (np. ORTEC: *Mod. 450* [42] oraz *Mod. 716A* [17]).

Oryginalnością koncepcji odznacza się *restorer aktywny* opracowany przez *E.A.Gerego* i *G.L.Millera* [43]. Na rysunku 39 przedstawiono jego uproszczony schemat strukturalny.



Rys. 39. Restorer aktywny według *Gere-Millera* (schemat strukturalny).

Łatwo zauważyć, że dioda D stanowi element zwierający do *sztywnej masy* węzłowy punkt układu „ x ”. W stanie przewodzenia diody, wymuszonego prądem I_G , jej rezystancja dynamiczna, r_D^{dyn} przybiera znikomo małą wartość zgodnie z relacją

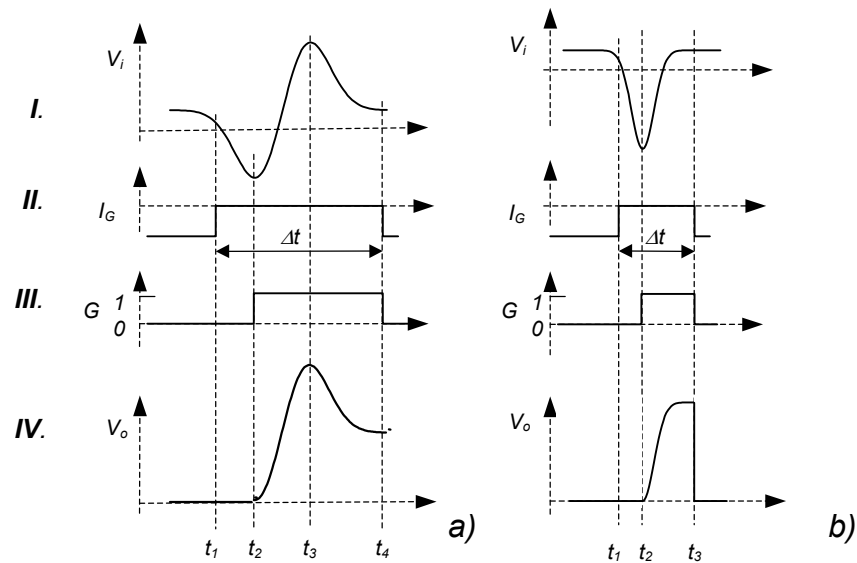
$$r_D^{dyn} = \frac{r_D^{stat}}{1 + k_V} \quad (74)$$

gdzie r_D^{stat} jest rezystancją statyczną (stałoprądową) diody, zaś k_V wzmocnieniem napięciowym wzmacniacza w otwartej pętli. Punkt „ x ” zwarty jest wówczas praktycznie do masy przyjmując jej zerowy potencjał. W przypadku alternatywnym, dla $I_G = 0$, układ działa jak prosty restorer diodowy. Zauważmy, że zwarcie toru transmisyjnego może być podtrzymane po wyłączeniu prądu bramkującego I_G działaniem prądu wymuszonego wiodącym zboczem impulsu wejściowego. W zadanej według rysunku 39 konfiguracji stan zwarcia toru transmisyjnego wymuszony jest prądem I_G *polarności ujemnej*. Taką samą polarność musi mieć również prąd I_i wywołany krawędzią wiodącą impulsu wejściowego

$$I_i = C_S \frac{dV_i}{dt} \quad (75)$$

Wynika stąd oczywiste wymaganie nakładane na polarność impulsu wejściowego; w przypadku impulsu bipolarnego odnosi się ono do jego *lobu wiodącego*. Działanie układu ilustruje rysunek 40 przedstawiający przebiegi sygnałów: wejściowego - V_i (**I**), wyjściowego - V_o (**IV**), bramkującego - I_G (**II**), oraz zmianę modułu przepustowości układu - G (**III**) w trakcie przeniesienia sygnału. W stanie spoczynkowym prąd I_G o założonej wartości wzbrania transmisję sygnału wejściowego; moduł przepustowości w tych warunkach praktycznie jest równy zero. Z chwilą pojawienia się impulsu wejściowego V_i , jego krawędź czołowa wyłącza generator prądu I_G natomiast uzależniony od jej stromości prąd wejściowy I_i podtrzymuje stan wbronięcia transmisji aż do momentu osiągnięcia przez V_i dolnego minimum i zmiany kierunku narastania. Z tą chwilą ulega zmianie polarność prądu wejściowego powodując w efekcie odcięcie diody i otwarcie toru transmisji sygnału. Stan taki utrzymywany jest w ciągu zaprogramowanego (w niewidocznym na schemacie bloku sterowania źródłem prądowym I_G) in-

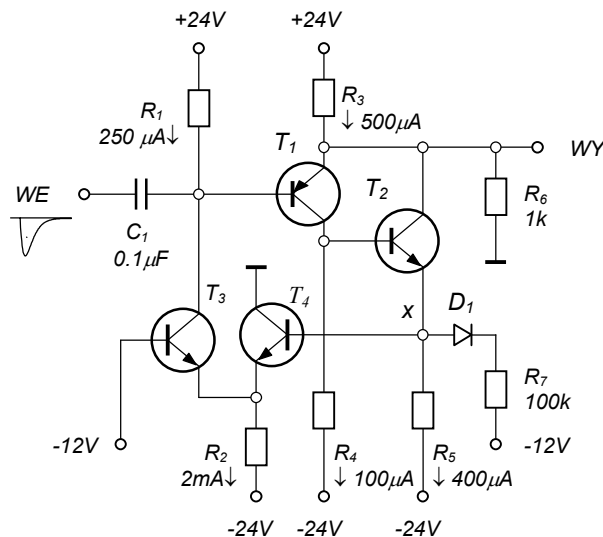
terwału Δt zapewniającego przeniesienie pożądanego fragmentu impulsu wejściowego. Po tym okresie źródło prądu I_G zostaje ponownie włączone przywracając stan spoczynkowy układu.



Rys.40. Diagramy ilustrujące zasadę działania restorera *Gere-Millera*.
(a) – impuls bipolarny (b) – impuls monopolarny

Wyróżniającą cechą układu *Gere-Millera* jest przenoszenie na wyjście (niezależnie od położenia linii bazowej) fragmentu impulsu niosącego informację o jego wartości międzyszczytowej (*peak-to-peak*) względnie o jego amplitudzie.

Ciekawą konfigurację restorera aktywnego, nazwaną przez autorów *korektorem linii bazowej*, opracowano w laboratorium LRL Uniwersytetu Kalifornijskiego [44]. Rysunek 41 przedstawia schemat ideowy tego układu.



Rys.41. Schemat ideowy *korektora linii bazowej* wg koncepcji LRL [44].

