

### 3. Metody i układy ekstrakcji informacji

Odpowiedzią układu detekcji na wymuszenie radiacyjne (*sygnał radiometryczny*) jest ciąg impulsów prądowych. Odzworowuje on zarówno samo wymuszenie jak również procesy odpowiedzialne za jego konwersję (w wielu aspektach stochastyczne). Innymi słowy, uformowany w ten sposób sygnał elektryczny przejmuje funkcję wtórnego nośnika informacji [64]. Informacje te zawarte są w indywidualnych i uśrednionych *parametrach deskryptywnych* ciągu impulsów, jak amplituda, rozciągłość czasowa i kształt poszczególnych impulsów oraz średnia częstotliwość ich repetycji. Wymienione przykładowo wielkości elektryczne pozostają w dobrze określonych związkach z pierwotnymi parametrami strumienia fotonów czy cząstek jonizujących. Na tej podstawie rozwinęły się trzy podstawowe metody pomiarowe: *spektrometria amplitudowa*, *spektrometria czasowa* oraz metoda identyfikacji rodzaju promieniowania oparta na *selekcji według kształtu*. Rodzaj ekstrahowanej z sygnału informacji decyduje oczywiście o charakterze niezbędnego kondycjonowania. Dodajmy jeszcze, że w każdym radiometrycznym eksperymencie badawczym lub pomiarze technicznym realizowanym w obszarze wymienionych technik pomiarem objęta jest z reguły średnia częstotliwość impulsów (*szybkość zliczeń* – ang. *count rate*) generowanych w detektorach promieniowania (całkowita lub mieszcząca się w zadanym przedziale energii względnie pochodząca od wyróżnionego jego rodzaju) stanowiąca miarę jego intensywności (*natężenia*).

#### 3.1. Ekstrakcja informacji o intensywności promieniowania jonizującego.

Terminem *natężenie* lub *intensywność* promieniowania jonizującego zwana jest potocznie *prędkość fluencji* (ang. *fluence rate*) cząstek lub fotonów<sup>\*)</sup>. W przypadku jednorodnego pola radiacyjnego wyraża ją formuła definicyjna

$$\Psi = \frac{\overset{def}{\Phi}}{t} \quad (76)$$

gdzie  $\Phi$  oznacza *fluencję*<sup>\*)</sup> danego typu promieniowania tj. stosunek liczby fotonów lub cząstek jonizujących  $n$ , które przeniknęły powierzchnię  $S$  do wielkości tej powierzchni. Formułę (76) można zatem sprowadzić do postaci uwidaczniającej związek intensywności promieniowania (prędkości fluencji) ze średnią częstotliwością wymuszeń radiacyjnych  $\langle f_R \rangle$

$$\Psi = \frac{\langle f_R \rangle}{S} \quad (77)$$

Wobec skończonej wydajności detektorów nie każde wymuszenie elementarne (foton/cząstka) daje impulsową odpowiedź prądową. Ogólnie więc można napisać relację wiążącą średnią częstotliwość impulsów prądowych  $\langle f_{imp} \rangle$  z intensywnością promieniowania:

$$\langle f_{imp} \rangle = k \Psi = k_1 \langle f_R \rangle \quad (78)$$

gdzie  $k$  stanowi (mniejszy od jedności) współczynnik zależny od rodzaju detektora, rodzaju promieniowania oraz geometrii pomiaru, zaś  $k_1 = k/S$ .

<sup>\*)</sup> W dawniej stosowanej terminologii *fluencję* zwano *strumieniem*, natomiast *prędkość fluencji* odpowiednio *gęstością strumienia* promieniowania [65],[66].

Intensywność promieniowania daje się więc określić na drodze pomiaru średniej częstotliwości impulsów odbieranych z detektora danego rodzaju promieniowania. Dokonać tego można na dwa sposoby:

- w sposób pośredni poprzez pomiar liczby impulsów  $N$  zarejestrowanych w założonym interwale zliczania  $T$ , w układach zliczających (*przelicznikach*). Wyznaczenia średniej częstotliwości dokonuje się wówczas według oczywistego związku:  $\langle f_{imp} \rangle = N/T$ ,
- w sposób bezpośredni przy pomocy *mierników szybkości zliczania* (ang. *count rate meter*) zwanych potocznie *integratorami impulsów* na drodze pomiaru średniej częstotliwości  $\langle f_{imp} \rangle$  impulsów detektora.

Kondycjonowanie impulsów licznikowych w obu przypadkach sprowadza się do ich standaryzacji czasowo-amplitudowej. Celowi temu służy monowibrator (najczęściej w nomostabilnej wersji *Schmitta*) [67] o możliwie małym czasie martwym.

### 3.1.1. Przeliczniki impulsów.

Przelicznikiem impulsów nazywamy urządzenie, które w odpowiedzi na *ciąg* lub *paczkę* impulsów wejściowych daje wtórny ciąg lub paczkę impulsów o zredukowanej ich częstości lub liczbie w stosunku określonym przez tak zwany *stopień* względnie *współczynnik redukcji*  $p$  nazywany również *skalą układu*. Współczynnik redukcji może więc przybierać tylko wartości całkowite. Według definicji podaje on jaka liczba impulsów wejściowych musi zostać przez układ przyjęta aby wygenerował on jeden impuls wyjściowy. Układ tego rodzaju musi przeto zapamiętywać liczbę przyjętych impulsów wejściowych w pełnym cyklu jego pracy. Wynika stąd warunek, aby posiadał on  $p$  wyodrębnionych stanów stabilnych, następujących według ściśle określonego schematu logicznego, co implikuje w konsekwencji możliwość odczytu (indykacji) liczby przyjętych impulsów.

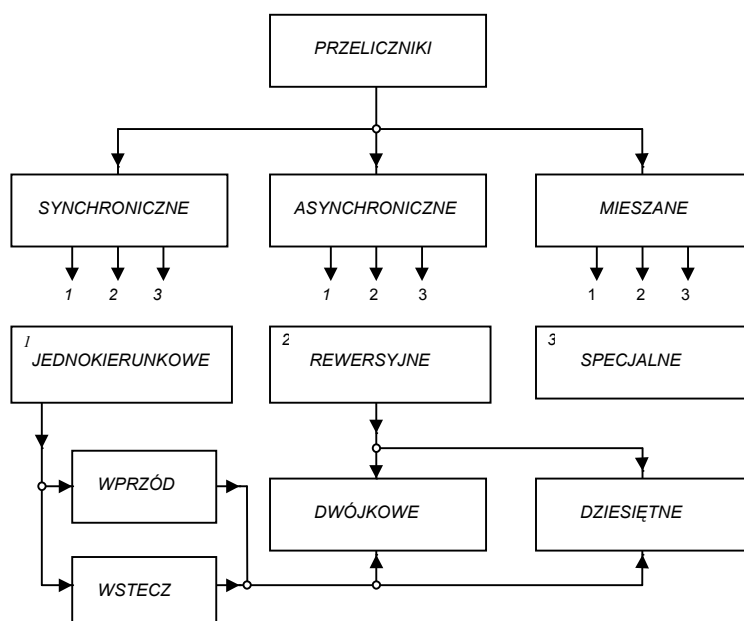
Najprostszym z możliwych układem redukcji liczby impulsów jest układ o współczynniku redukcji  $p=2$ . Koncepcje oraz praktyczną realizację takiego układu na lampach elektronowych zawdzięczamy *W.H. Ecclesowi* i *F.W. Jordanowi* [68]. Powszechnie znany jest on (również w technice półprzewodnikowej) pod nazwą *przerzutnika Ecclesa Jordana*, a także *komórki binarnej* lub *trygera* (ang. *bistable*, *Flip-Flop*). Opracowanie elementarnej komórki binarnej stworzyło formalne podstawy syntezy bardziej złożonych układów przeliczających o dowolnym w zasadzie współczynniku redukcji. Te potencjalne możliwości wykorzystano dopiero z dwudziestoletnim opóźnieniem spowodowanym głównie trudnościami w opracowaniu skutecznego i niezawodnego sposobu sprzężenia międzykomórkowego.

Zauważmy, że nazwa **przelicznik** impulsów wywodzi się z lat, gdy jedynym trwałym nośnikiem informacji o liczbie przejętych impulsów był numerator mechaniczny. Duża bezwładność jego ustroju mechanicznego ograniczała szybkość periodycznego zliczania do poziomu poniżej 100 Hz. W przypadku ciągu impulsów o rozkładzie przypadkowym poziom ten ulegał jeszcze dalszemu obniżeniu. Dla zaradzenia temu ograniczeniu podjęto wiele prób skonstruowania swego rodzaju interface'ów obniżających liczbę impulsów, opartych głównie na zastosowaniu tyratronów. Skrócenie czasu martwego takich realizacji było jednak daleko niewystarczające. Przełom w rozwoju tej techniki pomiarowej stanowił dopiero opracowany przez *Forsmana* [69] układ redukcji częstotliwości impulsów licznikowych wykorzystujący znane już podówczas przerzutniki lampowe [68].

Systematycznie udoskonalanym układom nadano nazwę: **przelicznik impulsów** lub **reduktor częstotliwości** (ang. *scaler*). W swej pierwotnej postaci funkcjonalne zadanie przelicznika sprowadzało się wyłącznie do wygenerowania odpowiedzi impulsowej po przyjęciu

określonej liczby impulsów wejściowych (to jest z chwilą jego przepelnienia) bez możliwości odczytu stanu pośredniego. Wyposażenie przelicznika w układ indykacji (odczytu) jego stanu nadało mu charakter **licznika impulsów**, tym nie mniej zachowano wcześniej ugruntowaną nazwę. Przetrwiała również ogólna filozofia układu.

Problematyka liczników (rejestrów) elektronicznych ma bardzo obszerną literaturę przedmiotu wykraczającą znacznie poza obszar naszych zainteresowań. W niniejszej monografii ograniczymy się wyłącznie do przeliczników stosowanych w radiometrii konwencjonalnej i specjalistycznej. Podlegają one ogólnej klasyfikacji układów liczących segregującej je według **kodu** (dwójkowe i dziesiętne), **kierunku liczenia** (następnikowe – w przód, poprzednikowe – wstecz, rewersyjne - różnicowe) oraz **sposobu sterowania** (synchroniczne, asynchroniczne i mieszane). Na rysunku 57 przedstawiono schematycznie możliwości realizacji liczników w wersjach objętych podaną wyżej systematyką.



**Rys. 57.** Schemat klasyfikacji liczników według sposobu sterowania, kierunku liczenia oraz wybranych rodzajów kodowania.

W porządku rozwojowym przeliczników pierwsze pojawiły się następnikowe przeliczniki dwójkowe. Organizacja układu liczącego w systemie dwójkowym znalazła odbicie w ich nazewnictwie. Z tego okresu pochodzą właśnie nazwy ukazujące *explicite* stopień redukcji przelicznika, jak na przykład; *przelicznik ósemkowy, szesnastkowy ...itd.* (ang. *scale-of-8 counter, scale-of-16 counter...*). Przypomnijmy, że współczynnik redukcji  $p_k$  kaskady  $k$  elementarnych komórek binarnych wyraża się ogólnie znaną relacją

$$p_k = 2^k \quad (79)$$

a jej pojemność  $N_k$  wynosi

$$N_k = (p_k - 1) \quad (80)$$

Nawet relatywnie duża liczba komórek binarnych daje stosunkowo niską wartość współczynnika redukcji, a w konsekwencji równie małą pojemność całej kaskady. W wielu przypadkach

okazuje się ona niewystarczająca, stąd też układ elektroniczny jest uzupełniany (wolnolici-  
czącym) licznikiem elektromechanicznym o wielokrotnie większej pojemności własnej  $N_{el-m}$ .

**Pojemność przelicznika**  $N_k$  (ang. *count capacity*) oraz **współczynnik redukcji**  $p$  (ang. *scale factor*) stanowią podstawowe jego parametry znamionowe. Zaliczają się do nich również **czas rozdzielczy dla pary impulsów**  $\tau_r$  (ang. *pulse pair resolution*) oraz **maksymalna częstotliwość zliczania**  $f_{max}$  (ang. *maximum counting rate*). Definiowane są one następująco:

- Rozdzielczość czasowa dla pary impulsów  $\tau_r$  określa najmniejszy odstęp czasowy dwu bezpośrednio sąsiadujących impulsów zapewniający ich oddzielne policzenie. Parametr ten ma istotne znaczenie w przypadku zliczania impulsów o stochastycznym rozkładzie czasowym.

- Częstotliwość maksymalna  $f_{max}$  odniesiona jest do ciągu impulsów o równomiernym rozkładzie czasowym. Jest to wartość częstotliwości impulsów wejściowych, przy której nie zachodzi jeszcze zjawisko gubienia impulsów, naruszający liniowość charakterystyki przejściowej przelicznika ( $f_{wy}$  vs  $f_{we}$ ).

Zauważmy, że komórki binarne należą do kategorii układów o **niewydłużalnym** (stałym) czasie martwym  $\tau_M$ . W przypadku gdy ich czas martwy jest dominującym w całym torze pomiarowym, a rozkład czasowy impulsów wejściowych ma charakter poissonowski, pewna część impulsów nie zostaje policzona. Ten niepożądany efekt nazywamy „gubieniem” impulsów, zaś ilościową relację między rzeczywistą liczbą  $n_0$  przejętych w jednostce czasu impulsów wejściowych a ich liczbą  $n$  zarejestrowaną w tym czasie przez układ określa zależność nieliniowa [70]

$$n = \frac{n_0}{1 + n_0 \tau_M} \quad (81)$$

wykazująca nasycenie w warunkach gdy  $n_0 \tau_M \gg 1$ .

