

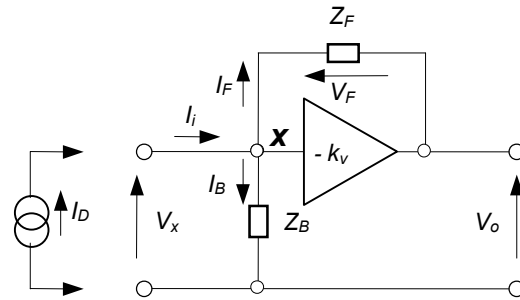
4.1.3. Przedwzmacniacze ładunkowe.

Przedwzmacniacz ładunkowy, potocznie zwany *ładunkowym*, zalicza się do kategorii operacyjnych wzmacniaczy całkujących. Jego funkcjonalnym zadaniem jest uformowanie w odpowiedzi na wejściowy impuls $I_i(t)$ sygnału napięciowego $V_o(t)$ o amplitudzie proporcjonalnej do ładunku Q_i niesionego przez impuls wejściowy. Można go zatem zdefiniować jako *całkujący konwerter prądowo-napięciowy*, lub krócej, jako *impulsowy konwerter ładunek-napięcie*.

Charakterystykę przejściową tego rodzaju wzmacniacza w zakresie liniowym określa *współczynnik konwersji* nazywany z reguły *wzmocnieniem ładunkowym* k_q . Jest to podstawowy parametr znamionowy wzmacniacza ładunkowego. Z mocy definicji wyraża go stosunek wartości maksymalnej odpowiedzi $V_{o\max}$ do wymuszenia ładunkowego Q_i .

$$k_q = \frac{\Delta V_{o\max}}{Q_i} \quad (166)$$

Wyznamy go na podstawie ogólnego schematu konwertera prądowo-napięciowego pokazanego na rysunku 51, oraz sformułujemy wymagania wobec „zewnętrznej sieci” wzmacniacza operacyjnego warunkujące pełnienie założonej funkcji.



Rys.51. Ogólny schemat konwertera prądowo-napięciowego.

Dla uproszczenia analizy przyjmijmy, że wzmocnienie wzmacniacza operacyjnego w otwartej pętli jest niezależne od częstotliwości tj. $[K_V(p) = K_V]$. Wówczas zespół równań operatorowych opisujących układ przyjmie formę

$$I_i(p) = I_F(p) + I_B(p) \quad (167)$$

$$V_X(p) - V_F(p) - V_o(p) = 0 \quad (168)$$

$$V_F(p) = I_F(p)Z_F(p) \quad (169)$$

$$V_X(p) \equiv V_B(p) = I_B(p)Z_B(p) \quad (170)$$

$$V_o(p) = -K_V V_X(p) \quad (171)$$

Rozwiązaniem powyższego układu równań jest zależność

$$V_o(p) = - \frac{I_i(p)}{Y_F(p) + \frac{Y_F(p) + Y_B(p)}{K_V}} \quad (172)$$

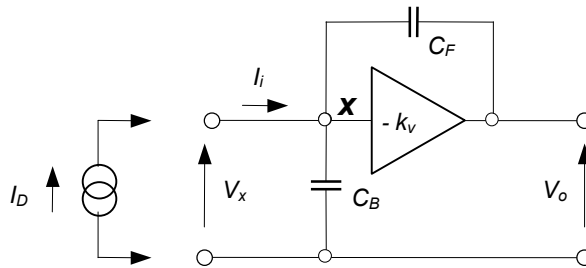
gdzie $Y_F(p)$ oraz $Y_B(p)$ oznaczają odpowiednio admitancję obwodu wejściowego oraz pętli sprzężenia zwrotnego.

Nietrudno zauważyć, że dla uzyskania liniowego związku między odpowiedzią wzmacniacza a doprowadzonym na jego wejście ładunkiem, potrzeba aby admitancje $Y_F(p)$ oraz $Y_B(p)$ miały charakter pojemnościowy. W takim przypadku, gdy tworzą je wyłącznie pojemności C_F i C_B równanie (172) sprowadza się do postaci

$$V_o(p) = - \frac{I_i(p)}{p} \frac{K_V}{(K_V + 1)C_F + C_B} \quad (173)$$

gdzie pierwszy człon równania reprezentuje scałkowany impuls prądowy, czyli niesiony przezeń ładunek.