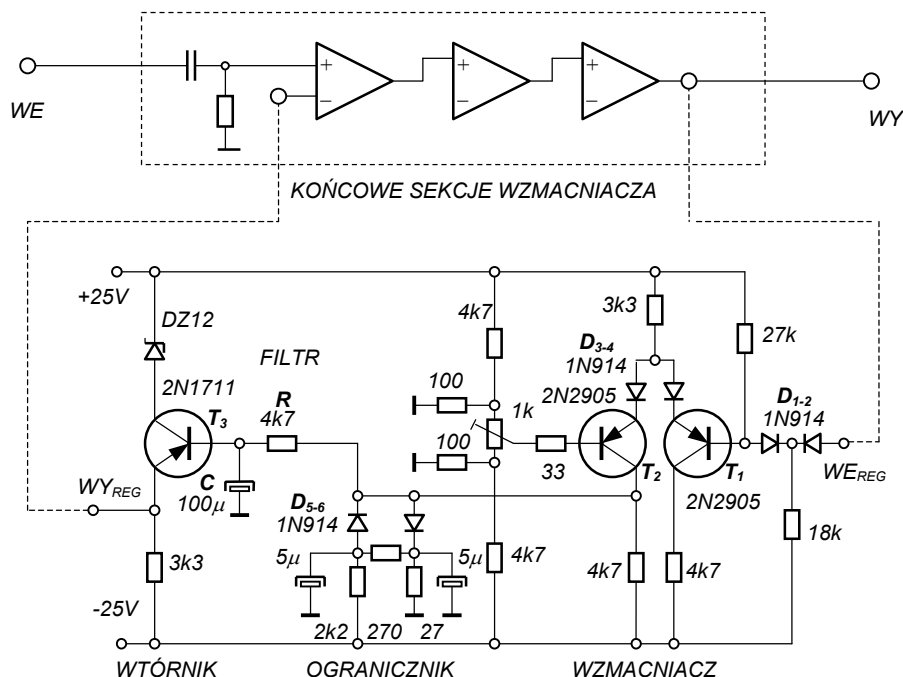
Z założenia układ przeznaczony jest do pracy z *impulsami monopolarnymi* o polarności ujemnej. Jego strukturę tworzą dwa podukłady funkcjonalne: *wtórnik złożony* na komplementarnej parze tranzystorów (T_1 - T_2) oraz, spełniająca funkcję klucza zwierającego, *dwójka* o sprzężeniu emiterowym (T_3 - T_4) sterowana poziomem punktu węzłowego „X”. W stanie spoczynkowym oraz w zakresie ujemnych wartości wymuszenia wtórnik pracuje w konwencjonalnym układzie *White'a* z efektywną rezystancją emiterową (R_7) równą praktycznie 100Ω . Wskutek narzuconej przez diodę D asymetrii polaryzacji baz tranzystorów T_3 i T_4 wymuszona jest wówczas odpowiednia asymetria ich prądów kolektorowych ($I_{T3} < I_{T4}$). W procesie przeniesienia przez układ *impulsu ujemnego* kondensator C_s ładowany jest stałym prądem ($250\mu\text{A}$) przekazywanym przez R_1 , a akumulowany w nim ładunek daje po zaniku impulsu wejściowego niepożądany *przerzut* odwrotnej polarności. Ten dodatni *wyskok napięcia* jest wykorzystywany w układzie *korektora* do auto-przełączenia stanu przewodzenia klucza. Zachodzi ono w rezultacie chwilowego zmniejszenia prądu kolektorowego tranzystora T_1 powodującego w efekcie wzrost ujemnego potencjału punktu węzłowego „X” i odcięcie tranzystora T_4 . Całkowity prąd *dwójki* (2mA) przejmuje w tej sytuacji tranzystor T_3 . Prąd ten, wielokrotnie większy od prądu ładowania, rozładowuje kondensator szeregowy z odpowiednio zwiększoną szybkością przywracając spoczynkowy stan układu.

Wszystkie opisane wyżej układy z zasady swego działania zawierają w torze sygnału kondensator pamiętający C_s . Tej klasie restorerów *E.Fairstein* [45] nadał miano *restorerów szeregowych*. Ich alternatywę, zyskującą ostatnio coraz większą popularność stanowią układy, w których elementem pamiętającym jest pojemność równoległa C_p . Strukturalnie wywodzą się one z układów *stabilizacji poziomu zerowego* [46] z *nieliniowym ujemnym sprzężeniem zwrotnym*. Pętlą sprzężenia zwrotnego objęta jest wówczas wyjściowa kaskada galwanicznie sprzężonych dolnoprzepustowych (DC) sekcji wzmacniających wzmacniacza impulsowego.

Główną cechą odróżniającą organizowane w takiej konfiguracji *restorery* od *stabilizatorów* jest inercyjność ich pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego decydująca o szybkości reakcji układu autoregulacji i poziomie jego odpowiedzi na zaburzenie poziomu zerowego. Wyznacza je wartość pojemności równoległej; bardzo duża w przypadku stabilizatorów, oraz odpowiednio mała w *restorerach*. W konsekwencji reakcja *stabilizatora* na „samotny” impuls jest praktycznie zerowa, podczas gdy *restorer* dokonuje korekcji linii zerowej natychmiast po każdym przenoszonym impulsie.

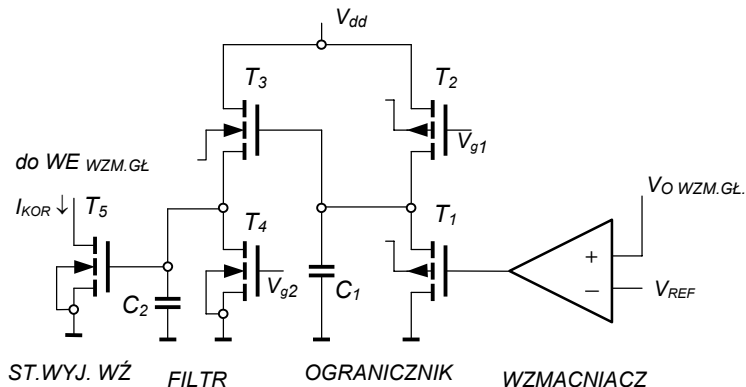
Stabilizatory poziomu zerowego z założenia kompensują wszelkie naruszenia linii zerowej wywoływane bardzo różnymi czynnikami, w tym również przenoszonym sygnałem informacyjnym. W zakresie bardzo małych częstości zliczeń i odpowiednio dużej inercyjności gałęzi ujemnego sprzężenia zwrotnego, wpływ przenoszonego sygnału jest praktycznie zanedbywalny. Nabiera on jednak znaczenia ze wzrostem częstości impulsów (współczynnika wypełnienia sygnału). Wymagane jest wówczas wprowadzenie do układu dodatkowych subukładów wspomagających, minimalizujących bądź eliminujących w pełni ten wpływ. Skutecznym środkiem jego zredukowania w systemach o umiarkowanej wartości współczynnika wypełnienia jest silne (do wartości poniżej paru miliwoltów) ograniczenie poziomu sygnału w gałęzi sprzężenia zwrotnego. Dobrym przykładem takiego rozwiązania zrealizowanego w konwencjonalnej technice bipolarnej (na elementach dyskretnych) jest układ zaproponowany przez *R.Pazelta* [46]. Rysunek 42 przedstawia jego schemat ideowy uwidaczniając zarazem sekcje wzmacniacza impulsowego objęte jego działaniem. Strukturę układu tworzą cztery bloki funkcjonalne: wzmacniacz różnicowy (T_1, T_2) z diodowymi obwodami antyprzeciążeniowymi (D_1, D_2, D_3, D_4), symetryczny ogranicznik diodowy (D_5, D_6), filtr całkujący (R - C) oraz wtórnik wyjściowy (T_3). Wzmocnienie stopnia różnicowego ($k_v \approx 1000$) determinuje wartość współczynnika stabilizacji dla dewiacji poziomu wyjściowego wzmacniacza impulsowego.

wego mieszczących się w granicach ± 10 mV. Do tych wartości granicznych redukowany jest również w pętli poziom impulsów wyjściowych stabilizowanego wzmacniacza.