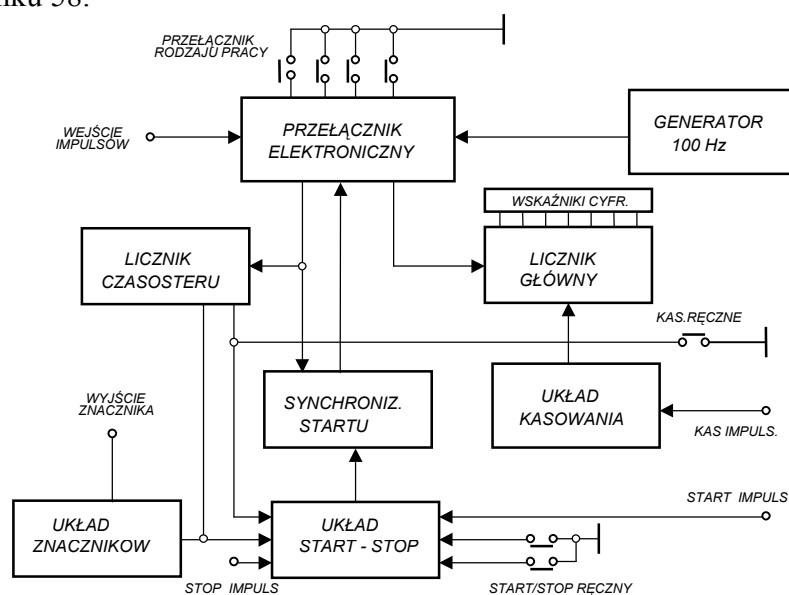
Pierwsze konstrukcje przeliczników prócz zasadniczych bloków zliczających zawierały odpowiednie stopnie kondycjonujące. Pozbawione były natomiast prostego nawet układu zegarowego służącego do **pomiaru czasu**  $T$  zliczania impulsów wejściowych, nie mówiąc o bardziej rozbudowanych układach **przedwyboru** liczby impulsów czy też czasu ich akumulacji. Prócz tej niedogodności kłopotliwy był również odczyt wyniku pomiaru  $N_T$  wymagający odnotowania stanu licznika elektromechanicznego oraz zespołu ( $k$ ) komórek binarnych przelicznika i dokonania odrębnego obliczenia według formuły

$$N_T = x 2^k + \sum_{i=1}^{i=k} y_i 2^{i-1} \quad (82)$$

gdzie  $x$  oznacza wskazania licznika elektromechanicznego,  $i$  – indeks kolejnych komórek zaś  $y_i$  przyjmuje wartości 0 lub 1, zależnie od indykowanego stanu  $i$ -tej komórki. Powszechnie stosowanym wówczas wskaźnikiem stanu komórki była lampka gazowana (neonówka) włączona w obwód trygera w taki sposób iż „zapalała” się po przyjęciu każdego nieparzystego w kolejności impulsu a była „gaszona” bezpośrednio następującym impulsem parzystym.

Uciążliwości eksploatacyjnych przelicznika dwójkowego przysparzała nadto konieczność dokonywania równoległego pomiaru czasu zliczania  $T$  (akumulacji) impulsów. Niedoskonałości układów dwójkowych okazały się zarazem silnym bodźcem do poszukiwania nowych rozwiązań, umożliwiających między innymi prezentację zawartości przeliczników w znacznie wygodniejszym w praktyce pomiarowej kodzie dziesiętnym. Zaowocowały one znaczącym postępem zarówno w rozwoju komórek bistabilnych jak i syntezy układów zliczających. Dokumentuje go bogata literatura przedmiotu, obejmująca oryginalne i przeglądowe artykuły poświęcone tej tematyce – np. [ 68-87], a także liczne opracowania monograficzne i podręcznikowe [88-95]. Zasygnalizowane odsyłaczami literaturowymi przykładowe rozwiązania

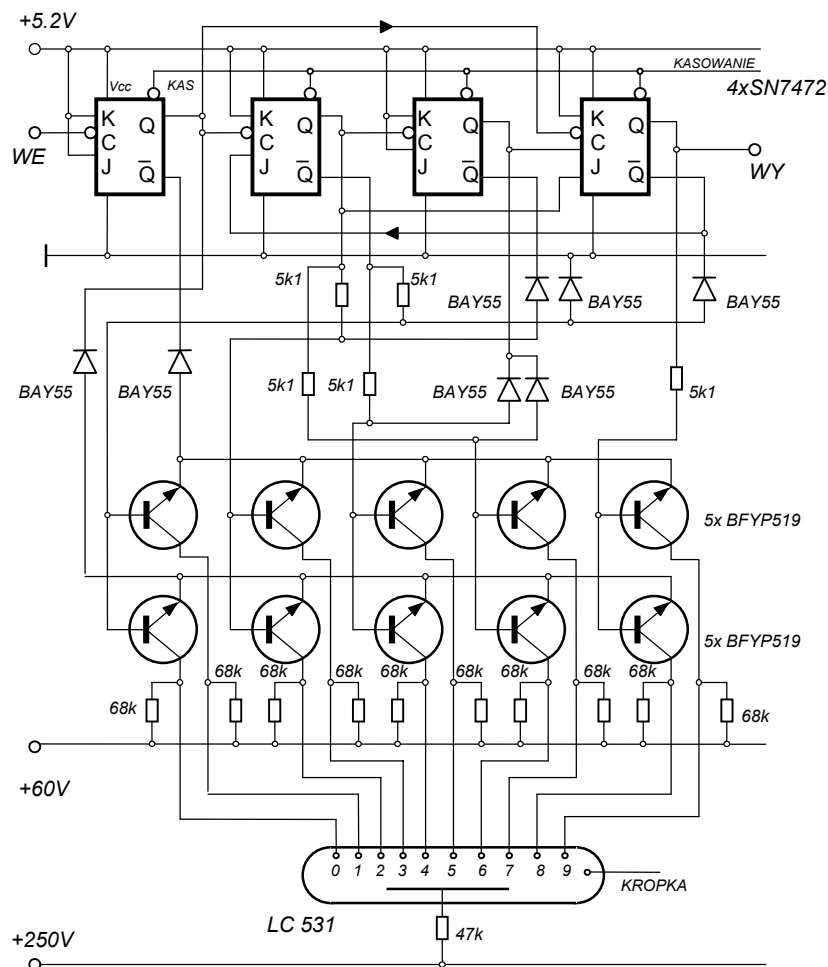
przerzutników stanowiły realizacje jednostkowe dla potrzeb badań własnych autorów. Wiele z nich można by uznać za swego rodzaju „kamienie milowe” na drodze rozwoju - trwającej do połowy ubiegłego stulecia - „ery” **techniki lampowej**. Na pewnym jej etapie dużą popularność zyskały przeliczniki oparte na wykorzystaniu lamp liczących [94],[96]; zarówno gazowanych [97-99] jak próżniowych [100-102]. Tego rodzaju przeliczniki były również produkowane w Polsce. W szczególności, wykonany w systemie „cegiełkowym”, typ **PER-1** [103] zawiera dwie dekady dwójkowo-dziesiętne w zmodyfikowanej konfiguracji *Pottera* [76] (cegiełka P-2) oraz układ dekatronowy z czterocyfrowym licznikiem elektromechanicznym (cegiełka P-1), natomiast oraz model **LL-1** [104] - trzy wkładki dekad zliczających na lampach elektrono-promieniowych oraz wkładkę z licznikiem elektromechanicznym. Obydwa przeliczniki wyposażono w odpowiednie wejściowe układy kondycjonujące oraz pomocnicze układy do sterowania ich cyklem pracy. W zasadzie są one przewidziane do pracy w systemie sterowania ręcznego. Dodatkowa przystawka sterująca (**PS-1**) umożliwiła jednak sterowanie automatyczne drugiego przelicznika (LL-1). Znacznie lepszymi parametrami odznacza się przelicznik typu **PEL-5A** [105] wchodzący w skład „Znormalizowanego systemu elektronicznej aparatury laboratoryjnej techniki jądrowej” [106]. Jego układ przeliczający obejmuje sześć dekad w konfiguracji *Grosdoffa* [80] o racjonalnie zróżnicowanych czasach rozdzielczych. Wykonano je w formie wymiennych wkładek wyposażonych w autonomiczne neónkowe indykatory stanu dekady. Przelicznik zawiera własny układ *czasosteru*, służący do pomiaru czasu zliczania impulsów oraz umożliwiający automatyczny pomiar z *przedwyborem* czasu pomiaru. lub liczby zliczeń. W wejściowym stopniu kondycjonowania sygnału zastosowano tu konwencjonalny dyskryminator *Schmitta*. Podstawowe konfiguracje przeliczników lampowych oraz ich komórek elementarnych zostały praktycznie zreplikowane w **technice półprzewodnikowej** stanowiąc podstawę ich dalszego rozwoju i udoskonaleń. Dokonał się on jednak głównie w obszarze techniki cyfrowej wspomaganą i stymulowaną osiągnięciami technologii półprzewodnikowej [107-115]. Stąd też początkowe realizacje tranzystorowe (na elementach dyskretnych) zostały szybko wyparte przez rozwiązania wykorzystujące monolityczne układy scalone małej skali integracji (SSI). Tak, na przykład, w przeliczniku typu **P-44** [116] produkcji krajowej, wchodzącego w skład systemu laboratoryjnej aparatury techniki jądrowej „STANDARD-70” [117], jako komórki binarne dekady liczącej wykorzystano scalone przerzutniki JK typu SN7472N. Schemat blokowy tego przelicznika przedstawiono na rysunku 58.



**Rys. 58.** Schemat blokowy przelicznika typu P-44

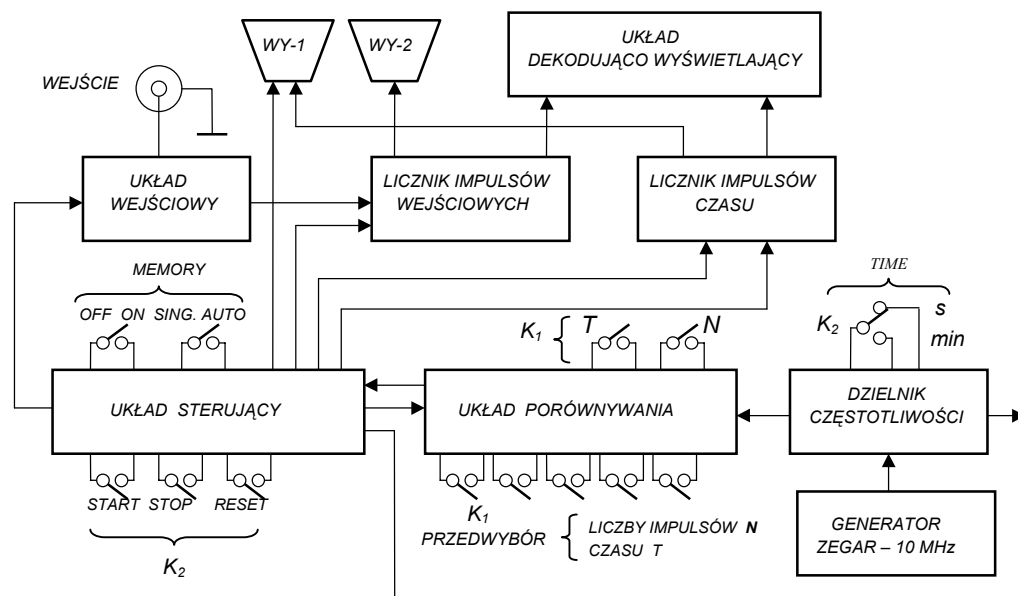
Podstawowym blokiem funkcjonalnym przelicznika jest LICZNIK GŁÓWNY zawierający sześć dekad liczących uzupełnionych dodatkowym reduktorem binarnym, wyznaczającym najbardziej znaczącą cyfrę zarejestrowanej liczby impulsów. Blok ten „obsługiwany” jest przez zespół bloków pomocniczych: LICZNIK CZASOSTERU, GENERATOR WZORCOWY, PRZEŁĄCZNIK ELEKTRONICZNY, UKŁAD „START-STOP”, UKŁAD SYNCHRONIZACJI „STARTU”, UKŁAD KASOWANIA oraz UKŁAD ZNACZNIKÓW, determinujących zakres możliwości eksploatacyjnych przelicznika. Obejmuje on pomiar liczby impulsów z przedwyboorem czasu, pomiar czasu zliczania zadanej liczby impulsów, pomiar odstępu czasowego między dwoma impulsami, pomiar ich średniej częstotliwości oraz szerokości, a nadto generację impulsów o zadanych odstępach czasowych. Z założenia podstawowym sposobem sterowania pracą przelicznika jest sterowanie ręczne, nie mniej jednak przewidziano również możliwość sterowania standardowymi impulsami elektrycznymi.

Rysunek 59 przedstawia schemat ideowy dekady liczącej przelicznika P-44. Jak łatwo zauważyć pracuje ona, podobnie jak dekady przelicznika lampowego PEL-5A, w systemie sprzężeń „w przód” i „wstecz” zaproponowanym przez *Grosdoffa*. Maksymalna częstotliwość zliczania tej dekady sięga wartości 10 MHz. Na schemacie uwidoczniło również obwody układu indykacji stanu dekady. Obejmują one *matrycę dekodera diodowo-rezystorowego*, *stowarzyszony zespół tranzystorów sterujących* oraz *jarzeniowy wskaźnik cyfrowy* typu NIXIE. Sześć takich dekad wraz z dodatkowym (zbudowanym na bramkach SN7400N) przelutnikiem RS, tworzy układ zliczający impulsy wejściowe (LICZNIK GŁÓWNY).



Rys. 59. Schemat ideowy dekady liczącej przelicznika P-44.

Mnogość rozwiązań układowych i konstrukcyjnych elektronicznej aparatury pomiarowej oraz dążność do łatwej reprodukcji warunków pomiarowych w eksperymentach fizyki jądrowej skłoniła jej projektantów i użytkowników do podjęcia w tej dziedzinie działań unifikacyjnych. Ich efektem było opracowanie szeregu systemów aparaturowych, z których trwale upowszechniły się dwa systemy modułowe: amerykański system NIM (*Nuclear Instruments Modules*) [118 ] oraz system europejski CAMAC (*Computer Application for Measurement and Control*) [119],[120]. Drugi z wymienionych został również wdrożony do produkcji krajowej [121]. W ramach tego systemu opracowano między innymi laboratoryjny przelicznik nowej generacji typu 1403, spełniający jednak tylko częściowo\* – określone normą – wymagania techniczne. Na rysunku 60 przedstawiono ogólny schemat blokowy tego przelicznika.