Przedwzmacniacz o takiej strukturze (Rys. 52) przyjęto w praktyce nazywać przedwzmacniaczem „z *bezrezystywną pętlą sprzężenia zwrotnego*” lub „*wzmacniaczem bezrezystywnym*”.



Rys.52. Schemat *bezrezystywnego* wzmacniacza ładunkowego

Analizę układu uzupełnimy dodatkowym założeniem iż prądowy impuls wejściowy $I_i(t)$ jest dostatecznie krótki, tak iż można go traktować jako impuls „*quasi-dirakowski*”. Pamiętając nadto, że źródłem sygnału wejściowego jest detektor promieniowania jądowego, czyli że $I_i(t) \equiv I_D(t)$, możemy napisać

$$I_i(t) \equiv I_D(t) = Q_i \delta(t) \quad (174)$$

a w konsekwencji

$$I_i(p) = Q_i \quad (175)$$

Operatorową funkcję odpowiedzi przedwzmacniacza wyrazi w tym przypadku równanie

$$V_o(p) = - \frac{Q_i}{p \left[C_F + \frac{C_F + C_B}{K_V} \right]} \quad (176)$$

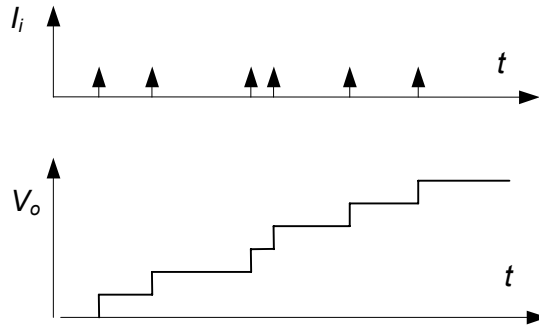
W dziedzinie czasu otrzymujemy zatem

$$V_o(t) = -\frac{Q_i}{C_F + \frac{C_F + C_B}{K_V}} \xrightarrow{K_V \gg 1} -\frac{Q_i}{C_F} \quad (177)$$

Na ładunkowe wymuszenie dirakowskie układ odpowiada heavyside'owskim skokiem napięcia wyjściowego o poziomie wyznaczonym przez równanie (177). Wzmocnienie ładunkowe (czułość ładunkowa) wyrazi się przeto prostą zależnością

$$k_q = -\frac{K_V}{(K_V + 1)C_F + C_B} \xrightarrow{K_V \gg 1} -\frac{1}{C_F} \quad (178)$$

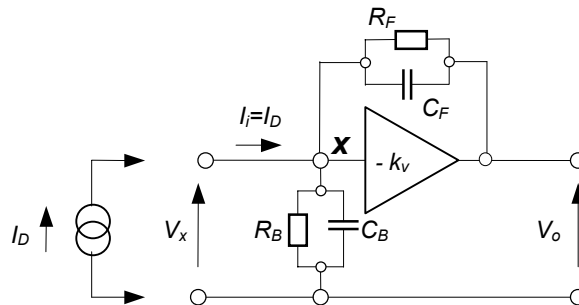
Detektor w warunkach normalnej pracy generuje stochastyczny ciąg impulsów prądowych o średniej częstotliwości zależnej od natężenia mierzonego promieniowania. Odpowiedzią przedwzmacniacza na ten ciąg impulsów prądowych jest narastająco „schodkowo” napięcie na jego wyjściu, wynikające z akumulacji ładunku w pojemności sprzężenia zwrotnego C_F . Efekt ten poglądowo pokazuje rysunek 53.



Rys.53. Przebiegi sygnału wejściowego i wyjściowego *bezrezystywnego* wzmacniacza ładunkowego

Jak łatwo zauważyć, wzmacniacz w takich warunkach osiąga rychło stan nasycenia, wymaga więc okresowej restytucji (tj. rozładowania pojemności C_F) przy pomocy dodatkowych układów wspomagających.

Wolnym od powyższego efektu jest układ z *rezystywną pętlą sprzężenia zwrotnego*, w którym dla umożliwienia ciągłego spływu ładunku z pojemności C_F wprowadzono do pętli sprzężenia zwrotnego bocznikujący ją rezystor R_F (Rys. 54).