Rys.42. Schemat układu autoregulacji linii zerowej (wg.Patzelta [46])

Inny rodzaj ogranicznika zastosowano w układzie opracowanym w Brookhaven National Laboratory wykonanym w formie układu scalonego ASIC w technologii CMOS [47]. Funkcję jego spełnia celowo zdymensjonowany, zasilany prądowo wtórnik źródłowy z obciążeniem pojemnościowym. Pożądane własności uzyskuje się przy małej wartości prądu zasilania wtórnik i dostatecznie dużej wartości pojemności, ustalających szybkość zmian jego odpowiedzi (*slew rate*) na odpowiednio niskim poziomie. Zadana w ten sposób maksymalna szybkość zmian odpowiedzi ogranicza poziom odpowiedzi na wymuszenia o większej szybkości zmian, co w przypadku impulsów o stałej rozpiętości czasowej jest równoważne ograniczeniu amplitudowemu.



Rys. 43. Uproszczony schemat pętli sprzężenia zwrotnego układu BLH wg. [47]

Małe, wolnozmiennie sygnały przenoszone są przez taki stopień liniowo, duże natomiast – charakteryzujące się odpowiednio dużą szybkością zmian poziomu - podlegają ograniczeniu amplitudy. Na rysunku 43 przedstawiono w uproszczeniu schemat obwodów całej pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego (nazwanej przez autorów mianem *Base Line Holder* - BLH) zawierającej tego rodzaju stopień ograniczający poziom sygnału w pętli. W układzie tym poziom wyjściowy wzmacniacza głównego $V_{O\ WZM.GŁ.}$ oraz poziom referencyjny V_{REF} tworzą w pomocniczym wzmacniaczu różnicowym sygnał niezrównoważenia V_{BL} przekazywany zwrotnie poprzez kaskadę: człon nieliniowy (*ogranicznik*), *filtr dolnoprzepustowy* oraz stopień wyjściowy $W\dot{Z}$ na wejście podlegających stabilizacji sekcji wzmacniacza głównego. Zarówno *ogranicznik* jak i *filtr dolnoprzepustowy* wykonano w takiej samej konfiguracji, przy czym pierwszy (T_1) zrealizowano na tranzystorach MOSFET z kanałem p natomiast drugi (T_3) na tranzystorach MOSFET z kanałem n . Prądy stowarzyszonych źródeł prądowych (T_2 i T_4) ustawiane są w układzie odpowiednio napięciami V_{g1} i V_{g2} . Strukturalnie analogiczne stopnie różnią się jednak charakterem realizowanej operacji wynikającym z różnic zakresu ich sygnałów wejściowych, nie trudno bowiem zauważyć, że drugi w porządku topologicznym stopień wtórnikowy pracuje wyłącznie w zakresie liniowym wobec małości jego sygnałów wejściowych dostarczanych przez *ogranicznik*. O jego własnościach transmisyjnych decyduje obciążenie, które w danym przypadku stanowi duża pojemność C_2 . W konsekwencji stopień ten nabiera własności *filtru dolnoprzepustowego*. Ostatni w pętli sprzężenia zwrotnego stopień w konfiguracji o wspólnym źródle (T_5) stanowi *konwerter napięciowo-prądowy*, dostosowujący wyjście pętli do wymagań wzmacniacza głównego.

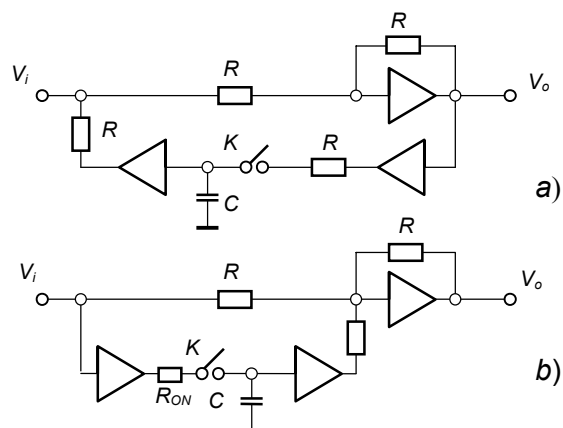
Zauważmy, że konwencjonalne stabilizatory poziomu z liniową pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego nie są *sensu stricte* kondycjonerami sygnału. Do tej kategorii układów można natomiast zaliczyć stabilizatory z pętlą nieliniową, zapobiegające dystorsji odpowiedzi przez przenoszony sygnał informacyjny.

Radykalnym sposobem eliminacji wpływu przenoszonego sygnału na proces stabilizacji linii zerowej jest blokowanie toru sprzężenia zwrotnego dla impulsów sygnału informacyjnego. Na tę możliwość zwracał już uwagę *R.Patzelt* [46] nie doprowadził jednak do jej praktycznego wykorzystania. Sugestia jego znalazła natomiast wyraz w wielu oryginalnych rozwiązaniach innych autorów. Bardzo interesującą realizację restorera bramkowanego z równoległym kondensatorem pamiętającym reprezentuje układ opracowany przez *E.Fairsteina* [45]. Uproszczony schemat tego układu z uwidocznieniem sposobu jego przyłączenia do systemu spektrometrycznego przedstawiono na rysunku 44. Osnowę konfiguracji stanowi układ *restorera równoległego* (z równoległą pojemnością pamiętającą). Omówimy go w pierwszej kolejności jako pionierskie rozwiązanie w tej kategorii restorerów.

Strukturę układu tworzy wzmacniacz *trzechstopniowy* (T_1, T_2, T_3) z ogranicznikami diodowymi (D_1, D_2, D_3, D_4, D_5), zespół kondensatorów pamiętających (C_1, C_2, C_3) oraz wtórnik wyjściowy (T_6). W stanie ustalonym prądy kolektorowe tranzystorów T_2 i T_5 ($I_{K1} = -I_{K2} = 60\mu A$) wzajemnie się kompensują nie zmieniając stanu naładowania pojemności pamiętających. W zakresie bardzo małych fluktuacji na wyjściu wzmacniacza głównego układ pracuje jak konwencjonalny stabilizator linii zerowej. Inna jest reakcja układu na (dodatnie) impulsy informacyjne. Gdy poziom ich przekroczy określoną wartość progową^{*)} ($V_{PROG} = 0.4mV$) zostają zablokowane tranzystory T_3 i T_5 w wyniku czego zwiększony odpowiednio prąd tranzystora T_2 ładuje dodatnio pojemności pamiętające. Zgromadzony w nich ładunek jest przyczyną drobnego przerzutu powstającego bezpośrednio po zakończeniu impulsu. Ten z kolei powoduje efekt odwrotny, blokując T_2 i przełączając T_5 w układ źródła prądowego rozładowującego pojemności akumulujące o nastawianej przełącznikiem (ASYMETRIA) wartości prądu. Przy

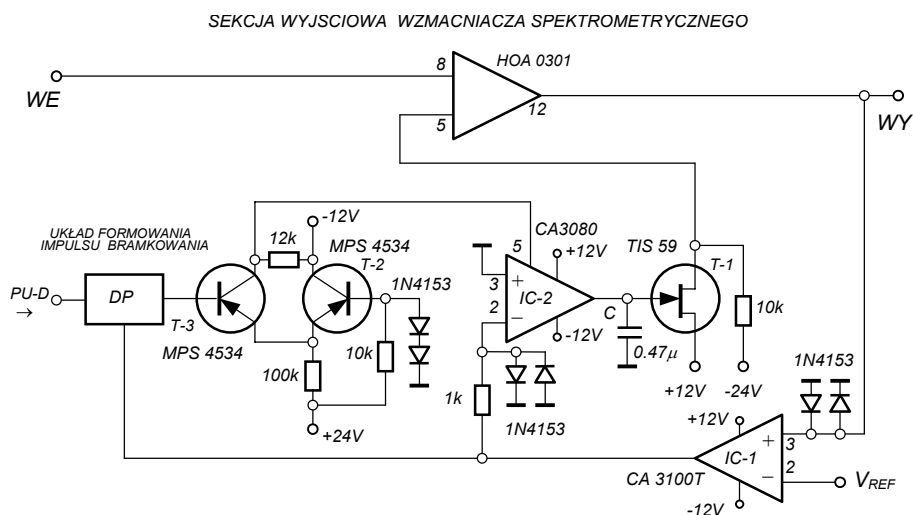
*) tzw „wewnętrzny poziom przełączania prądu” (ang. *intrinsic current switching level*)