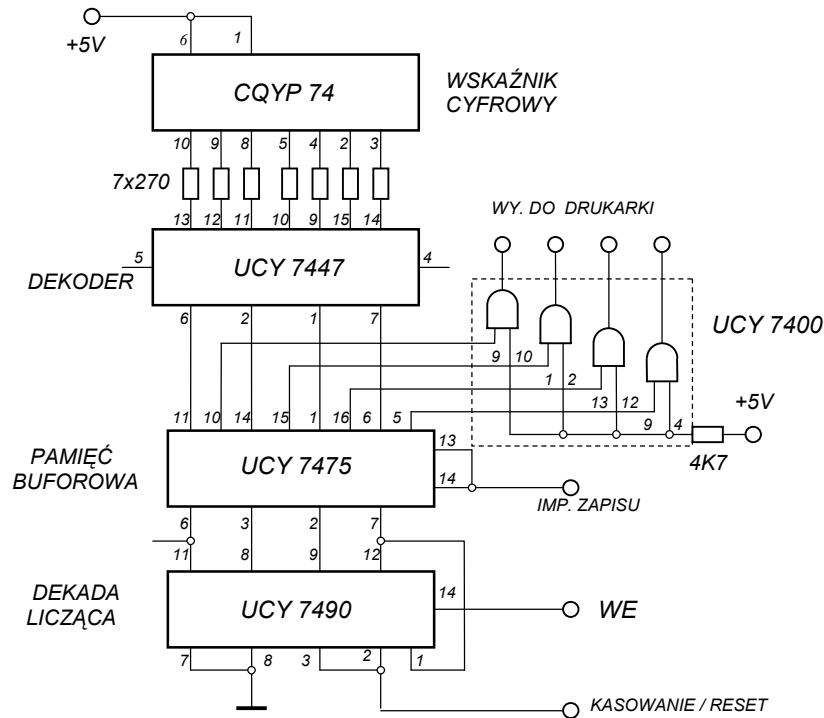


Rys. 60. Schemat blokowy przelicznika typu 1403 „CAMAC”

Zasadniczym blokiem funkcjonalnym jest LICZNIK GŁÓWNY zliczający impulsy wejściowe przekazywane przez kondycjonujący je UKŁAD WEJŚCIOWY. Cykl pomiarowy przebiega według procedur zadanych nastawami pomocniczych bloków: UKŁADU STEROWANIA oraz zespołu bloków CZASOSTERU, obejmującego GENERATOR IMPULSÓW ZEGAROWYCH, DZIELNIK CZĘSTOTLIWOŚCI, UKŁAD PORÓWNYWANIA oraz LICZNIK IMPULSÓW CZASU. Uwidoczniony na schemacie jako wspólny BLOK DEKODUJĄCO-WYŚWIETLAJĄCY zawiera w istocie dwa oddzielne subukłady związane bezpośrednio z przynależnymi licznikami. Organa nastawcze umożliwiają pomiar prosty (liczby impulsów i czasu pomiaru) w interwale określonym momentami uruchomienia (przyciskiem „start”) i zakończenia (przyciskiem „stop”) zliczania, pomiar liczby impulsów z zadaniem przedwyborem czasu zliczania, pomiar czasu zliczania z zadaniem przedwyborem liczby zliczeń w pojedynczym lub automatycznym (w reżymie tzw. *uproszczonego integratora*) cyklu pracy. Wyniki pomiaru są wyświetlane przez zespół półprzewodnikowych wskaźników cyfrowych oraz wyprowadzone na zaciski wyjściowe łączące przelicznik z drukarką zewnętrzną.

\*) Magistrala wykorzystana jest tylko do zasilania przelicznika; inne połączenia realizowane są kablami zewnętrznymi

Obydwa liczniki wykonano w podobnym układzie, jako kaskady dekad liczących wyposażonych w indywidualne bloki wizualizacji stanu dekady, przy czym *licznik główny* zawiera ich siedem a *licznik czasu* – cztery. Strukturę takiej dekady przedstawiono schematycznie na rysunku 61. Podstawowym jej członem funkcjonalnym jest *dekada scalona* typu UCY 7490 N.



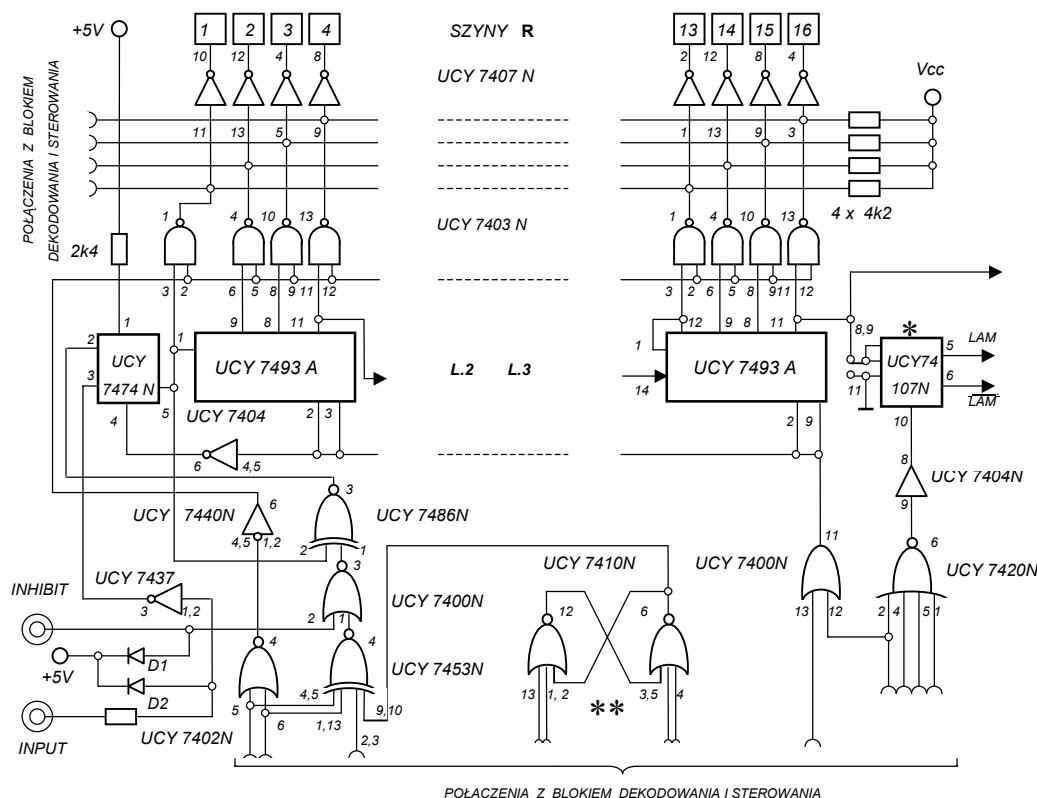
Rys.61. Schemat dekady przelicznika typu 1403 – CAMAC.

Za pośrednictwem *pamięci buforowej* (UCY 7475 N) jest ona sprzężona z układami odczytu: scalonym *dekoderem* (UCY 7447) współpracującym z siedmiosegmentowym *wskaźnikiem cyfrowym* (CQYP 74), oraz zespołem *bramek* (UCY 7400) przekazującymi dane do drukarki peryferyjnej (typu ERD 102). W warunkach pracy automatycznej przepisywanie danych z dekady liczącej do pamięci peryferyjnej następuje z chwilą zakończenia każdego cyklu pomiarowego. Maksymalna szybkość zliczania (10 MHz) podyktowana jest własnościami dekady scalonej [111].

Przeliczniki pracujące w sterowanym komputerowo systemie akwizycji i obróbki danych nie wymagają wyposażenia ich w autonomiczne wskaźniki stanu, zaś informacja o ich zawartości przekazywana jest do innych jednostek systemu za pośrednictwem magistrali. Przykładem takiego rozwiązania jest, przeznaczony do pracy w systemie CAMAC, przelicznik produkcji krajowej typu 401 [124]. We wspólnym module zawiera on cztery szesnastobitowe sekcje liczące (liczniki binarne). Uproszczony schemat jednej takiej sekcji ukazuje rysunek 62. Stanowi ona kaskadę, wykonanych na przerzutnikach J-K, czterech czterobitowych scalonych *liczników asynchronicznych* typu UCY 7493 N. W pierwszym z nich wykorzystano tylko trzy bity uzupełniając jego pojemność do czterech bitów dodatkowym, przełączonym do konfiguracji „T”, przerzutnikiem typu UCY 7474 N. Taki sposób organizacji pierwszego licznika pozwolił włączyć w tor zliczanych impulsów rozbudowany układ bramkowania, umożliwiający blokadę zarówno sygnałami wewnętrznego sterowania systemu jak i sygna-



łem zewnętrznym podawanym na gniazdo oznaczone nazwą INHIBIT. Wyjścia poszczególnych komórek binarnych połączone są trwale z szynami „R” magistrali za pośrednictwem bramek z otwartym kolektorem typu UCY 7403 N w tak zwanej *technice sumowania na drucie*, oraz wzmacniaczy buforowych UCY 7407 N.

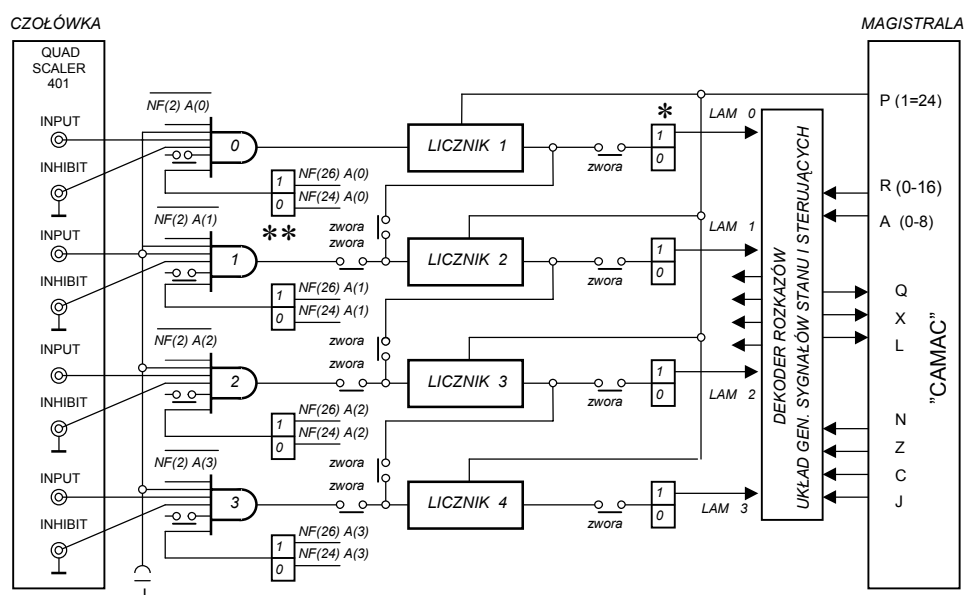


Rys. 62. Uproszczony schemat pierwszej sekcji zliczającej przelicznika typu 401.

Rozpoczęcie (START) i zakończenie (STOP) zliczania impulsów wymuszane są *sygnałami ogólnego sterowania*. Podobnie realizowane jest kasowanie (RESET) liczników; przewidziano jednak również kasowanie ręczne przy pomocy przycisku zamontowanego na płycie czołowej. Odczyt licznika, czyli przekazanie jego stanu na szyny „R” magistrali następuje na rozkaz podawany z bloku sterowania na bramki UCY 7403 N za pośrednictwem bramek UCY 7402 N i UCY 7440 N (*nand buffer*). Do wyjścia komórki najbardziej znaczącego bitu (MSB) dołączony jest jeszcze jeden przerzutnik typu UCY 74107 N pracujący w konfiguracji „D”, zadaniem którego jest sygnalizowanie przepełnienia (*overflow*) licznika. Do niedawna licznik ten zaliczany był do kategorii *liczników szybkich* (jego maksymalna częstość zliczania wynosi 15 MHz). Aktualnie granica klasyfikacji według szybkości zliczania uległa przesunięciu do poziomu 100 MHz [21],[125].

Licznik binarny 401 może pracować w systemie czterech niezależnych liczników 16-bitowych, względnie – po przelutowaniu odpowiednich zworników – w układzie szeregowym, jako jeden licznik 64-bitowy. Możliwość tę uwidocznił na rysunku 63 przedstawiającym, zaczerpnięty z instrukcji obsługi [124], schemat logiczny omawianego przelicznika. Przedstawiony wyżej opis ograniczono jedynie do układu zliczającego pomijając bardzo rozbudowane obwody dekodowania sygnałów odbieranych z magistrali „CAMAC” oraz obwody generacji sygnałów sterujących i sygnałów stanu licznika. Dla większej przejrzystości na obu schema-

tach ograniczono do minimum oznaczenia fabryczne. Z tego też względu opatrzone gwiazdkami [\* - \*\*] te same elementy układowe oznaczone na obu schematach odmiennymi symbolami graficznymi.



Rys.63. Schemat logiczny przelicznika binarnego typu 401 (CAMAC)

### 3.1.2. Układy pomiaru szybkości zliczeń – integratory impulsów.

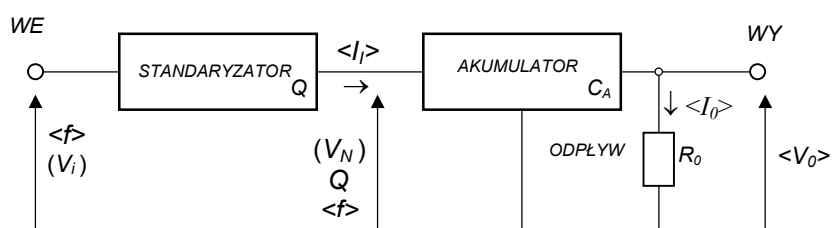
Jak już wspomniano *szybkość zliczeń*, to jest *średnią częstotliwość rejestrowanych impulsów*, można wykorzystać jako miarę intensywności promieniowania jądowego. W warunkach stałego, ustalonego poziomu radiacji, najefektywniejszym sposobem jej pomiaru jest metoda przelicznikowa zapewniająca uzyskanie dowolnej w zasadzie dokładności pomiaru. Posłużyć się nią również można przy stosunkowo niewielkiej dynamice zmienności natężenia promieniowania, korzystając z możliwości pracy przelicznika w automatycznie powtarzalnych cyklach pomiarowych, w tak zwanym reżymie *uproszczonego integratora*. Sposób ten okazuje się jednak praktycznie nieprzydatny do ciągłego pomiaru – włącznie z rejestracją wyników – szybkozmiennego natężenia promieniowania. Konkurencyjną alternatywą dla cyfrowej metody przelicznikowej jest w takich warunkach **integrator analogowy**.

Stanowi on w istocie swego rodzaju *konwerter częstotliwość – amplituda*, obciążony dodatkowym uwarunkowaniem wynikającym ze stochastycznego rozkładu czasowego impulsów. Odpowiedzią integratora analogowego na wymuszenie stacjonarnym ciągiem impulsów przypadkowych jest wyjściowy sygnał napięciowy lub prądowy o poziomie zależnym od średniej częstotliwości impulsów. W ogólnym przypadku ciągu niestacjonarnego poziom sygnału wyjściowego związany jest z „częstotliwością chwilową” impulsów wejściowych rozumianą jako średnia ich częstotliwość w interwale wyznaczonym przez stałą czasową obwodu inercyjnego integratora. Kształt zależności  $V_o(\langle f \rangle)$  może być formowany na drodze odpowiedniego doboru struktury wewnętrznej konwertera oraz jego elementów składowych. W prakty-

ce miernictwa radiometrycznego korzysta się niemal wyłącznie z zależności liniowej oraz logarytmicznej, a integratory o tego rodzaju charakterystykach wyjściowych zwane są odpowiednio **integratorami liniowymi** względnie **integratorami logarytmicznymi**.

### 3.1.2.1. Liniowe integratory analogowe.

Najprostszą formą integratora analogowego jest *integrator liniowy prosty*, znanymi jedynie tylko torem pomiarowym. Zasadę jego działania wyjaśnia poglądowo rysunek 64 przedstawiający blokowy schemat funkcjonalny integratora. Stochastyczny ciąg impulsów wejściowych o określonym rozkładzie amplitudowym i średniej częstotliwości  $\langle f \rangle$  podawany jest na wejście pierwszego bloku funkcjonalnego (STANDARYZATORA), w którym każdy impuls podlega normalizacji kształtu, amplitudy i rozciągłości czasowej. Unormowane w ten sposób impulsy napięciowe ( $V_N$ ) niosą ściśle określony ładunek  $Q$  przekazując go z kolei do drugiego bloku funkcjonalnego, zwanego AKUMULATOREM z ODPLYWEM\*. Gałąź „odpływowa” ma zapewniać ciągłą redukcję zawartości akumulatora z intensywnością proporcjonalną do chwilowego jej poziomu. W realizacji technicznej celowi temu służy upust rezystorowy  $R_o$ , natomiast funkcję akumulatora pełni kondensator  $C_A$ .