Rys. 54. Schemat wzmacniacza ładunkowego z rezystywną pętlą sprzężenia zwrotnego.

W tej wersji układowej, dla ogólności analizy, wprowadzono również analogiczny „upust” do gałęzi równoległej. Admitancje obu gałęzi wynoszą więc odpowiednio

$$Y_F(p) = pC_F + \frac{1}{R_F} = C_F \left(p + \frac{1}{\tau_F} \right) \quad (179)$$

$$Y_B(p) = pC_B + \frac{1}{R_B} = C_B \left(p + \frac{1}{\tau_B} \right) \quad (180)$$

gdzie $\tau_F = R_F C_F$ oraz $\tau_B = R_B C_B$

Kładąc te zależności do ogólnej formuły (172) otrzymujemy

$$V_o(p) = - \frac{Q_i}{C_F \left(p + \frac{1}{\tau_F} \right) + \frac{1}{K_V} \left[C_F \left(p + \frac{1}{\tau_F} \right) + C_B \left(p + \frac{1}{\tau_B} \right) \right]} \quad (181)$$

Uzyskane wyrażenie daje się przekształcić do bardziej dogodnej postaci, a mianowicie

$$V_o(p) = - \frac{K_V Q_i}{C_F (K_V + 1) + C_B} \frac{1}{(p + b)} \quad (182)$$

przy czym

$$b = \frac{\frac{1}{R_F} (K_V + 1) + \frac{1}{R_B}}{C_F (K_V + 1) + C_B} \xrightarrow{K_V \gg 1} \frac{1}{\tau_F} \quad (183)$$

Oryginał funkcji operatorowej (182) opisuje czasowy przebieg odpowiedzi wzmacniacza

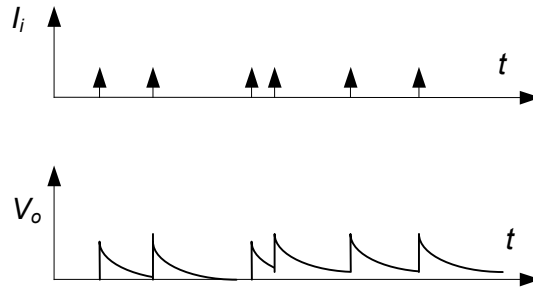
$$V_o(t) = V_{\max} \exp(-bt) \quad (184)$$

gdzie

$$V_{o \max} = - \frac{K_V Q_i}{C_F (K_V + 1) + C_B} \xrightarrow{K_V \gg 1} - \frac{Q_i}{C_F} \quad (185)$$

Równanie powyższe określa w prostej relacji **współczynnik wzmocnienia ładunkowego**. Łatwo spostrzec, że formuła (185) pokrywa się tożsamościowo z formułą (177) uzyskaną dla przedwzmacniacza bezrezystywnego. Widać stąd, że wprowadzone do struktury zewnętrznej rezystancje nie mają wpływu na wzmocnienie ładunkowe k_q wzmacniacza. Uwidacznia się on natomiast w formie odpowiedzi oraz charakterze impedancji (admitancji) wejściowej. Rysunek 55 ilustruje w uproszczeniu przebiegi odpowiedzi wzmacniacza z rezystywną pętlą sprzężenia zwrotnego na ciąg wejściowych, quasi-dirakowskich impulsów prądowych. Porównanie z rysunkiem 53 nie wymaga dodatkowego komentarza.

Impedancja wejściowa Z_i stanowi kolejny, ważny parametr znamionowy przedwzmacniacza ładunkowego. Ogólną, wspólną dla obu wersji układowych formułę, określającą ten parametr, wyznaczymy z równań (171) i (172) wiążących napięcie wejściowe V_X z prądem I_i .



Rys. 55. Przebiegi sygnału wejściowego i wyjściowego *rezystywnego* wzmacniacza ładunkowego.