„wprzód” [47],[48]. W terminologii anglosaskiej są one oznaczone symbolem **FFBLR** (*Feed-Forward Base-Line Restorer*). Układy te nie doczekały się szerszego upowszechnienia ograniczymy się zatem tylko do ich zasygnalizowania. Na rysunku 45 przedstawiono dla porównania schematy strukturalne systemów stosujących wymienione typy stabilizatorów bramkowanych.



Rys. 45. Schematy strukturalne systemów z bramkowanymi stabilizatorami linii zerowej: a) z kompensacją „wstecz” b) z kompensacją „wprzód”

Współczesne wzmacniacze spektrometryczne wyposażone są z reguły w układy *bramkowych restorerów równoległych*. Schemat standardowego niemal rozwiązania fabrycznego tego rodzaju układu przedstawiono w uproszczeniu na rysunku 46. Zaczerpnięto go z opisu technicznego wzmacniacza spektrometrycznego Model 673 produkcji firmy ORTEC [19].



Rys. 46. Uproszczony schemat *bramkowanego restorera równoległego* wzmacniacza spektrometrycznego ORTEC Mod. 673 [19]

Niewielkie, wolnozmiennie fluktuacje linii zerowej są kompensowane w układzie konwencjonalnego stabilizatora stałoprądowego, którego pętlę sprzężenia zwrotnego tworzy kaskada dwóch monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych: wzmacniacz szerokopasmowy ($IC-1$) typu $CA 3100T$ i wzmacniacz programowany ($IC-2$) typu $CA 3080$; kondensator pamiętający

C, oraz stopień wyjściowy na tranzystorze polowym ($T-1$) typu *TIS 59*. Wzmacniacz ($IC-2$) pracuje wówczas z maksymalnym wzmocnieniem, ustalonym potencjałem spoczynkowym kolektora tranzystora $T-3$. Dla impulsów informacyjnych pętla ta zostaje przerwana wskutek zablokowania wzmacniacza programowanego ($IC-2$) sygnałem bramkującym *bistabilnego dyskryminatora niskoprogowego (DP)* wyzwalanego poziomem impulsu informacyjnego. Generowany w nim sygnał przekazywany jest na wejście bramkujące wzmacniacza ($IC-2$) za pośrednictwem (nie uwidocznionej na schemacie) bramki logicznej NOR oraz dodatkowego stopnia wzmacniającego ($T-2, T-3$). Włączona w obwód transmisji sygnału blokującego bramka służy do identyfikacji impulsu wyzwalającego przez porównanie czasowe z przedłużoną (w bloku układu wykrywania spiętrzeń *PU-D*) odpowiedzią *dyskryminatora szybkiego* kontrolującego sygnał na wyjściu stopnia pierwszego różniczkowania. Na schemacie z rysunku 46 symbolem (*PU-D*) oznaczono wejście sygnału odniesienia do bloku formowania sygnału bramkowania pętli. Zasadniczy układ *restorera* uzupełniany bywa konwencjonalną stabilizacją poziomu poprzednich, galwanicznie sprzężonych „szybkich” sekcji wzmacniacza spektrometrycznego. Z możliwości tej skorzystano na przykład w Modelu 672, jednym z nowszych rozwiązań układowych firmy ORTEC [50].

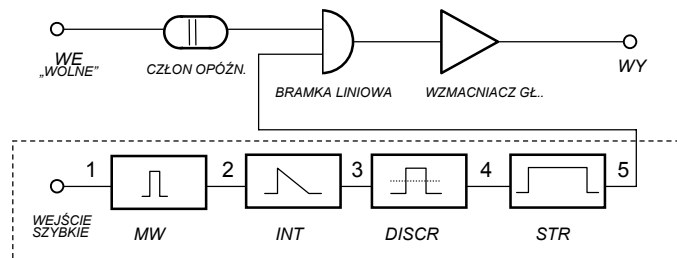
2.2.4. Układy wykrywania i odrzucania spiętrzeń (PUI – PUR)

Uogólniona definicja układów kondycjonujących zalicza do tej kategorii również układy nie dopuszczające do ekstrakcji informacji impulsów obarczonych skażeniami nie dającymi się usunąć innymi metodami instrumentalnymi. Zadanie *kondycjonerów* tego rodzaju sprowadza się praktycznie do *eliminacji* (odrzucania) impulsów skażonych. Decyzję o odrzuceniu musi poprzedzić procedura *identyfikacji* (wykrywania) impulsów skażonych realizowana przez odpowiednie układy rozpoznające. W spektrometrii amplitudowej przyczyną skażeń impulsów uzasadniających konieczność ich odrzucenia jest - omówiony już wcześniej - *efekt spiętrzenia impulsów*.

Układy wykrywania spiętrzeń, zwane są popularnie *detektorami* lub *inspektorami spiętrzeń* (ang. *pile-up inspector* – PUI). Głównym ich zadaniem jest wygenerowanie *impulsu identyfikującego* w odpowiedzi na impuls informacyjny pojawiający się na tle trwającego jeszcze jego poprzednika. Układ wykrywania spiętrzeń stanowi osnowę dla nieco bardziej rozbudowanej struktury, o poszerzonym zakresie działania. Stanowi ją mianowicie układ *odrzucania impulsów spiętrzonych* (ang. *pile-up rejector* - PUR) zawierający, prócz *detektora spiętrzeń*, liniową bramkę transmisyjną włączoną w tor spektrometrycznego systemu pomiarowego. Impuls identyfikujący wykorzystywany jest wtedy wprost, bądź też pośrednio jako sygnał bramkujący. W pierwszym przypadku jego szerokość musi być dostateczna dla zapewnienia zupełnego przesłonięcia skażonego efektem spiętrzenia impulsu informacyjnego, w drugim natomiast warunek ten dotyczy impulsu bramkującego formowanego stosownie do przyjętej metody w odpowiednio różnych subukładach *rejectora*.

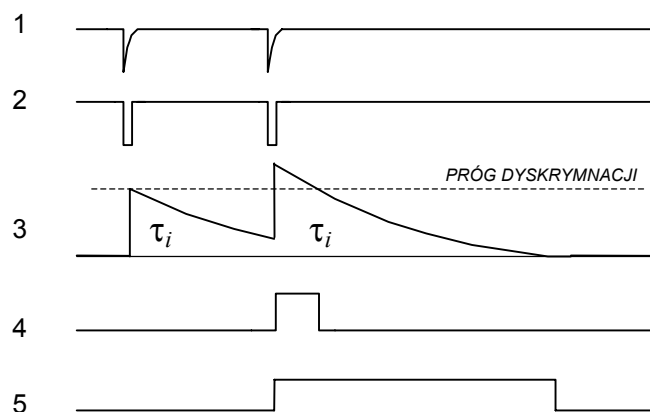
Dla identyfikacji spiętrzenia stosowane są w zasadzie dwie metody: metoda *koincydencyjna* oparta na formowaniu tzw. *impulsu interwału detekcji*, oraz metoda korzystająca z techniki *dyskryminacji według kształtu*. Pierwsza polega na porównaniu *czasu nadejścia* (*time of arrival*) kolejnego impulsu ciągu z dopuszczalnym *dystansem czasowym* (*spacing time*) od jego bezpośredniego poprzednika [51],[53-56],[58],[60],[63]. Metoda druga wymaga uprzedniego przekształcenia impulsu do postaci bipolarnej lub „dwugarbnej”; detekcja spiętrzenia sprowadza się wówczas do monitorowania, zależnego od kształtu impulsu, czasu jego przejścia przez zero [52],[57] lub poziomu lokalnego minimum [59].