**Rys. 64.** Zasada działania integratora impulsów

W stanie ustalonym następuje zrównanie wydajności dopływu i odpływu ładunku. Stan ten można opisać równaniem bilansu wyrażonym w terminach średnich wartości prądów akumulatora: dopływającego (wejściowego)  $\langle I_i \rangle$  oraz odpływającego (wyjściowego)  $\langle I_o \rangle$ .

$$\langle I_i \rangle = \langle I_o \rangle \quad (83)$$

Obie wielkości związane są bezpośrednio z odpowiednimi parametrami technicznymi integratora; prąd wejściowy ze średnią częstotliwością impulsów

$$\langle I_i \rangle = Q \langle f_i \rangle \quad (84)$$

zaś prąd wyjściowy z odpowiedzią napięciową

$$\langle I_o \rangle = \frac{\langle V_o \rangle}{R_o} \quad (85)$$

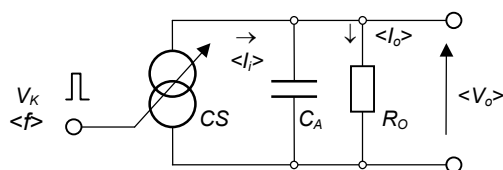
\*) Na zasadzie analogii hydrodynamicznej można by go nazwać „dziurawym zbiornikiem”

Kojarząc wyrażenia (83), (84) i (85) otrzymujemy podstawowy związek

$$\langle V_o \rangle = R_o Q \langle f_o \rangle \quad (86)$$

opisujący charakterystykę wyjściową integratora. Warunkiem jej liniowości jest stałość iloczynu  $R_o Q$  stanowiącego z definicji współczynnik konwersji integratora. Wymóg ten sprowadza się w istocie do żądania niezależności iniekowanych do akumulatora porcji ładunku  $Q$  od wartości napięcia wyjściowego  $\langle V_o \rangle$ .

Prostym sposobem dopełnienia tego warunku jest użycie w wyjściowym stopniu STANDARYZATORA ŹRÓDŁA PRĄDOWEGO\* KLUCZOWANEGO UNORMOWANYMI IMPULSAMI NAPIĘCIOWYMI. Sposób ten zilustrowano schematycznie na rysunku 65.



**Rys. 65.** Schemat zastępczy końcowego fragmentu integratora liniowego

Ciąg impulsów kluczujących formowanych w wejściowych stopniach standaryzatora jak również wymuszany nim ciąg impulsów prądowych zachowuje rozkład czasowy ciągu impulsów podlegającego pomiarowi sygnału radiometrycznego. Każdy impuls prądowy niesie ładunek określony długością  $t_i$  tego impulsu oraz jego amplitudą  $I_{max}$ . Parametry te są zadane odpowiednio szerokością impulsów kluczujących oraz wydajnością źródła prądowego. Dla uproszczenia analizy założymy *dirakowski* charakter impulsów prądowych pisząc

$$I_i(t) = I_{max} \delta(t) \quad (87)$$

Impuls taki na impedancji równoległego obwodu inercyjnego pierwszego rzędu  $R_o C_A$  daje pochodny impuls napięciowy  $V_o(t)$ . W zapisie operatorowym wyraża go zależność

$$V_o(p) = I_{max} \frac{1}{C_A} \frac{1}{p + \frac{1}{R_o C_A}} \quad (88)$$

a jej oryginał ma postać

$$V_o(t) = \frac{I_{max}}{C_A} \exp\left(-\frac{t}{R_o C_A}\right) \quad (89)$$

Stochastyczny ciąg impulsów opisanych powyższą zależnością daje w rezultacie spiętrzenia sygnał o wartości średniej i wariancji określonych odpowiednio pierwszym i drugim twierdzeniem *Campbella-Francisa* [126], [6]

$$\langle V_o \rangle = I_{max} R_o \langle f \rangle \quad (90)$$

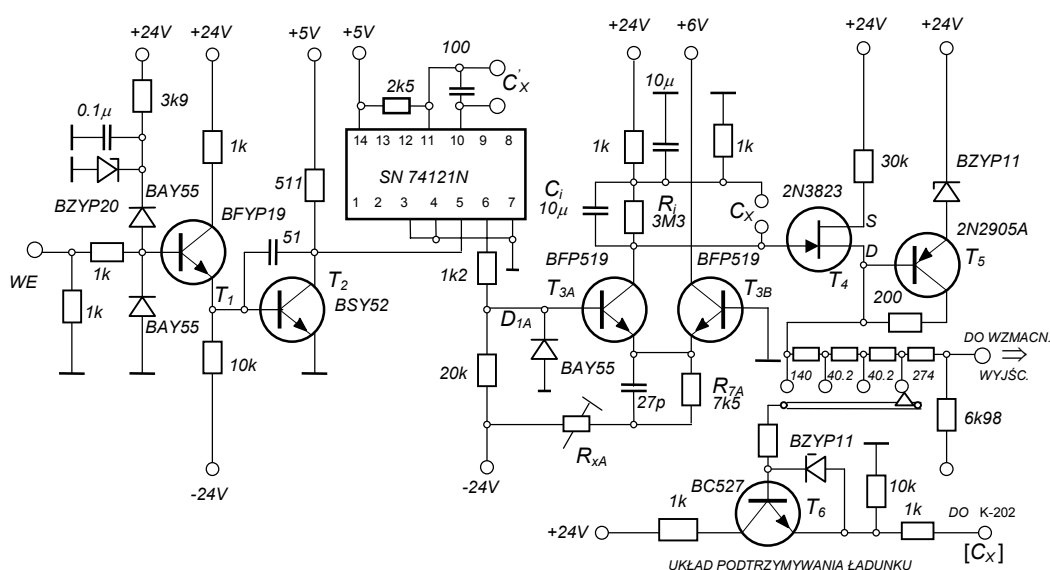
$$\sigma_{V_o} = I_{max} \sqrt{\frac{\langle f \rangle R_o}{2 C_A}} \quad (91)$$

\*) W technice lampowej stosowano początkowo zwykły stopień pentodowy

Stałość określonego równaniem (90) współczynnika konwersji zachowana jest w ograniczonym, choć na ogół zadowalającym, zakresie określonym charakterystyką wyjściową źródła prądowego. Liniowość zależności (90) daje z kolei podstawę do utożsamienia względnego błędu pomiaru wartości średniej napięcia wyjściowego (względne odchylenie standardowe)  $\delta_w$  z analogicznym błędem wyznaczenia średniej częstotliwości zliczeń.

$$\delta_w(\langle f \rangle) \equiv \delta_w(\langle V_o \rangle) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\sigma_{V_o}}{\langle V_o \rangle} = \frac{1}{\sqrt{2\langle f \rangle R_o C_A}} \quad (92)$$

Pierwsze rozwiązania układowe integratorów pracujących według opisanej wyżej metody wykonano na tyratronach, późniejsze wykorzystywały lampy elektronowe. Sięgnięto do niej również w konstrukcji współczesnych układów na elementach półprzewodnikowych. Rysunek 66 przedstawia schemat takiej właśnie realizacji [127]. Jest to kanał liniowy, produkowa-

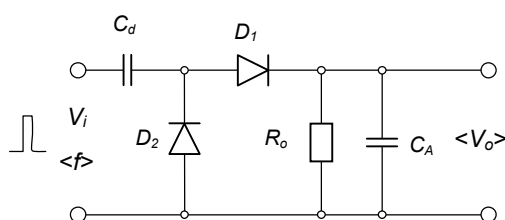


**Rys. 66.** Uproszczony schemat ideowy liniowego kanału integratora typu ILL-41

wanego w Kraju, uniwersalnego *integratora liniowo-logarytmicznego* typu ILL-41. Właściwy układ STANDARYZATORA, składający się z monowibratora typu SN 74121 N oraz sterowanego źródła prądowego na tranzystorach BFP 519 ( $T_{3A}, T_{3B}$ ) poprzedzono dwustopniowym układem kondycjonującym ( $T_1, T_2$ ) wyposażonym w diodowo-rezystorowy obwód zabezpieczenia przed przesterowaniem. Zespół przełączanych (nie uwidoczniionych na schemacie) pojemności  $C_X$  umożliwia nastawienia pożądanej szerokości impulsów kluczujących źródło prądowe. Analogiczny zespół rezystorów  $R_{XA}$  służy do ustalania wydajności prądowej tego źródła. AKUMULATOR z ODPLYWEM stanowi obwód obciążenia źródła prądowego ( $T_{2A}$ ) złożony z rezystancji  $R_i=3M\Omega$ , pojemności  $C_i=10\mu F$ , oraz zespołu dołączanych (również nie pokazanych na schemacie) pojemności  $C_X$ . Tranzystory  $T_4$  i  $T_5$  pełnią funkcję stałoprądowego wzmacniacza buforowego o wysokiej rezystancji wejściowej, przekazującego zmiany napięcia na obwodzie całkującym ( $R_b, C_b, C_x$ ) do wzmacniacza wyjściowego. Tor pomiarowy zakończony jest obwodem analogowego wskaźnika wychyłowego zamontowanego na płycie czołowej integratora. Przyrząd wychyłowy z natury swej konstrukcji narażony jest na uszkodzenia mechaniczne w przypadku zbyt raptownych zmian mierzonego napięcia (prądu). Zmiany takie mogą zaistnieć w obwodzie akumulatora w chwili przełączania pojemności

akumulujących (stałą czasową całkowania). Dla zapobieżenia im zastosowano wspomagający *układ podtrzymywania ładunku*. Stanowi go obwód z wtórnikami emiterowym ( $T_6$ ) sterowany napięciem wyjściowym *wzmacniacza buforowego*. Zadaniem jego jest replikowanie napięcia panującego na obwodzie całkującym na aktualnie odłączonych od niego kondensatorach ( $C_x$ ). Oprócz ochrony przyrządu wskazówkowego układ podtrzymywania ładunku skraca efektywnie czas ustalania się wskazań po przełączeniu stałej czasowej.

Drugi, powszechnie stosowany sposób, umożliwiający uzyskanie dobrej liniowości przemiany integratora analogowego, opiera się na wykorzystaniu **układu dozującego** w konfiguracji **z pompą diodową\*** wspólnie z **całkującym wzmacniaczem operacyjnym**. Podstawę takiego rozwiązania stanowi zaprojektowany przez *Sandsa* [128] prosty układ z pompą diodową. Omówimy go zatem w pierwszej kolejności w oparciu o schemat przedstawiony na rysunku 67.



**Rys. 67.** Schemat konfiguracji integratora z pompą diodową

Dla uproszczenia analizy postawmy następujące założenia:

- Standardowe impulsy wejściowe pobierane są z idealnego źródła napięciowego ( $R_w=0$ )
- Oporność diod w kierunku przewodzenia  $R_p=0$ , a w kierunku zaporowym  $R_z \rightarrow \infty$ ,
- Pojemność akumulatora  $C_A$  jest wielokrotnie większa od pojemności szeregowej  $C_d$ .

Niech w chwili  $t_j$  napięcie na zaciskach wyjściowych obwodu całkującego (akumulatora) wynosi  $V_{oj}$ . Podany wówczas na wejście układu krótkotrwały impuls napięciowy  $V_{ij}$  wymusi doładowanie pojemności  $C_A$  porcją ładunku  $q_{ij}$  określoną oczywistą zależnością

$$q_i = C_d (V_i - V_{oi}) \quad (93)$$

Dla stanu ustalonego  $V_{o\,ust} \equiv \langle V_o \rangle$ , wobec czego zależność (93) sprowadza się do postaci

$$q_i = C_d (V_i - \langle V_o \rangle) \quad (94)$$

W dalszej konsekwencji możemy więc napisać wyrażenia określające średnią wartość prądu wejściowego  $\langle I_i \rangle$

$$\langle I_i \rangle = q_i \langle f \rangle = C_d (V_i - \langle V_o \rangle) \langle f \rangle \quad (95)$$

i wyjściowego  $\langle I_o \rangle$

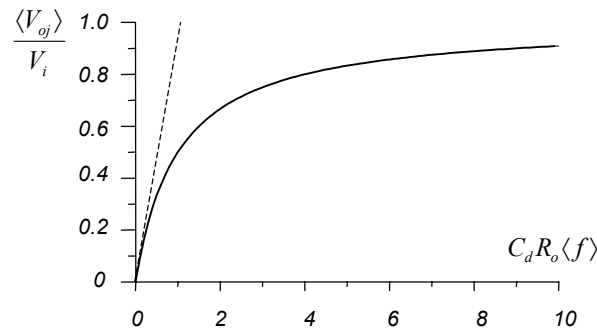
$$\langle I_o \rangle = \frac{\langle V_o \rangle}{R_o} \quad (96)$$

\*) Układ „pompy diodowej” zapożyczono z techniki radarowej i telewizyjnej, gdzie był stosowany jako dzielnik częstotliwości [129]. Znalazł on również zastosowanie w przelicznikach specjalnego typu zwanych potocznie *przelicznikami z kumulowaniem ładunku* [130].