Proste procedury obliczeniowe prowadzą do wyrażenia

$$Z_i(p) \triangleq \frac{V_X(p)}{I_i(p)} = \frac{1}{(K_V + 1)Y_F(p) + Y_B(p)} \quad (186)$$

Aplikuąc je do obu konfiguracji przedwzmacniaczy otrzymujemy odpowiednio

– dla przedwzmacniacza z „pętlą bezrezystywną”

$$Z_i(p) = \frac{1}{p[(K_V + 1)C_F + C_B]} \quad (187)$$

– dla przedwzmacniacza z „pętlą rezystywną”

$$Z_i = \frac{1}{p[(K_V + 1)C_F + C_B] + \left[\frac{K_V + 1}{R_F} + \frac{1}{R_B} \right]} \quad (188)$$

W pierwszym przypadku impedancja wejściowa ma charakter czysto urojony, zaś determinująca ją *dynamiczna pojemność wejściowa* C_{dyn} wynosi

$$C_{dyn} = (K_V + 1)C_F + C_B \quad (189)$$

W przypadku drugim impedancja wejściowa ma niezerowe obie składowe: *rzeczywistą* oraz *urojoną*. Wnoszą one odpowiednio

$$R_i = \left(\frac{K_V + 1}{R_F} + \frac{1}{R_B} \right) \quad (190)$$

oraz

$$C_i = (K_V + 1)C_F + C_B \quad (191)$$

Na wejściu tej konfiguracji działa więc efektywnie obwód inercyjny pierwszego rzędu o stałej czasowej τ_i równiej

$$\tau_i = R_i C_i = \frac{(K_V + 1)C_F + C_B}{(K_V + 1)\frac{1}{R_F} + \frac{1}{R_B}} \xrightarrow{K_V \gg 1} R_F C_F = \tau_F \quad (192)$$

Formuła (178) bezpośrednio, pośrednio zaś formuły (177) i (185) pokazują, że przy spełnieniu warunku $K_V \gg 1$ czułość ładunkowa wzmacniacza nie zależy od pojemności równoległej C_B . Jest to bardzo cenna właściwość wzmacniacza, zważywszy że dominującym składnikiem pojemności C_B jest pojemność własna detektora C_D , silnie zależna od napięcia jego polaryzacji V_S . Ogólnie postawiony warunek na wartość współczynnika K_V wymaga ilościowego uściślenia. Sprowadza się ono do ustalenia minimalnej wartości współczynnika wzmocnienia w otwartej pętli $K_{V \min}$, zapewniającej osiągnięcie „dobrej ładunkowości” wzmacniacza, to jest, niewrażliwości względnego wzmocnienia ładunkowego na zmiany pojemności wejściowej C_B .

Warunku, według których określana jest wartość $K_{V \min}$, noszą nazwę „*kryterium zachowania ładunkowości*”. Zauważmy, że dla określonej, stałej wartości ładunku wejściowego Q_i niekontrolowane zmiany wzmocnienia ładunkowego powodują odpowiednie zmiany poziomu sygnału wyjściowego. W terminach wartości względnych tych zmian relację tę wyraża równość

$$\delta = \frac{\Delta}{k_q} \left| \frac{dk_q}{k_q} \right|_{Q_i = \text{const}} = \left| \frac{dV_o}{V_o} \right| \quad (193)$$

Względną niestalość wzmocnienia ładunkowego δ łatwo wyznaczyć z równania (178)

$$\delta = \frac{dC_B}{(C_F + C_B) + K_V C_F} \quad (194)$$

Dla realnie stosowanych wartości K_V rzędu ($10^2 \div 10^3$) wyrażenie powyższe można uprościć do postaci

$$\delta \cong \frac{dC_B}{K_V C_F} \quad (195)$$

Formalne przekształcenie formuły (195) prowadzi do „jawnego” ukazania zależności δ od względnych zmian pojemności C_B .

$$\delta = \frac{dC_B}{C_B} \frac{C_B}{K_V C_F} = \frac{dC_B}{C_B} \frac{1}{K_V \frac{C_F}{C_B}} = \frac{dC_B}{C_B} \frac{1}{K_{RES}} \quad (196)$$

W równaniu tym wprowadzono nowy parametr znamionowy $K_{RES} = K_V (C_F/C_B)$, któremu nadano miano „*zapasu wzmocnienia*”.