Typowym przedstawicielem starszej generacji *detektorów spiętrzeń* pracujących według metody koincydencyjnej jest układ H. Weisberga [55]. Rysunek 47 przedstawia schemat blokowy tego układu uzupełniony fragmentem głównego toru pomiarowego. Tworzy go kaskada czterech bloków funkcjonalnych: standaryzator impulsów wejściowych, stopień formowania impulsów o zaniku eksponencjalnym, dyskryminator, oraz układ wydłużający, oznaczonych na schemacie odpowiednio symbolami *MW* (*monowibrator*), *INT* (*integrator*), *DISCR* (*dyskryminator*) oraz *STR* (*stretcher*).



Rys. 47. Schemat blokowy detektora spiętrzeń wg. *Weisberga* [55]

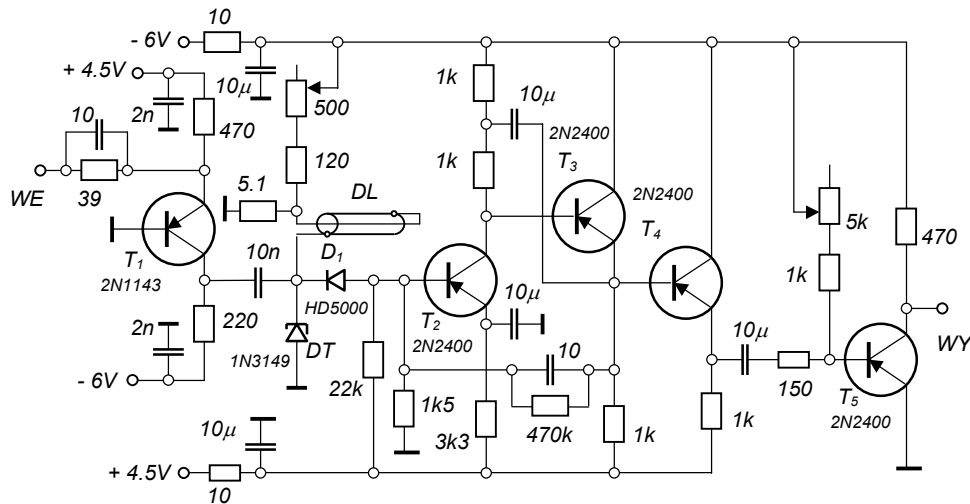
Proces generacji sygnału bramkowania ilustrują przedstawione na rysunku 48 diagramy przebiegów sygnałów w wyróżnionych węzłach układu. Jest on inicjowany impulsami odbieranymi z „szybkiej” sekcji wzmacniacza spektrometrycznego. Impulsy te (1) wyzwalają uniwibrator (*MW*) dając w efekcie bardzo krótkie (rzędu ns) impulsy o ustalonej amplitudzie (2). W następnym bloku funkcjonalnym (*INT*) następuje ich przekształcenie w znormalizowane impulsy eksponencjalnie zanikające z założoną stałą czasową (3). Kolejny blok (*DISCR*) stanowi dyskryminator progowy o progu nieznacznie przewyższającym amplitudę impulsu eksponencjalnego. Wyzwolenie dyskryminatora powodują w rezultacie wyłącznie impulsy spiętrzone. Generowany wówczas impuls (4), o szerokości uwarunkowanej interwałem przekroczenia progu dyskryminacji, nie spełnia warunku pełnego przesłonięcia impulsu informacyjnego i wymaga odpowiedniego poszerzenia (5). Celowi temu służy ostatni blok funkcjonalny (*STR*) – układ wydłużający (*stretcher*).



Rys. 48. Diagramy przebiegów sygnału w wyróżnionych punktach węzłowych układu detektora spiętrzeń *Weisberga* [55]

Zauważmy jeszcze, że skażony efektem spiętrzenia impuls informacyjny nie może wyprzedzać przynależnego mu impulsu bramkującego. Stąd też dla skompensowania nieuniknionych opóźnień transmisyjnych w układzie detektora spiętrzeń, w torze pomiarowym spektrometru konieczne jest wprowadzenie odpowiedniego członu opóźniającego.

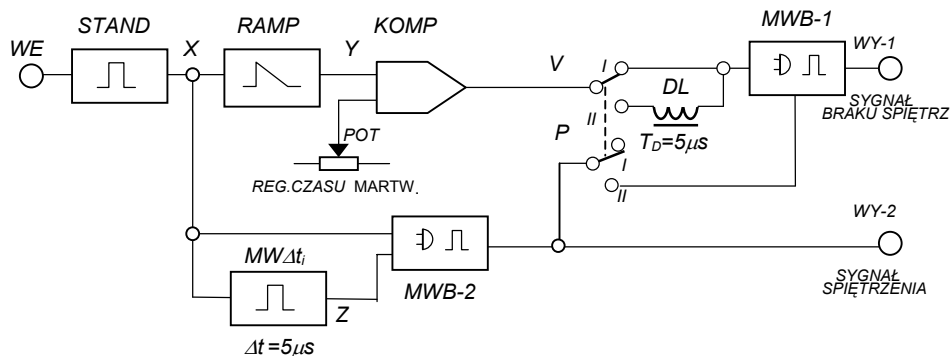
Na rysunku 49 przedstawiono schemat ideowy omawianego detektora spiętrzeń z pominięciem ostatniego bloku funkcjonalnego.



Rys. 49. Schemat ideowy układu detektora spiętrzeń Weisberga [55]

Blok standaryzatora (MW) zawiera wejściowy stopień separujący (T_1) w układzie wspólnej bazy oraz monowibrator na diodzie tunelowej (DT) z linią opóźniającą (DL). Formowanie standardowych impulsów eksponencjalnych zrealizowano w układzie integratora aktywnego (INT) z diodą wstrzykującą ($T_2, T_3 - D_1$). Funkcję dyskryminatora (DISCR) pełni głęboko nasycony tranzystor T_5 sterowany za pośrednictwem wtórnika (T_4).