Proste manipulacje arytmetyczne dokonane przy uwzględnieniu bilansu prądów prowadzą ostatecznie do zależności

$$\langle V_o \rangle = V_i \frac{C_d R_o \langle f \rangle}{1 + C_d R_o \langle f \rangle} \quad (97)$$

Przebieg jej we współrzędnych znormalizowanych  $\langle V_o \rangle / V_i$  vs.  $C_d R_o \langle f \rangle$  wykreślono na rysunku 68. Wykazuje ona monotonicznie wzrastające odchylenie od liniowości, tym nie mniej



Rys. 68. Charakterystyka przemiany prostego integratora z pompą diodową

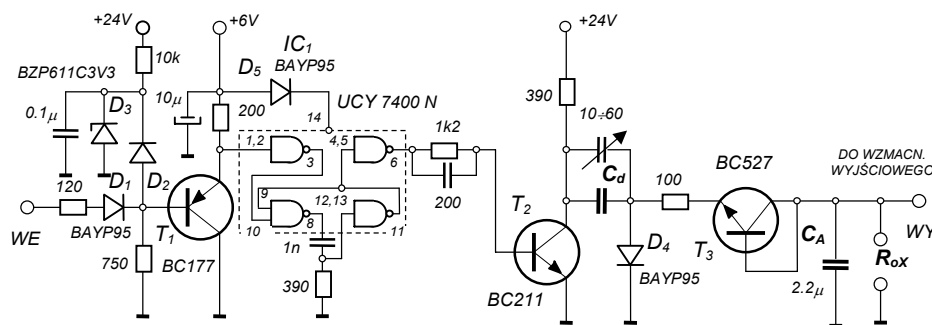
można wyznaczyć *roboczy zakres pomiarowy*, w obrębie którego odchyłka od liniowości nie przekroczy założonej *a priori* wartości. Górną granicę tak wybranego zakresu określa formuła

$$\langle f \rangle_g = \left( \frac{\Delta}{1 - \Delta} \right) \frac{1}{C_d R_o} \quad (98)$$

w której symbolem  $\Delta$  oznaczono maksymalne względne odchylenie od liniowości. Dodajmy, że napięcie wyjściowe integratora  $\langle V_o \rangle_g$  odpowiadające częstotliwości  $\langle f \rangle_g$  stanowi wtedy zaledwie drobny ( $\Delta$ ) ułamek amplitudy impulsów wejściowych

$$\langle V_o \rangle_g = \Delta V_i \quad (99)$$

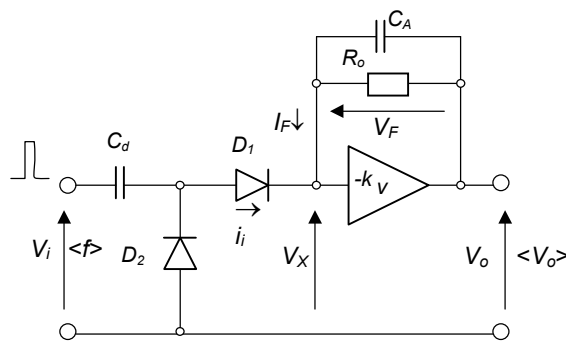
W prostym układzie z pompą diodową zrealizowano między innymi **liniowy kanał** integratora liniowo-logarytmicznego typu ILL21 [131], którego skrócony schemat przedstawiono na rysunku 69



Rys. 69. Schemat podstawowego fragmentu kanału liniowego integratora ILL-21

Ukazane na nim bloki wstępnego formowania (kondycjonowania) impulsów wejściowych ( $T_1$ ) oraz standaryzatora ( $IC_1, T_2$ ) i pompy diodowej ( $D_1, T_3$ ) obsługują zarówno omawiany kanał liniowy jak i komplementarny kanał logarytmiczny. Funkcję *standaryzatora szerokości impulsu* pełni monowibrator wykonany na bramkach UCY7400N, a *standaryzatora amplitudy* tranzystor BC211, przełączany impulsami monowibratora od stanu odcięcia do stanu nasycenia. W układzie pompy diodowej w charakterze diody szeregowej zastosowano tranzystor w połączeniu diodowym. Decydującym o przebiegu charakterystyki przemiany integratora elementem jest *dwójnik rezystorowy*  $R_X$ . Doborem jego wartości ustala się równocześnie zakres pomiaru częstotliwości oraz stałą czasową obwodu całkującego. Wobec niskiej wartości napięcia wyjściowego w liniowym obszarze charakterystyki niezbędne jest jego odpowiednie wzmocnienie. Celowi temu służą – nie pokazane na schemacie – symetryczny wtórnik źródłowy na tranzystorach 2N 3922 oraz wzmacniacz operacyjny ULY 7741. Napięcie wyjściowe tej kaskady przekazywane jest na analogowy miernik wychyłowy. Ta część układu integratora jest wspólną dla jego obu kanałów, liniowego i logarytmicznego. Do zagadnienia formowania charakterystyki logarytmicznej powrócimy w dalszej części monografii.

Radykalną poprawę liniowości integratora z pompą diodową osiągnął *Cooke-Yarborough* [132] włączając obwód całkujący R-C w pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego stowarzyszonego z nim wzmacniacza, jak to pokazano na rysunku 70. Formalnie cały układ można trakto-



**Rys. 70.** Konfiguracja integratora liniowego według *Cooke'a-Yarborough*.

wać jako tandem impulsowego źródła prądowego i wzmacniacza ładunkowego. Relację między odpowiedzią napięciową wzmacniacza  $V_o$  a przyjętym z założenia *quasidirakowskim* wymuszeniem ładunkowym  $q_i$  określa, dla powyższej konfiguracji równanie operatorowe [6]

$$V_o(p) = - \frac{q_i}{C_A \left( p + \frac{1}{\tau_o} \right) \left( 1 + \frac{1}{k_v} \right)} \quad (100)$$

gdzie  $\tau_o = R_o C_A$  jest stałą czasową obwodu inercyjnego  $R_o-C_A$ , zaś  $k_v$  wzmocnieniem napięciowym wzmacniacza w *otwartej pętli*. Rozwijając powyższe równanie przez uwzględnienie w nim związków

$$q_i = (V_i - V_x) C_d \quad (101)$$

oraz

$$V_o = -k_v V_x \quad (102)$$

kładąc nadto warunek

$$k_v \gg 1 \quad (103)$$



otrzymujemy

$$V_o(p) \underset{k_v \gg 1}{=} -V_i \frac{C_d}{C_A \left( p + \frac{1}{\tau} \right)} \quad (104)$$

W dziedzinie czasu odpowiedź układu na pojedynczy impuls ładunkowy  $q_i$  przyjmuje więc postać

$$V_o(t) = -V_i \frac{C_d}{C_A} \exp\left(-\frac{t}{R_o C_A}\right) \quad (105)$$

Odpowiedzią układu na stochastyczny ciąg takich impulsów o średniej częstotliwości  $\langle f \rangle$  jest natomiast fluktuujące napięcie o wartości średniej  $\langle V_o \rangle$  określonej pierwszym twierdzeniem *Campbella-Francisa* (o wartości średniej), a mianowicie

$$\langle V_o \rangle = \langle f \rangle \int_0^{\infty} V_o(t) dt = -(V_i C_d R_o) \langle f \rangle \quad (106)$$

Wyprowadzona zależność określa charakterystykę przemiany integratora uwidaczniając zarazem jej szeroki zakres liniowy [ $k_p = V_i C_d R_o = \text{const}$ ]. Drugie twierdzenie *Campbella-Francisa* (o wariancji)

$$\text{var}(V_o) = \sigma_v^2 = \langle f \rangle \int_0^{\infty} [V_i(t)]^2 dt \quad (107)$$

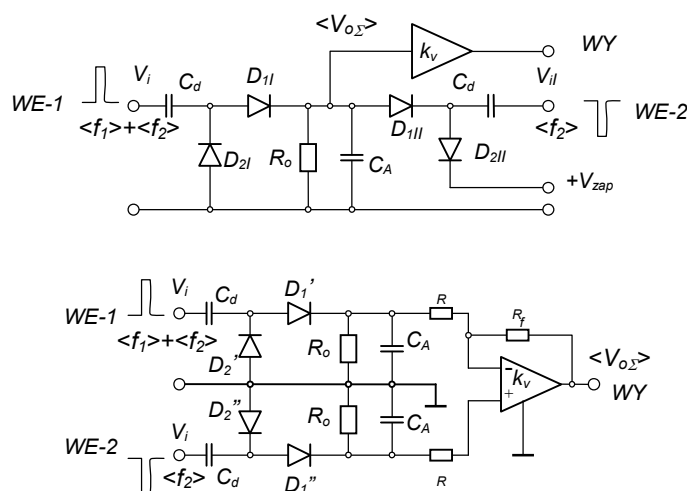
pozwala z kolei obliczyć wartość średniego odchylenia standardowego  $\sigma_v$  pomiaru. Wynosi ono

$$\sigma_v = V_i C_d \sqrt{\frac{R_o \langle f \rangle}{2 C_A}} \quad (108)$$

Względny błąd pomiaru częstotliwości daje się w konsekwencji opisać formułą (92).

Komercyjnie dostępne integratory impulsów wyposażone są na ogół w pomocnicze bloki funkcjonalne, jak układ przekroczenia zadanego poziomu (ALARM) oraz układ odejmowania tła. Druga z wymienionych opcji ma na celu ułatwienie ciągłej kontroli natężenia promieniowania emitowanego przez źródło znajdujące się w stałym polu radiacyjnym innych emiterów. W takim przypadku właściwy pomiar poprzedzony jest pomiarem natężenia samego promieniowania tła, a wynik tego pomiaru replikowany jest na wejściu bloku odejmowania tła jego organami nastawczymi. Procedury pomiarowe znacznie się komplikują jeśli natężenie promieniowania tła nie jest stałe. W celu ich uproszczenia opracowano specjalną wersję układową, zawierającą dwa *komplementarne kanały pomiarowe* podłączone do wspólnego obwodu całkującego, przy czym jeden z kanałów dokonuje pomiaru sumarycznego promieniowania, a drugi – promieniowania samego tła. Nadano jej miano **integratora różnicowego**. Alternatywna konfiguracja integratora tego rodzaju wykorzystuje parę prostych integratorów liniowych (z niezależnymi obwodami całkującymi) uzupełnioną wyjściowym wzmacniaczem różnicowym. Schematy strukturalne obu wersji przedstawiono na rysunku 71. Integrator różnicowy nakłada na systemy detekcji w obu kanałach ostry wymóg identycznej wydajności detekcji oraz równości współczynników konwersji składowych integratorów prostych. Przy tych założeniach dokonamy zwięzłej analizy funkcjonalnej pierwszej konfiguracji. Łatwo zauważyć, że dla ich dopełnienia niezbędne jest w tym przypadku przyjęcie identycznych wartości

czynnika  $V_i C_d$ . W praktyce wymaganie to przenosi się równocześnie na amplitudy impulsów wejściowych  $V_i$  oraz pojemności dozujące  $C_d$ . Różnicowy reżym pracy układu uzyskano dzięki użyciu wzajemnie *komplementarnych pomp diodowych*. W ukazanych na schemacie warunkach pomiaru, gdy na wejście WE-1 podawane są łącznie ciągi impulsów „pomiarowy” i „zakłócający” o średnich częstotliwościach wynoszących odpowiednio  $\langle f_1 \rangle$  i  $\langle f_2 \rangle$  a na wejście WE-2 tylko ciąg impulsów tła, konieczne jest wprowadzenie zabezpieczenia przed sływem ładunku z pojemności akumulującej  $C_A$  przez diodę  $D_{2II}$ . Pożądany skutek zapewnia kotwiczenie jej katody na potencjale nieco wyższym od dopuszczalnej wartości maksymalnej napięcia na obwodzie całkującym.



**Rys. 71.** Typowe konfiguracje liniowych integratorów różnicowych

Obydwie konfiguracje wykorzystują układy prostych integratorów liniowych o bardzo ograniczonym, jak wiemy, zakresie liniowości. Oczekiwać więc należy analogicznego ograniczenia układu różnicowego.

Często warunek liniowej pracy prostego integratora liniowego określa się ogólnie na gruncie formuły (97), żądając aby *współczynnik konwersji* ( $k_p = V_i C_d R_o$ ) był znacznie mniejszy od jedności. Wykażemy obecnie iż w przypadku analizowanego układu żądanie to ulega zaoszczędzeniu. Aplikując powołaną formułę odpowiednio do obu kanałów integratora różnicowego otrzymujemy wyrażenia opisujące cząstkowe odpowiedzi  $\langle V_{o1} \rangle$  i  $\langle V_{o2} \rangle$

$$\langle V_{o1} \rangle = V_i \frac{(\langle f_1 \rangle + \langle f_2 \rangle) C_d R_o}{1 + (\langle f_1 \rangle + \langle f_2 \rangle) C_d R_o} \quad (109)$$

$$\langle V_{o2} \rangle = -V_i \frac{\langle f_2 \rangle C_d R_o}{1 + \langle f_2 \rangle C_d R_o} \quad (110)$$

a korzystając z kolei z zasady niezależności działań, sumaryczną wartość napięcia wyjściowego  $\langle V_{o\Sigma} \rangle$

$$\langle V_{o\Sigma} \rangle = \langle V_{o1} \rangle + \langle V_{o2} \rangle = V_i \frac{\langle f_1 \rangle C_d R_o}{1 + \langle f_1 \rangle C_d R_o + 2 \langle f_2 \rangle C_d R_o} \quad (111)$$

Zgodnie z oczekiwaniami jest to zależność ogólnie nieliniowa. Akceptowalną technicznie liniowość można osiągnąć w początkowym zakresie częstotliwości czyniącym równocześnie

zadość dwu warunkom:

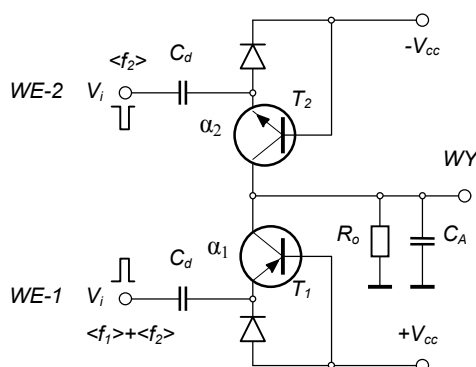
$$\langle f_1 \rangle \ll \frac{1}{C_d R_o} \quad \text{oraz} \quad \langle f_2 \rangle \ll \frac{1}{2C_d R_o} \quad (112)$$

Dokładną relację ilościową między górną granicą zakresu liniowego a parametrami układowymi ( $R_d$ ,  $C_d$ ) można łatwo wyznaczyć dla zadanej, dopuszczalnej nieliniowości względnej. Przedstawione uprzednio procedury (str.69/70) pozwalają określić błąd względny pomiaru napięcia wyjściowego  $\delta$  ( $\langle V_i \rangle$ ), a tym samym częstotliwości impulsów sygnału radiometrycznego (bez tła). Opisuje go formuła

$$\delta(\langle V_i \rangle) = \frac{1}{\sqrt{2\langle f_1 \rangle C_d R_o}} \sqrt{1 + \frac{2}{\gamma}} \quad (113)$$

w której  $\gamma = \langle f_1 \rangle / \langle f_2 \rangle$ .

Interesującą propozycję układu integratora różnicowego zaprezentowali w swej książce [134] *Gorn i Hazanow*. Schemat tej konfiguracji przedstawia rysunek 72. Układ zaprojektowano specjalnie dla pomiarów prowadzonych w obecności silnego tła.



**Rys. 72.** Schemat konfiguracji integratora różnicowego wg. *Gorna i Hazanowa*.

Para komplementarnych tranzystorów pełni w nim podwójną funkcję: diody szeregowej (złącze emiter-baza) pompy diodowej oraz wzmacniacza prądu, izolującego obwód całkujący od obwodu dozującego. Ten sposób separacji obwodów zapewnia uzyskanie dobrej liniowości przemiany. Napiszmy wyrażenia cząstkowe opisujące odpowiedź prądową na ciągi impulsów w obu kanałach.

$$\langle I_{o1} \rangle = V_i C_d \alpha_1 (\langle f_1 \rangle + \langle f_2 \rangle) \quad (114)$$

$$\langle I_{o2} \rangle = -V_i C_d \alpha_2 \langle f_2 \rangle \quad (115)$$

Sumaryczna odpowiedź przyjmuje więc postać

$$\langle I_{\Sigma} \rangle = V_i C_d \alpha_1 \langle f_1 \rangle + V_i C_d (\alpha_1 - \alpha_2) \langle f_2 \rangle \quad (116)$$

Staranny dobór tranzystorów ze względu na współczynnik wzmocnienia prądowego  $\alpha$  pozwala wyeliminować drugi składnik sumy, a tym samym uzyskać niezależność od intensywności promieniowa tła i pożądaną liniowość konwersji sygnału mierzonego. Poważną wadę tej konfiguracji stanowią natomiast niestabilności uwarunkowane zależnościami termicznymi współczynnika  $\alpha$  oraz prądu  $I_{K0}$  tranzystorów.

### 3.1.2.2. Analogowe integratory logarytmiczne.

Znamienną cechą liniowych urządzeń pomiarowych jest stałość wartości *bezwzględnego uchybu pomiaru*  $\delta_b$  w całym zakresie pomiarowym. Właściwość ta sprawia, że *względny błąd pomiaru*  $\delta_w$ , niosący bardziej miarodajną informację o niepewności pomiaru, gwałtownie wzrasta w miarę zmniejszania wartości wielkości mierzonej. Z tego też powodu zakres pomiarowy takich urządzeń *dobierany jest każdorazowo* stosownie do aktualnego poziomu wielkości mierzonej w taki sposób aby rezultat pomiaru był możliwie bliski jego wartości znamionowej. Przedstawione uwagi dotyczą oczywiście również integratorów liniowych. O ile jednak w pomiarach promieniowania o ustalonym względnie wolnozmiennym natężeniu przełączanie zakresu nie sprawia istotnego utrudnienia, to w przypadku silnej zmienności pola radiacyjnego jest ono wręcz niemożliwe. Wolnym od powyższej niedogodności jest układ integratora impulsów o *logarytmicznej charakterystyce konwersji*, którą w postaci ogólnej opisuje zależność wiążąca średnią wartość  $\langle V_o \rangle$  odpowiedzi na wymuszenie stochastycznym ciągiem impulsów o średniej częstotliwości  $\langle f \rangle$

$$\langle V_o \rangle = A \ln \langle f \rangle \quad (117)$$

Integratory tego rodzaju określane są skrótowo mianem **integratorów logarytmicznych**. Zauważmy, że napięcie wyjściowe  $\langle V_o \rangle$  w tej wersji również jest mierzone przy pomocy analogowego (wychyłowego) miernika o skali liniowej determinującej stałą wartość uchybu bezwzględnego  $\delta_b \langle V_o \rangle$ . Traktując *średnie bieżące*  $\langle V_o \rangle$  oraz  $\langle f \rangle$  jako zmienne, zróżniczkujemy obustronnie równanie (117) i zastąpmy pochodne obu zmiennych ich skończonymi przyrostami. W wyniku tej prostej procedury otrzymamy

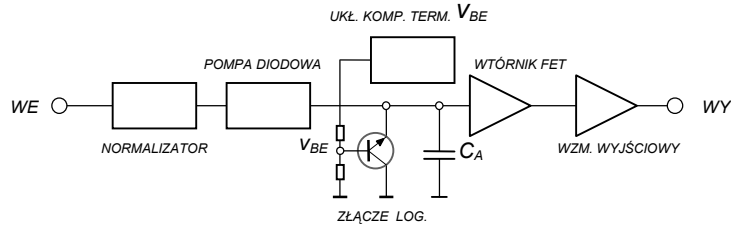
$$\Delta \langle V_o \rangle = A \left[ \frac{\Delta \langle f \rangle}{\langle f \rangle} \right] \quad (118)$$

Wyraz lewej strony równania można utożsamić z uchybem bezwzględnym  $\delta_b \langle V_o \rangle$  pomiaru napięcia wyjściowego, natomiast wyrażenie w nawiasie kwadratowym prawej strony - ze względny błąd pomiaru średniej częstotliwości impulsów  $\delta_w \langle f \rangle$ . Związek (118) można więc zapisać w równoważnej postaci alternatywnej

$$\delta_w \langle f \rangle = A^{-1} \delta_b \langle V_o \rangle \quad (119)$$

Kształt charakterystyki konwersji integratora podyktowany jest zasadniczo charakterystyką elementu warunkującego odpływ ładunku z akumulatora. W integratorze liniowym decydował o jej przebiegu dyssypatywny element LSS - rezystor  $R_o$ . W technice lampowej dla formowania charakterystyki logarytmicznej wykorzystywano spolaryzowane zaporowo diody próżniowe [93]. Współczesne rozwiązania układowe korzystają również z tej techniki, miejsce diod próżniowych zajęły jednak ich odpowiedniki półprzewodnikowe. Wspólnym niedostatkim obu realizacji jest niestabilność temperaturowa, wymagająca zastosowania specjalnych subukładów wspomagających. Przypadek taki zilustrujemy dalej przykładem kanału logarytmicznego integratora typu ILL-21a [131]. Funkcję nieliniowego elementu logarytmującego pełni w nim złącze emiter-baza planarnego tranzystora krzemowego typu BC 527. Wykazuje on zależność logarytmiczną prądu kolektora od napięcia basza-emiter w szerokim zakresie prądu kolektorowego, rozciągającym się na ponad 6 dekad. Jego umiejscowienie we

wspólnej dla obu kanałów (liniowego i logarytmicznego) strukturze integratora ukazują uproszczony schemat blokowy przedstawiony na rysunku 73.



Rys. 73. Schemat blokowy kanału logarytmicznego integratora ILL-21a.

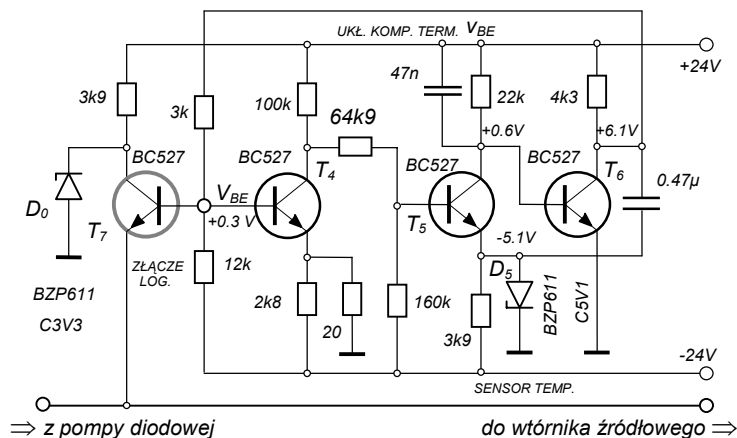
W stanie ustalonym, przy zadowalającym dopełnieniu warunku stałości iniekowanych do akumulatora porcji ładunku, równanie bilansu prądów można z dobrym przybliżeniem zapisać w postaci

$$\langle f \rangle V_i C_d = I_{IC} \exp\left(\frac{q \langle V_o \rangle}{kT}\right) \quad (120)$$

Przekształcając go względem  $\langle V_o \rangle$  otrzymamy

$$\langle V_o \rangle = \frac{kT}{q} \ln \langle f \rangle - \frac{kT}{q} \ln I_{IC} + \frac{kT}{q} \ln(V_i C_d) \quad (121)$$

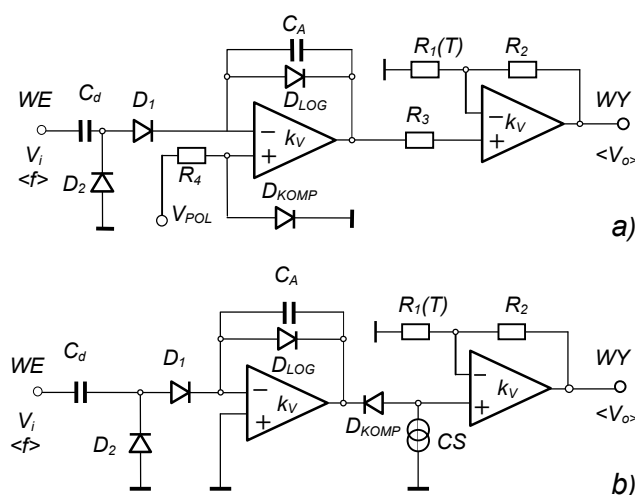
Wszystkie składniki sumy obciążone są termiczną zależnością potencjału kinetycznego  $kT/q$  złącza baza-emiter. Stanowi on zresztą współczynnik skalujący podstawowej zależności wiążącej wartości średnie napięcia wyjściowego  $\langle V_o \rangle$  i częstotliwości impulsów  $\langle f \rangle$ . Dodatkowy wkład w uzależnienie termiczne odpowiedzi integratora wnosi drugi składnik sumy poprzez zależność  $I_{IC}(T)$ . Kształt zależności (121) implikuje możliwość kompensacji poszczególnych składników dryfu termicznego. Możliwość tę wykorzystano w układzie kanału logarytmicznego omawianego typu integratora. Rysunek 74 przedstawia schemat ideowy zastosowanego w tym integratorze układu kompensacji termicznej. Uwidoczniono go uprzednio symbolicznie również na schemacie blokowym. Stanowi go kaskada trzech galwanicznie sprzężonych



Rys. 74. Schemat ideowy układu kompensacyjnego kanału logarytmicznego integratora liniowo-logarytmicznego typu ILL 21a.

stopni wzmacniających ( $T_4, T_5, T_6$ ) zamknięta pętla stałoprądowego, ujemnego sprzężenia zwrotnego. Przekazuje ona na bazę tranzystora logarytmującego ( $T_7$ ) sygnał kompensujący, którego źródłem jest, włączona w obwód emitera tranzystora  $T_5$  dioda stabilizacyjna ( $D_5$ ) typu BZP611 C5V1 o ujemnym temperaturowym współczynniku napięcia stabilizacji.

Alternatywnym sposobem wykorzystania dwójnika kształtującego do formowania charakterystyki logarytmicznej integratora impulsów jest włączenie go wraz z pojemnością akumulacyjną w obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego. Tego rodzaju konfiguracja pod względem funkcjonalnym reprezentuje tandem złożony z pompy diodowej oraz prądowo-napięciowego konwertera logarytmującego. Stwarza ona dogodne warunki dla wprowadzenia pełnej kompensacji termicznej. Ukażemy je na przykładzie dwóch wersji układowych przedstawionych schematycznie na rysunku 75.



**Rys.75.** Konfiguracje integratorów logarytmicznych z pełną kompensacją termiczną.

W obu wersjach elementem kształtującym charakterystykę jest dioda półprzewodnikowa oznaczona symbolem  $D_{LOG}$ . Zmiany termiczne jej prądu nasycenia  $I_{S0}$  kompensowane są takimi samymi zmianami zachodzącymi w identycznej (sparowanej) diodzie  $D_{KOMP}$ . Punkty pracy diod kompensacyjnych ustalają odpowiednie obwody polaryzacji: w wersji a) ze źródłem napięciowym ( $V_{POL}$ ) i w wersji b) ze źródłem prądowym ( $CS$ ). Dodatkowy wzmacniacz operacyjny z odpowiednio uzależnioną termicznie pętlą sprzężenia zwrotnego koryguje natomiast temperaturowy dryf czynnika skalującego  $kT/q$ . Ogólny kształt równania (121) pozostaje niezmienny; oznaczenie  $I_{IC}$  należy jednak zastąpić właściwym dla diod symbolem  $I_{S0}$ , oraz skorygować podstawowe równanie jej charakterystyki do postaci

$$I = I_{S0} \left( e^{\frac{qV_{BE}}{m kT}} - 1 \right) \quad (122)$$

uwzględniającej w sposób globalny – wprowadzonym do wykładnika eksponenty indywidualnym parametrem „ $m$ ” - wpływ prądu upływu powierzchniowego oraz prądu generacyjno-rekombinacyjnego w strefie przejściowej złącza.

Pomijając ostatni składnik tak zmodyfikowanego równania, *nota bene* eliminowany działaniem nie pokazanego na schematach obwodu regulacji zrównoważenia (*offsetu*), przypomnijmy jego często używaną formę skróconą

$$\langle V_o \rangle = a(T) \ln \langle f \rangle + b(T) \quad (123)$$

Czynnik skalujący oznaczono tu symbolem  $a(T)$ , a symbolem  $b(T)$  - skorygowany drugi składnik prawej strony równania (121). Zapiszmy *explicite* znaczenia wprowadzonych oznaczeń

$$a(T) = \frac{kT}{q}, \quad b(T) = \frac{kT}{q} \ln I_{S0}(T) \quad (124)$$

dodając dla kompletności opisu empiryczną formułę opisującą termiczną zależność prądu nasycenia diody  $I_{S0}(T)$  [135]

$$I_{S0}(T) = I_0 \exp\left(-\frac{12000}{T}\right) \quad (125)$$

Charakterystyka rzeczywistej diody półprzewodnikowej na obu jej krańcach istotnie odbiega od przebiegu (122). W obszarze dużych prądów znaczącym okazuje się wpływ oporności własnej półprzewodnika, natomiast w przedziale bardzo małych natężeń prądu za „deformację” jej przebiegu odpowiedzialny jest prąd nasycenia  $I_{S0}$  oraz składowa prądu generacji i rekombinacji powierzchniowej. Szkodliwym rezultatem wymienionych efektów jest silne ograniczenie zakresu ścisłej zależności logarytmicznej złącza. Pożądane poszerzenie charakterystyki logarytmicznej, na obszar obejmujący ponad 10 dekad, daje się osiągnąć przez zastąpienie diod ich odpowiednikami tranzystorowymi, to jest tranzystorami w połączeniu diodowym [136], [137]. Eliminuje się wówczas wpływ deformujących charakterystykę logarytmiczną składników prądu kolektorowego. Uzyskany efekt łatwo uzasadnić w oparciu o pełne równanie prądu kolektorowego tranzystora [136]\*.

$$i_c = i_{SC}(V_{BC}) + i_{TC}(V_{BC}) + I_{1C} \left( e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} - 1 \right) + I_{2C} \left( e^{\frac{qV_{BC}}{kT}} - 1 \right) \quad (126)$$

Poszczególne składniki sumy prawej strony równania oznaczają kolejno: prąd *upływu powierzchniowego*, prąd *generacji i rekombinacji* w strefie przejściowej, prąd *iniekcji* oraz prąd *transportu*. Dwa pierwsze, jako zależne od napięcia panującego między bazą a kolektorem ( $V_{BC}$ ), znikają w przypadku wzajemnego zwarcia obu tych elektrod. Sprowadzenie do zera wartości napięcia  $V_{BC}$  powoduje w konsekwencji „wyzerowanie” ostatniego składnika w wyniku czego równanie (126) redukuje się do postaci

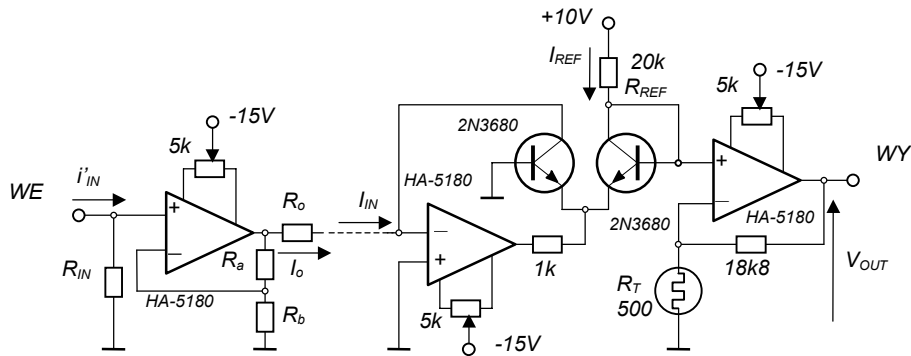
$$i_c = I_{1C} \left[ \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) - 1 \right] \underset{V_{BE} > \frac{4kT}{q}}{=} I_{1C} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) \quad (127)$$

uwolnionej od wpływu czynników reprezentowanych globalnie przez parametr „ $m$ ”.