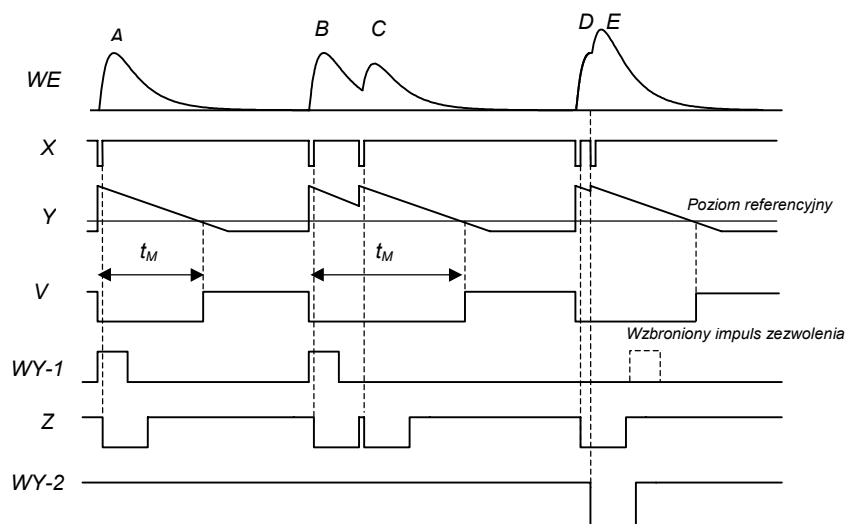
Bardziej rozbudowaną, o większych możliwościach funkcjonalnych, wersję detektora spiętrzeń typu koincydencyjnego pokazano schematycznie na rysunku 50 [53]. Cechą szczególną



Rys. 50. Schemat blokowy detektora spiętrzeń wg Bertolini'ego i i. [53]

tego rozwiązania jest możliwość identyfikacji spiętrzeń zarówno „na ogonie” jak i „na czole” impulsów. W normalnym trybie pracy, ustalonym położeniem przełącznika P w pozycji I , wykrywane są tylko spiętrzenia „na ogonie”. Spiętrzenia skrajnie bliskich impulsów, nie mie-

szczące się w zakresie wykrywalności układu (w szczególności więc spiętrzenia „na czole”), traktowane są wówczas jako jeden impuls o zdeformowanym kształcie i podwyższonej amplitudzie. Impulsy takie w omawianym układzie są eliminowane w efekcie działania dodatkowej pętli identyfikacji spiętrzeń „na czole” włączanej przez ustawienie przełącznika P w pozycji II. Dla większej przejrzystości fenomenologicznego opisu układu posłużymy się diagramami przebiegów sygnałów w wybranych jego węzłach. Diagramy te przedstawia rysunek 51.



Rys. 51. Diagramy przebiegów napięć w wybranych punktach układu detektora spiętrzeń *Bertolini*'ego [53]

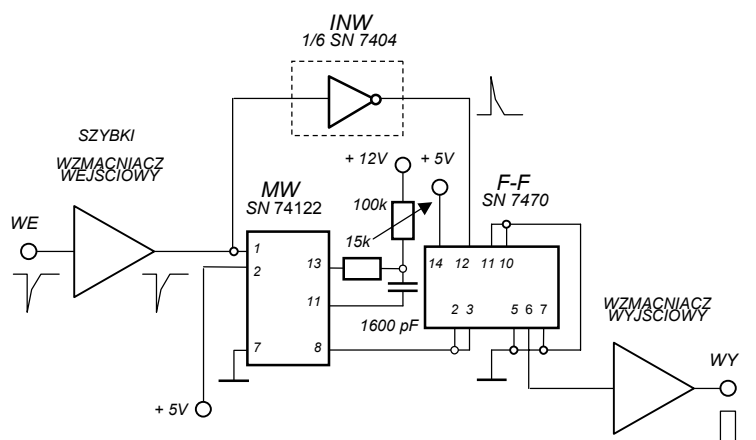
Pierwszy blok funkcjonalny układu (*STAND*) pełni funkcję standaryzatora impulsów; zawiera on stopień formujący na linii opóźniającej oraz niskoprogowy dyskryminator *Schmitta*. Podawany na jego wejście ciąg impulsów informacyjnych (*WE*) ulega w tym stopniu normalizacji do postaci krótkich impulsów o ustalonej amplitudzie (*X*). Tak uformowany ciąg „wtórny” kierowany jest z kolei do dwóch gałęzi układu: *podstawowej* służącej do identyfikacji „na ogonie”, oraz *uzupełniającej*, dokonującej identyfikacji „na czole”. Wiodącą krawędzią tych impulsów aktywowany jest generator (*RAMP*) sygnału liniowo malejącego (*Y*) powodując równocześnie przeskok (*V*) stanu komparatora (*KOMP*), a w konsekwencji pobudzenie monowibratora bramkowanego (*MWB-1*). Monowibrator ten generuje impuls zwany *sygnałem zezwolenia* (ang. *enable signal*) otwierający bramkę w torze pomiarowym stowarzyszonego analizatora amplitudy. Stąd też jego szerokość podyktowana jest czasem niezbędnym do przejścia przez analizator informacji o amplitudzie impulsu informacyjnego – dostatecznie przewyższającym czas jego narastania.

Do momentu zrównania poziomu sygnału piłoząbkowego (*Y*) z poziomem referencyjnym układ jest nieczuły na działanie kolejnych impulsów, tak więc nastawiany potencjometrem *P* poziom referencyjny komparatora - przy założonej stromości przebiegu piłoząbkowego - determinuje *czas martwy* detektora spiętrzeń t_M . Pojawienie się w tym interwale kolejnego impulsu na wejściu układu skutkuje jedynie przedłużeniem czasu martwego. Przypadek taki odzworowują na rysunku 51 przebiegi związane z parą superponujących impulsów (*B-C*).

Jak już wspomniano, w trybie detekcji spiętrzeń „na ogonie” analogicznie akceptowany będzie *impuls podwójny*, powstały wskutek nałożenia zbyt bliskich impulsów (*D-E*). Wyeliminowanie tak uformowanych impulsów fałszywych umożliwia drugi tryb pracy układu przy przestawieniu przełącznika *P* w pozycję II. W gałąź podstawową zostaje wówczas włączona

linia opóźniająca (DL) a w obwód bramkowania monowibratora ($MWB-1$) gałąź identyfikacji spiętrzeń „na czole”. Gałąź ta zawierająca monowibrator ($MW\Delta t$) oraz monowibrator bramkowany ($MWB-2$) uaktywniana jest opadającym zboczem impulsu (X). Wyzwalany nim monowibrator ($MW\Delta t$) generuje w odpowiedzi standardowy impuls (Z) o założonym czasie trwania, determinującym dopuszczalną odległość między impulsami. W oryginalnym układzie przyjęto jego wartość równą $\Delta t = 5 \mu s$. Taką samą wartość, z założenia metody, ma również czas opóźnienia linii opóźniającej (DL). Jeśli w interwale Δt pojawi się kolejny impuls, spowoduje on pobudzenie monowibratora ($MWB-2$) zaś jego odpowiedź ($WY-2$) zostaje wykorzystana dla wzbronienia generacji impulsu zezwolenia w gałęzi podstawowej oraz, jako sygnał zaistnienia spiętrzenia, do sterowania pracą analizatora amplitudy. Praca układu w trybie identyfikacji spiętrzeń „na czole” wymaga wprowadzenia analogicznego opóźnienia w torze pomiarowym analizatora amplitudy.