Na rysunku 76 przedstawiono schemat alternatywnej w stosunku do układu z rysunku 75 b realizacji logarytmicznego konwertera prądowo-napięciowego [138], w której dla osiągnięcia szerszego zakresu konwersji logarytmicznej obie diody zastąpiono parą identycznych tranzystorów (2N3680) w połączeniu diodowym. Dla kompensacji zależności temperaturowej czynnika skalującego „ $a(T)$ ” również w tym przypadku wprowadzono wzmacniacz operacyjny z uzależnioną termicznie pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego. W rekomendacjach aplikacyjnych układu przewidziano nadto dodatkowy stopień wzmocnienia wstępnego dostosowujący konwerter do bezpośredniej współpracy z detektorami promieniowania jonizującego.

\*) Jest to uproszczony zapis zmodyfikowanego równania modelu Ebersa-Mola.

Opcję tę zasygnalizowano na rysunku 76.



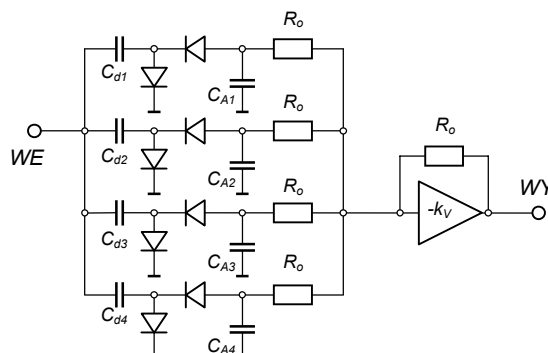
$$I'_{IN} R_{IN} \left(1 + \frac{R_a}{R_o}\right) \quad (I_{...})$$

Rys. 76. Schemat ideowy logarytmicznego konwertera prądowo-napięciowego wg.[138]

Atrakcyjny sposób kształtowania charakterystyki logarytmicznej integratora, oparty na zasadzie *superpozycji elementarnych przebiegów nieliniowych*, zaproponowali *Cooke-Yarborough i Pulsford* [133]. Integratorom tego rodzaju można nadać ogólne miano **integratory pseudologarytmiczne** przez analogię do działających na podobnej zasadzie wzmacniaczy pseudologarytmicznych [139]. Skuteczność tego rodzaju aproksymacji w oczywisty sposób zależy od kształtu, tworzących charakterystykę globalną, przebiegów składowych uwarunkowanych z kolei strukturą odnośnych *subukładów (komórek) elementarnych*. W omawianym układzie *Cooke'a-Yarborough i Pulsforda* taką elementarną komórkę stanowi znana nam już struktura prostego integratora z pompą diodową. Jej charakterystykę przenoszenia według zależności (97) wyraża formuła

$$k_p = \frac{C_d R_o \langle f \rangle}{1 + C_d R_o \langle f \rangle} \quad (128)$$

Zespół komórek elementarnych pracuje w konfiguracji równoległej ze wspólnym źródłem sygnału wejściowego ( $V_i, \langle f \rangle$ ) i sumowaniem prądów we wspólnym obwodzie obciążenia. Schemat tej konfiguracji pokazano na rysunku 77.



Rys. 77. Konfiguracja integratora logarytmicznego wg. *Cooke'a-Yarborough i Pulsforda*.

Istota koncepcji polega na doborze wartości stałych czasowych  $T_r = (C_d R_o)_r$  obwodów dozuających dostatecznie licznego zespołu komórek według postępu geometrycznego. Przyjmując



zatem stałą czasową obwodu dozującego centralnej komórki za referencyjną i oznaczając ją symbolem  $T_0$ , powołaną prawidłowość zapiszemy w postaci

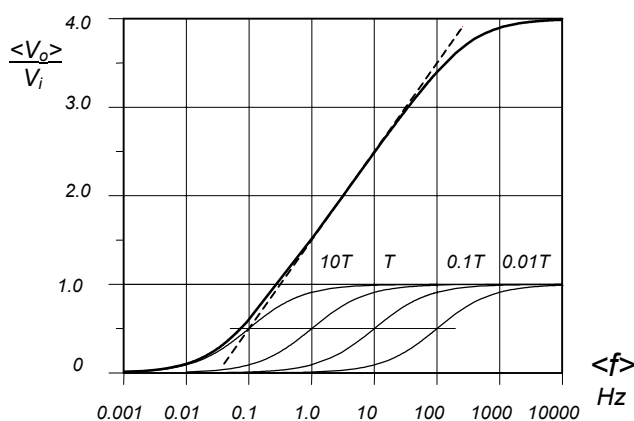
$$T_r = 10^r T_0 \quad (129)$$

Nieskończenie liczny zespół komórek spełniających powyższy warunek wykazuje tę szczególną właściwość, że  $a$ -krotna zmiana częstotliwości impulsów wejściowych powoduje zmianę poziomu napięcia wyjściowego proporcjonalną do logarytmu dziesiętnego tej krotności, tj.

$$\Delta \langle V_o \rangle \propto \log a \quad (130)$$

Słuszność powyższej relacji uzasadnia podany przez autorów opis fenomenologiczny opracowanego przez nich układu. Załóżmy więc za nimi, że układ ten zawiera na tyle dużą liczbę komórek elementarnych iż można ją traktować formalnie jako nieskończoną. Przyjmijmy nadto, że przy częstotliwości impulsów równej  $\langle f \rangle$  centralna (środkowa) komórka układu wnosi do wypadkowego napięcia wyjściowego wkład równy połowie amplitudy standardowych impulsów wejściowych, tj.  $\langle V_o \rangle_0 = 0.5 V_i^*$ .

Komórki o wartościach stałych czasowych  $T_r$  zarówno mniejszych jak i większych od  $T_0$  wnoszą odpowiednio mniejsze lub większe udziały do sumarycznego napięcia wyjściowego. W szczególności napięcia wyjściowe komórek o stałych czasowych  $T_r$  znacznie odbiegających od  $T_0$  (tj. dla  $T_r \gg T_0$  oraz dla  $T_r \ll T_0$ ) przyjmują odpowiednio wartość maksymalną  $V_i$  oraz zerową. Wzrost częstotliwości z krotnością  $a = 10$  powoduje przeniesienie stanu komórki centralnej do bezpośrednio sąsiadującej o mniejszej wartości stałej czasowej. Równoczesnej translacji podlegają również napięcia wyjściowe pozostałych komórek powodując na krańcach zespołu zmniejszenie o jedną liczbę komórek wnoszących wkład zerowy na korzyść komórek pracujących w nasyceniu. W globalnym efekcie wkład wszystkich komórek „pośrednich” pozostaje stały, zwiększa się natomiast udział komórek wnoszących napięcie maksymalne, dając przyrost napięcia wyjściowego o wartość równą  $V_i$ . Tak więc każdorazowy dziesięciokrotny wzrost częstotliwości impulsów wejściowych powoduje identyczny przyrost napięcia wyjściowego, co oznacza że  $\Delta V_o$  i  $\langle f \rangle$  związane są zależnością logarytmiczną. Proces formowania charakterystyki logarytmicznej ilustruje rysunek 78 przedstawiający przebiegi indywidualnych charakterystyk kilku sąsiednich komórek składowych oraz charakterystyk wy-



**Rys. 78.** Rodzina charakterystyk przenoszenia komórek składowych i pełnej konfiguracji integratora logarytmicznego według rysunku 77.

\*) Nie trudno zauważyć, że tak postawione założenia są równoważne warunkowi  $T_0 \langle f \rangle = 1$ .

padkową, utworzoną w rezultacie ich superpozycji. Dla ukazania stopnia przybliżenia oraz odchyłek na krańcach zadowalającej logarytmiki zamieszczono na nim również (wykreślony linią przerywaną) przebieg ściśle logarytmiczny. Na gruncie podanego wyżej opisu, oraz przebiegu charakterystyki wypadkowej można sformułować przybliżoną zależność ilościową między przyrostem odpowiedzi  $\Delta V_o$  a wywołującą go zmianą częstotliwości  $\Delta \log(f)$ . Wynika ona wprost z równości wyrażen opisujących nachylenie charakterystyki globalnej ( $tg \alpha$ ) w obrębie pełnej dekady, gdy dziesięciokrotny wzrost częstotliwości daje przyrost napięcia wyjściowego równy  $V_i$ , oraz w dowolnym interwale przyrostu częstotliwości o krotności „ $a$ ” z przynależnym mu przyrostem napięcia wyjściowego  $\Delta V_o$ .

$$tg \alpha = \frac{V_i}{\log 10} = \frac{\Delta V_o}{\log a} \quad (131)$$

skąd

$$\Delta V_o = V_i \log a \quad (132)$$

Ścisłą analizę teoretyczną układu *Cooke'a-Yarborough* i *Pulsforda* podał *J.Howlett* [140]. Dopuscił on bardziej ogólny kształt szeregu potęgowego odwzorowującego stałe czasowe  $T_r$  obwodów dozujących nieskończonego zbioru pomp diodowych, kładąc

$$T_r = \kappa^r T_0 \quad (133)$$

gdzie podstawę potęgi  $\kappa$  stanowi dowolna, dodatnia liczba całkowita, zaś wykładnik potęgowy  $r$ , jak w podejściu fenomenologicznym, oznacza numer (indeks) komórki elementarnej. Zmianę napięcia wyjściowego  $\Delta V_o$  wymuszoną  $a$ -krotną zmianą częstotliwości  $f$  determinuje suma cząstkowych zmian wnoszonych przez wszystkie komórki

$$\Delta V_o = V_i \sum_{r=-\infty}^{\infty} \left( \frac{af\kappa^R T_0}{1+af\kappa^r T_0} - \frac{f\kappa^r T_0}{1+f\kappa^r T_0} \right) \quad (134)$$

Obliczenie powyższej sumy stanowiło istotny problem matematyczny, rozwiązany właśnie przez *Howletta*. Odsyłając czytelnika do jego oryginalnej pracy [141] ograniczymy się tylko do przytoczenia ostatecznego rezultatu obliczeń. W przypadku ogólnym (dla dowolnego  $\kappa$ ) wyraża go zależność

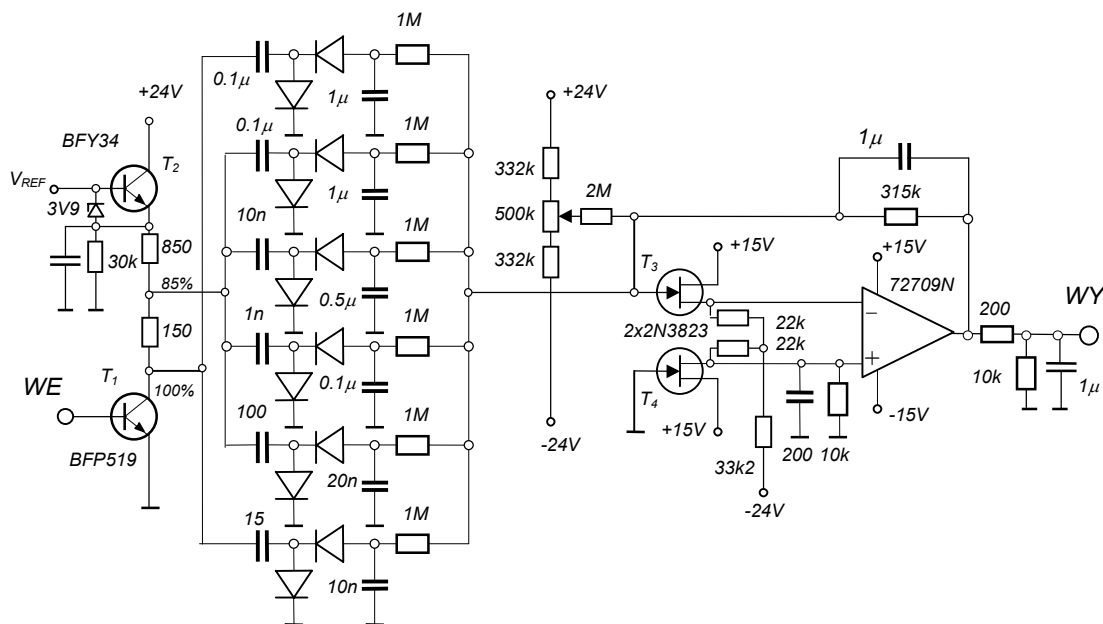
$$\Delta V_o = V_i \left\{ \frac{1}{\ln \kappa} \ln a - \frac{4\pi}{\ln \kappa} e^{-\frac{2\pi^2}{\ln \kappa}} \sin \left( \frac{2\pi}{\ln \kappa} \ln a \right) \right\} \quad (135)$$

która dla  $\kappa=10$  przybiera postać

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= V_i \left\{ \log a - \frac{4\pi}{2.303} e^{-8.5725} \sin (2\pi \log a) \right\} = \\ &= V_i \{ \log a - 0.00103 \sin (2\pi \log a) \} \end{aligned} \quad (136)$$

Pierwszy składnik prawej strony równania reprezentuje ścisłą zależność logarytmiczną, drugi natomiast, periodycznie zmienną (z okresem  $\kappa$  względem  $\ln a$ ) wartość odchyłki funkcji  $\Delta V_o(\log a)$  od przebiegu logarytmicznego

Przykładem praktycznej realizacji integratora logarytmicznego w układzie *Cooke'a Yarborough* i *Pulsforda* jest kanał logarytmiczny integratora liniowo-logarytmicznego typu ILL-41 [127]. Rysunek 79 przedstawia schemat jego zasadniczego fragmentu. Obejmuje on zespół sześciu komórek konwertujących o stałych czasowych ich obwodów dozujących ustalonych według wymogu postępu geometrycznego o podstawie  $\kappa=10$ , odpowiednim doбором wartości pojemności dozujących. Napięcia wyjściowe poszczególnych komórek, sumowane są w konwencjonalnym układzie sumatora aktywnego wykorzystującego wzmacniacz operacyjny typu SN72709 poprzedzony buforem na tranzystorach polowych 2N3823 ( $T_3$  i  $T_4$ ).