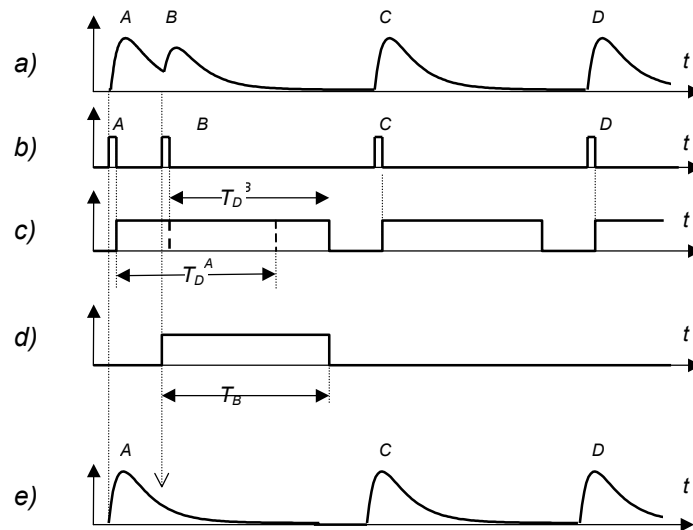
Znaczącym postępem w rozwoju detektorów spiętrzeń było wykorzystanie układów scalonych. Przedstawiony na rysunku 52 schemat blokowy takiego rozwiązania [60], w swej podstawowej (centralnej) części reprezentuje zarazem jego schemat ideowy. Tworzy ją zespół trzech monolitycznych, układów scalonych: *monowibrator z podtrzymywaniem wyzwalaniem* (ang. *retriggerable one-shot*) SN 74122 [61], [62], *synchroniczny przerzutnik jednoboczowy J-K* (ang. *edge triggered bistable*) SN 7470, oraz *inwerter* SN 7404. Układ pracuje na takiej samej zasadzie jak uprzednio opisane. Monowibrator (MW) pełni w nim funkcję *generatora interwału detekcji*; jest on pobudzany krótkimi impulsami startowymi przywiązanymi do czoła impulsów informacyjnych. Jego odpowiedź o czasie trwania T_D , zapewniającym przekrycie impulsu informacyjnego, przenoszona jest na wejście informacyjne J przerzutnika bistabilnego ($F-F$) przygotowując go z określonym opóźnieniem transmisyjnym do zmiany stanu przewodzenia. Każdy kolejny impuls startowy pojawiający się w czasie trwania procesu



Rys. 52. Uproszczony schemat ideowy detektora spiętrzeń wg. Danielsa [60]

regeneracyjnego monowibratora (MW) powoduje przedłużenie tego procesu o taką samą wartość T_D , zwiększając odpowiednio *interwał detekcji spiętrzeń*. Za pośrednictwem *inwertera* (INW) impuls startowy przekazywany jest równocześnie na wejście zegarowe przerzutnika ($F-F$). Wobec skończonej szybkości reakcji monowibratora, czoło generowanego w nim *impulsu interwału detekcji* jest opóźnione w stosunku do impulsu zegarowego; stan przerzutnika ($F-F$) nie ulega więc zmianie. Może ona natomiast nastąpić dopiero pod działaniem kolejnego impulsu startowego (B) mieszczącego się w obrębie „zastanego” interwału detekcji. W tym alternatywnym stanie przerzutnik ($F-F$) utrzymywany jest aż do momentu zmiany poziomu na jego wejściu informacyjnym (J) - to jest do zakończenia *impulsu interwału*

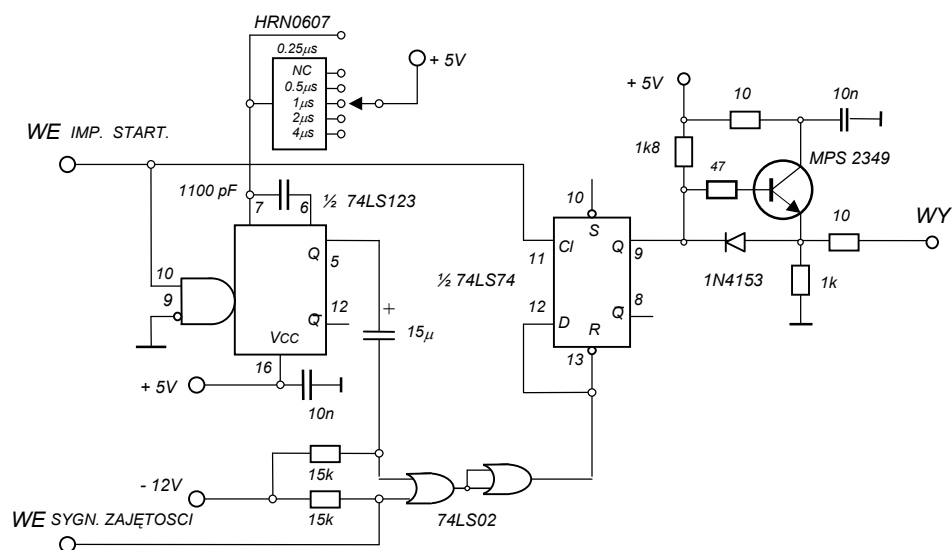
detekcji - formując w ten sposób impuls, który może być wprost wykorzystany do bramkowania toru pomiarowego spektrometru. Przedstawiony wyżej opis fenomenologiczny zilustrowano na rysunku 53 poglądowymi diagramami przebiegu sygnałów



Rys. 53. Diagramy przebiegu sygnałów w układzie detektora spiętrzeń *Danielsa* [60].

- a) ciąg impulsów informacyjnych
- b) ciąg impulsów startowych
- c) impulsy wyjściowe monowibratora (*MW*)
- d) impuls wyjściowy przerzutnika bistabilnego (*F-F*)
- e) ciąg impulsów informacyjnych na wyjściu bramki sterowanej impulsami d)

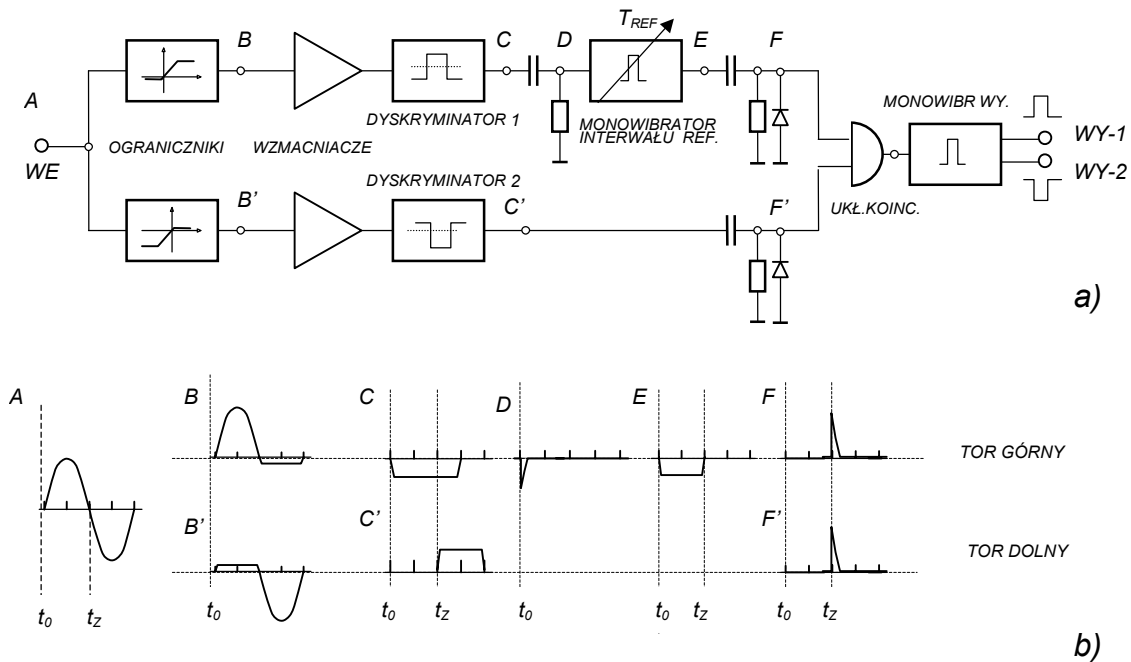
Konfiguracja *Danielsa* zyskała bardzo dużą popularność. W nieznacznie zmodyfikowanej wersji została ona zaimplementowana do wzmacniacza spektrometrycznego Model 673 produkcji f-my ORTEC [19]. Rysunek 54 przedstawia ideowy schemat tej realizacji. W stopniu



Rys. 54. Schemat układu detektora spiętrzeń wzmacniacza ORTEC Mod. 673 [19]

generatora interwału detekcji zastosowano tu również monowibrator z podtrzymywanym wyzwaniem, wykorzystując w tym celu połowę scalonej struktury 74LS123. Przerzutnik JK zastąpiono natomiast przerzutnikiem typu D ($\frac{1}{2}$ 74LS74). Impulsy startowe monowibratora formowane są w układzie dyskryminatora na wyjściu sekcji szybkiej wzmacniacza. Są one również wykorzystane jako impulsy zegarowe (CI) przerzutnika D. Fenomenologia procesu generacji wyjściowego sygnału wzbronienia jest niemal identyczna jak w przypadku układu Daniela; dla pełności jej opisu należy jeszcze uwzględnić kaskadę bramek NOR (74LS02) korygujących opóźnienia transmisyjne w układzie oraz wspomagających identyfikację impulsów poprzez porównanie czasowe odpowiedzi monowibratora i dyskryminatora wyjściowego „wolnej” sekcji wzmacniacza.

Literatura przedmiotu podaje bardzo wiele rozwiązań układowych detektorów spiętrzeń typu koincydencyjnego. W przedstawionym wyżej przeglądzie uwzględniono zaledwie kilka najbardziej znaczących, ukazujących zarazem drogę rozwojową tej kategorii układów. Uzupełnimy go jednym tylko, godnym uwagi przykładem detektora spiętrzeń drugiego typu. Jest nim opracowany przez Bassa, Kessela i Majoni'ego [52] układ przeznaczony do selekcji impulsów według kształtu względnie do wykrywania impulsów skażonych spiętrzeniem. Schemat blokowy tego rozwiązania oraz diagramy przebiegów sygnałów w wybranych węzłach układu przedstawiono na rysunku 55.



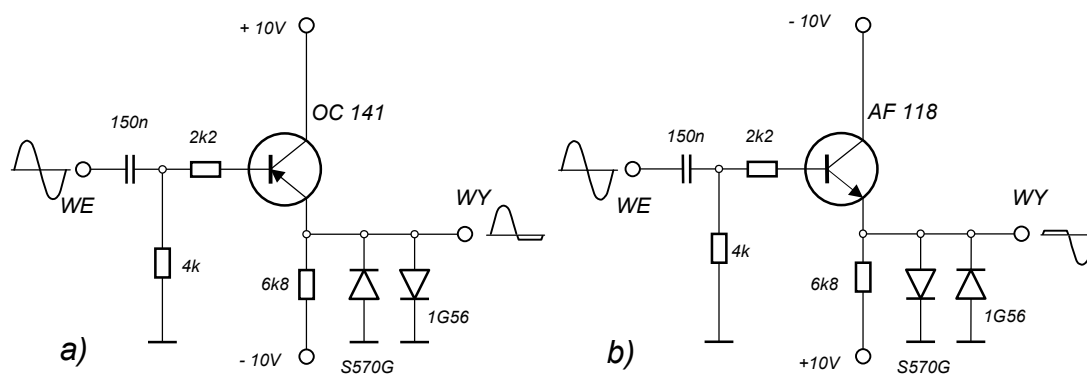
Rys. 55. Układ detektora spiętrzeń wg. Bassa i współpracowników [52]

- uproszczony schemat blokowy układu
- przebiegi sygnałów w wyróżnionych węzłach układu przy braku spiętrzenia

Zasada działania układu korzysta ze znanych własności impulsów bipolarnych uformowanych na drodze „zróżniczkowania” ich pierwotnej postaci monopolarnej: *niezależności momentu przejścia przez zero t_z od amplitudy i silnej jego zależności od kształtu impulsu monopolarnego*. Wynika stąd konieczność uprzedniego przekształcenia monopolarnego impulsu informacyjnego, dokonywanego bądź to przy pomocy prostego czwórnika C-R bądź też obwodu formującego na liniach opóźniających. Układ rozpoznaje czy moment przejścia przez zero t_z wejściowego impulsu bipolarnego następuje z założonym a priori opóźnieniem referencyjnym T_{REF} , przy czym wartość tego opóźnienia odpowiada ściśle momentowi przejścia przez

zero impulsu nie obciążonego spiętrzeniem. W przypadku zgodności aktualnej wartości t_Z oraz interwału referencyjnego T_{REF} układ generuje impuls akceptacji (*enable pulse*) otwierający tor pomiarowy dla danego impulsu informacyjnego. W tym kontekście omawiany układ ma charakter komplementarny w stosunku do konwencjonalnego układu wykrywania spiętrzeń.

Zadane ogólną koncepcją układu operacje realizowane są w dwóch równoległych gałęziach, oznaczonych na schemacie odpowiednio jako *tor górny* i *tor dolny*, a uformowane w nich impulsy identyfikacyjne (F, F') są porównywane w wyjściowym stopniu koincydencyjnym. Ich krawędzie czołowe niosą informacje o wzorcowym T_{REF} i rzeczywistym t_Z czasie przejścia przez zero. Pierwsze trzy stopnie obu torów wykonano w odpowiednio identycznych konfiguracjach na wzajemnie komplementarnych tranzystorach germanowych. W szczególności ich stopnie wejściowe, których schematy pokazano na rysunku 56, stanowią wtórniki obciążone parą przeciwnie połączonych diod: germanowej i krzemowej, pełniące funkcje dwustronnych, asymetrycznych ograniczników poziomu sygnału. Z przebiegu bipolarnego wyodrębniają one jego dodatni (w torze górnym) i ujemny (w torze dolnym) „łob”



Rys. 56. Schematy ideowe stopni wejściowych w torze górnym (a) i w torze dolnym (b) układu detektora spiętrzeń wg. Bassa i i. [52].

składowy. Po wzmocnieniu w drugim bloku funkcjonalnym, ich krawędzie wiodące wyzwalają przynależne dyskryminatory, generujące impulsy standardowe przywiązane odpowiednio do początków pierwszego i drugiego „łobu” wejściowego impulsu bipolarnego. Czoło impulsu dyskryminatora 1 w torze górnym pobudza *monowibrator interwału referencyjnego* dający w odpowiedzi impuls (E) o założonej szerokości T_{REF} . Jego końcowa krawędź determinuje wzorcowe położenie punktu przejścia przez zero bipolarnego impulsu wejściowego nie obciążonego spiętrzeniem. W torze dolnym natomiast czołowa flanka impulsu generowanego w dyskryminatorze 2 wyznacza współrzędną czasową rzeczywistego przejścia przez zero t_Z . Informacje te przejmują z kolei *szpilkowe impulsy identyfikacyjne* (F, F') uformowane w obwodach różniczkujących obu torów. Są one przekazywane na wejście układu koincydencyjnego wykonanego w konfiguracji *Garwina* [64] i w przypadku ich współczesności (to jest zgodności T_{REF} i t_Z) powodują wygenerowanie sygnału akceptacji ukazującego się na zaciskach wyjściowych w formie pary impulsów przeciwnej polarności.

Z zasady działania układu wynika jego istotny niedostatek; zaistnienie spiętrzenia eliminuje bowiem obydwa impulsy, pogarszając tym samym statystykę rejestrowanej liczby zdarzeń.