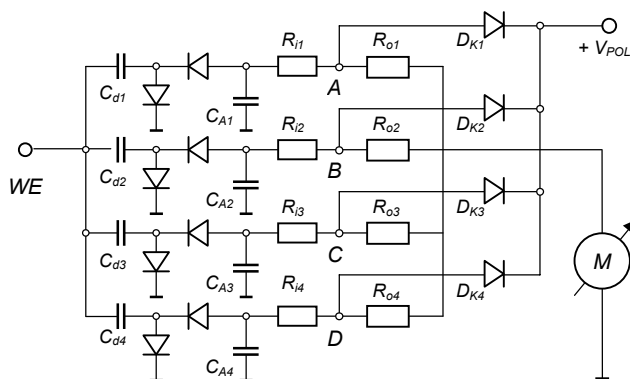


**Rys. 79.** Uproszczony schemat kanału logarytmicznego integratora typu ILL-41

Na schemacie tym pominięto uwidocznioną na rysunku 66 część wspólną dla obu kanałów integratora (liniowego i logarytmicznego), jak również wyzwalany impulsami wspólnego monowibratora, a obsługujący wyłącznie tor logarytmiczny, przerzutnik bistabilny (SN7472N). Jego sygnał wyjściowy podlega dodatkowej standaryzacji amplitudy w stopniu wzmacniającym ( $T_1$ ) dając na odczepach jego rezystancji obciążenia ( $850\Omega+150\Omega$ ) dwa współbieżne ciągi impulsów o różnych poziomach (100% i 85%). Ciąg impulsów o mniejszej amplitudzie (85%) kierowany jest do komórek „wewnętrznych” układu natomiast analogiczny ciąg o amplitudzie większej (100%) jest podawany na komórki skrajne („zewewnętrzne”). Takie zróżnicowanie amplitud ma na celu poszerzenie zakresu „dobrej logarytmiki” integratora. Obejmuje on 5 dekad w zakresie częstotliwości od  $10^2$  do  $10^6$  imp./min. Stosownie do czynnego zakresu pomiarowego poszczególnych komórek dobrano również wartości ich pojemności akumulujących, kierując się intencją zachowania takiego samego błędu statystycznego na krańcach wszystkich podzakresów. Stąd więc w miarę wzrostu częstotliwości impulsów maleje odpowiednio efektywna stała czasowa integratora.

Integratory logarytmiczne o podstawie dziesiętnej zwane są popularnie integratorami wielodekadowymi. Do tej kategorii zalicza się również integrator o *liniowo-logarytmicznej* charakterystyce przenoszenia [141]. Jest ona formowana w efekcie superpozycji ograniczonych od góry przebiegów liniowych o odpowiednio zróżnicowanych nachyleniach. Zasadę pracy takiego układu wyjaśnimy w oparciu o jej schemat ideowy przedstawiony na rysunku 80.

Jego osnowę stanowi znana nam już konfiguracja złożona z zespołu prostych integratorów liniowych.



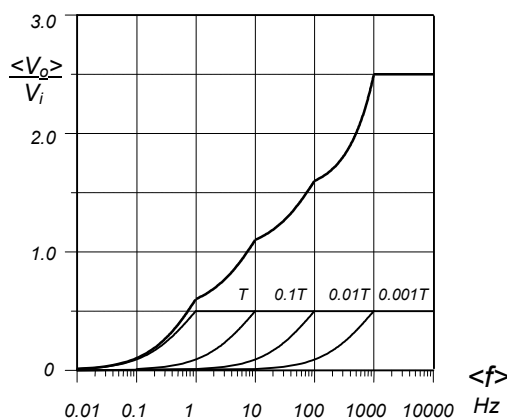
Rys. 80. Schemat struktury integratora liniowo-logarytmicznego

Została ona uzupełniona obwodami kotwiczenia napięcia wyjściowego poszczególnych komórek na poziomie mieszczącym się na zadowalająco liniowych częściach ich indywidualnych charakterystyk. Powstrzymują one wzrost napięcia wyjściowego komórki ponad ten poziom powodując w efekcie nieciągłość charakterystyki globalnej. Częstotliwość impulsów, przy której poziom ten zostaje osiągnięty zależy liniowo od współczynnika konwersji danej komórki. Przy raz ustalonej wartości amplitudy impulsów wejściowych  $V_i$  oraz rezystancji obciążenia  $R_o$  zależność ta przenosi się wyłącznie na wartości pojemności dozujących  $C_d$  pomp diodowych. Dla uzyskania równomiernego, w dziesiętnej skali logarytmicznej, rozłożenia punktów załamania charakterystyki globalnej, wartości pojemności dozujących kolejnych komórek dobiera się względem pojemności najniższego zakresu liniowego  $C_d$  w następującej sekwencji

$$C_d \div 9C_d \div 90C_d \div \dots \text{ itd..} \quad (137)$$

Dla przykładu, na rysunku 80 przedstawiono zespół charakterystyk przenoszenia integratora liniowo-logarytmicznego zawierającego cztery komórki pracujące w zakresie liniowym z kotwiczeniem na poziomie  $V_{KOT} = 0.5 V_i$ . Zauważmy, nawiązując do schematu z rysunku 80, że poziom kotwiczenia związany jest z napięciem polaryzacji  $V_{POL}$  oczywistą relacją

$$V_{KOT} = V_{POL} \frac{R_i + R_o}{R_o} \quad (138)$$



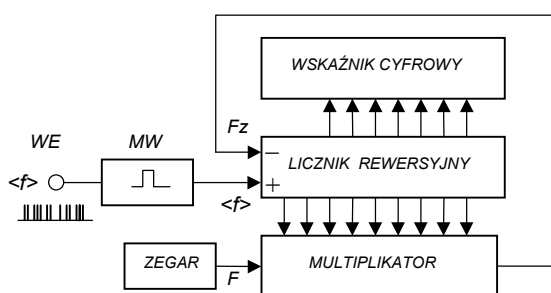
Rys. 81. Charakterystyki przenoszenia integratora liniowo-logarytmicznego

### 3.1.2.3. Integratory cyfrowe.

W rozdziale traktującym o przelicznikach impulsów zasygnalizowano możliwość cyfrowego pomiaru szybkości zliczania impulsów przy pomocy przelicznika pracującego w tak zwanym trybie *uproszczonego integratora*. Dokonywany tą techniką pomiar polega na okresowym powtarzaniu operacji zliczania impulsów w założonych *a priori*, stałych interwałach akwizycji, przy czym każda z tych operacji jednostkowych poprzedzona jest skasowaniem stanu przelicznika i przeniesieniem zarejestrowanej wartości do dodatkowego rejestru pełniącego funkcję pamięci buforowej. (Dalszą drogę przekazu informacji do wyświetlacza cyfrowego oraz drukarki ukazano na schemacie dekady przelicznika typu 1403 przedstawionym na rysunku 61). Każdy kolejny cykl zliczania rozpoczyna się zatem od stanu zerowego. Stanowi to zasadniczy niedostatek układu.

Podobną ułomnością byłby obarczony integrator analogowy, w którym rezystor (odpływ) obwodu całkującego zastąpiono okresowo zwieranym kluczem. Z takiego punktu widzenia układ *uproszczonego integratora* należy traktować jako cyfrowy odpowiednik integratora analogowego z *nieciągłym* (impulsowym) *odpływem*.

Mianem *integratora cyfrowego* określana jest natomiast *pełna replika cyfrowa* konwencjonalnego układu integratora analogowego. Ogólną koncepcję tego rodzaju układu sformułowali Vincent i Rowless [142] doprowadzając do pierwszej realizacji praktycznej w systemie binarnym. Na rysunku 82 przedstawiono schemat blokowy integratora cyfrowego w udoskonalonej konfiguracji zaproponowanej przez Wenera [143].



**Rys. 82.** Ogólny schemat blokowy integratora cyfrowego

Funkcję STANDARYZATORA (z układem dozującym) pełni tutaj monowibrator wejściowy MW, kondycjonujący impulsy wejściowe stosownie do wymagań techniki cyfrowej. AKUMULATOR z ODPLYWEM zrealizowano natomiast w złożonym układzie funkcjonalnym obejmującym następujące subukłady: *licznik rewersyjny*, *multiplikator* oraz *generator impulsów zegarowych*.

Podlegający pomiarowi ciąg impulsów wejściowych o średniej częstotliwości  $\langle f \rangle$  podawany jest na wejście dodające licznika rewersyjnego; na drugie (odejmujące) jego wejście doprowadzony jest natomiast formowany w multiplikatorze ciąg impulsów zliczania wstecznego. Częstotliwość impulsów tego ciągu uzależniona jest od częstotliwości zegara  $F$  oraz chwilowego stanu licznika rewersyjnego, a mówiąc ściślej, od stanu jego najbardziej znaczących stopni, sterujących (z założenia metody) pracą multiplikatora. Takie uzależnienie narzuca konieczność opisu stanu licznika rewersyjnego w odwróconej sekwencji, poczynając od MSB.

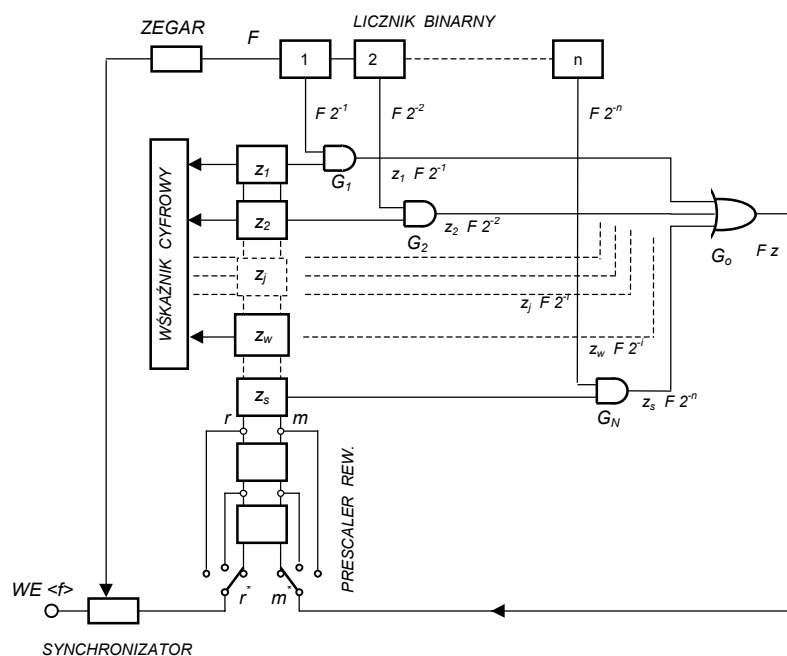
Stan  $z$  licznika binarnego o liczbie komórek  $k$  będzie więc określony wyrażeniem

$$z = \sum_{i=1}^k z_i 2^{-i} \quad (139)$$

przy czym  $z_i = 0$  lub  $1$ .

Do indykacji stanu licznika rewersyjnego jak również do sterowania multiplikatora wykorzystuje się sygnały logiczne najbardziej znaczących jego komórek binarnych. Ich liczebności ( $w, s$ ) uwarunkowane są założoną dokładnością pomiaru.

Z kolei od strony wejściowej licznika rewersyjnego pewną część jego komórek jest wyposażona w odczepy dla regulacji stopni redukcji zliczania „wprzód” ( $r$ ) i „wstecz” ( $m$ ). Możliwości te uwidacznia, przedstawiony na rysunku 83, rozwinięty schemat blokowy integratora ukazujący zarazem strukturę multiplikatora binarnego.



**Rys. 83.** Schemat konfiguracji binarnego integratora cyfrowego

Licznik binarny w odpowiedzi na wejściowy ciąg impulsów zegarowych o częstotliwości  $F$  daje na wyjściach swoich komórek nieinterferujące wzajemnie ciągi cząstkowe o zredukowanych odpowiednio częstotliwościach

$$F_i = F 2^{-i} \quad (140)$$

Ciągi te za pośrednictwem zespołu bramek AND ( $G_i$ ) są bramkowane sygnałami logicznymi przynależnych komórek licznika rewersyjnego, wskutek czego ich częstotliwości zostają sprowadzone do poziomu  $F_{oi}$

$$F_{oi} = z_i F 2^{-i} \quad (141)$$

Średnia częstotliwość  $F_o$  formowanego na wyjściu bramki OR ( $G_o$ ) wypadkowego (sumarycznego) ciągu impulsów wyniesie więc

$$F_o = \sum_{i=1}^k F_{oi} = \sum_{i=1}^k z_i F 2^{-i} = F z \quad (142)$$

Ciąg ten przekazywany jest zwrotnie na odejmujące wejście licznika rewersyjnego. Każdy jego impuls pomniejsza zawartość licznika rewersyjnego o  $2^{-r}$ , podczas gdy każdy impuls ciągu wejściowego powoduje jego wzrost o  $2^{-m}$ . Wypadkowy efekt działania obu ciągów w interwale akumulacji  $\Delta t$  wyraża się zmianą stanu licznika rewersyjnego  $\Delta z$ , równą

$$\Delta z = 2^{-r} \langle f \rangle \Delta t - 2^{-m} F z \Delta t \quad (143)$$

Zależność powyższą można sprowadzić do postaci równania różnicowego

$$\frac{\Delta z}{\Delta t} + 2^{-m} F z = 2^{-r} \langle f \rangle \quad (144)$$

Jego rozwiązanie z uwzględnieniem warunku początkowego  $z(0) = 0$  opisuje w domenie czasu odpowiedź integratora na podany (skokowo) na jego wejście ciąg impulsów o średniej częstotliwości  $\langle f \rangle$  przy zadanych wartościach  $F$ ,  $r$  i  $m$

$$z(t) = \frac{\langle f \rangle}{F} 2^{m-r} \left( 1 - e^{-\frac{F}{2^m} t} \right) \quad (145)$$

Łatwo zauważyć podobieństwo kształtu otrzymanej zależności do przebiegu odpowiedzi skokowej obwodu inercyjnego pierwszego stopnia, jaki w istocie stanowił AKUMULATOR z ODPLYWEM w strukturze integratora analogowego. Równanie powyższe determinuje więc wprost wartość stałej czasowej integratora

$$T = \frac{2^m}{F} \quad (146)$$

wiążąc ją z częstotliwością  $F$  zegara oraz przedwyborem stopnia redukcji  $m$  w torze zliczania wstecznego.

Relację między wymuszeniem  $\langle f \rangle$  a odpowiedzią  $z$  w stanie ustalonym wyznacza z kolei równanie (143). Kładąc w nim  $\Delta z = 0$  otrzymujemy

$$\langle f \rangle = F z 2^{r-m} \quad (147)$$

Granicznemu stanowi licznika rewersyjnego ( $z = 1$ ) odpowiada maksymalna, mierzalna wartość częstotliwości impulsów wejściowych. Innymi słowy równanie (147) z warunkiem  $z = 1$  determinuje zakres pomiarowy integratora

$$\langle f \rangle_{MAX} = 2^{r-m} F \quad (148)$$

Jak wskazują formuły (146) i (149) doborom wartości  $r$ ,  $m$  i  $F$  dokonywać można regulacji zakresu pomiarowego i stałej czasowej integratora, stanowiących jego podstawowe parametry znamionowe.