Dla osiągnięcia założonej rozdzielczości amplitudowej względna niestalość amplitudy sygnału wyjściowego nie może przekroczyć ściśle określonego poziomu δ_{dop} , czyli

$$\delta \leq \delta_{dop} = \left| \frac{dV_o}{V_o} \right|_{dop} \quad (197)$$

Nałożony na parametr δ warunek przy uwzględnieniu relacji (195) prowadzi do *zależności kryterialnej*, określającej minimalną wartość wzmocnienia napięciowego $K_{V \min}$.

$$K_{V \min} \geq \frac{dC_B}{C_F} \left/ \left| \frac{dV_o}{V_o} \right|_{dop} \right. \quad (198)$$

Zilustrujmy uzyskaną zależność przykładem liczbowym.

Niech dopuszczalna wartość względnych zmian amplitudy wynosi $\delta_{\text{dop}} = 0.001$ (0,1%), pojemność pętli ładunkowej $C_F = 2$ pF, pojemność „równoległa” $C_B = 500$ pF, a jej wahania $dC_B = 10$ pF. Minimalna wartość wzmacnienia $K_{V\text{min}}$ będzie wówczas równa $K_{V\text{min}} = 5 \cdot 10^3$, natomiast zapas wzmacnienia wyniesie $K_{RES} = 10$.

W zespole *parametrów znamionowych* wzmacniacza ładunkowego godnym szczególnej uwagi jest *współczynnik jego stabilności termicznej* S_T . Według definicji opisuje go formuła

$$S_T = \frac{\Delta dk_q}{k_q dT} \quad (199)$$

W analizie tego parametru skorzystamy ze zmodyfikowanej postaci równania (178) determinującego wzmacnienie ładunkowe k_q , a mianowicie

$$k_q = -\frac{1}{C_F} \frac{1}{\frac{C_T}{K_V C_F} + 1} \quad (200)$$

gdzie symbolem C_T oznaczono sumę pojemności ($C_F + C_B$). Uwzględniając spełniane w praktyce nierówności $K_V \gg 1$ oraz $K_V \gg (C_T/C_F)$, metodą pochodnej logarytmicznej dochodzimy do wyniku

$$S_T = \frac{1}{k_q} \frac{\partial k_q}{\partial T} = \frac{1}{C_F} \frac{\partial C_F}{\partial T} + \frac{C_T}{K_V C_F} \left[\frac{1}{C_T} \frac{\partial C_T}{\partial T} + \frac{1}{K_V} \frac{\partial K_V}{\partial T} + \frac{1}{C_F} \frac{\partial C_F}{\partial T} \right] \quad (201)$$

Człon w nawiasie kwadratowym mnożony jest przez czynnik znacznie mniejszy od jedności, można go zatem zaniedbać wobec członu pierwszego. Innymi słowy, w przypadku dostatecznie dużej wartości K_V równanie (201) redukuje się do postaci

$$S_T = TWC = \frac{1}{C_F} \frac{\partial C_F}{\partial T} \quad (202)$$

wskazującej na bardzo istotną własność wzmacniacza ładunkowego, uzależnienia jego stabilności termicznej niemal wyłącznie od charakterystyki termicznej pojemności C_F w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Współczesna technologia oferuje kondensatory nawet o *zerowej* wartości *współczynnika temperaturowego* (TWC). Są to kondensatory ceramiczne z tytanianu magnezu, tzw. klasa NPO , o wartości katalogowej $TWC = (+0 \pm 15) 10^{-6}/K$ ⁴⁴. W przypadku użycia tego typu kondensatorów znaczącym członem w równaniu (201) okazuje się człon drugi, charakteryzujący się na ogół dodatnim dryfem termicznym. Dlatego też w praktyce korzysta się z kondensatorów ceramicznych klasy N o ujemnej wartości współczynnika temperaturowego.

U podstaw uproszczonej analizy przyjęliśmy założenie o niezależności wzmacnienia napięciowego K_V struktury aktywnej (wzmacniacza operacyjnego) od częstotliwości. Zrezygnujmy teraz z tak daleko idącego uproszczenia, zastępując go przybliżeniem prostego układu dolnoprzepustowego o górnej częstotliwości granicznej ω_g .

$$K_V(p) = K_{V0} \frac{\omega_g}{(p + \omega_g)} \quad (203)$$

Dla przejrzystości obliczeń odnieśmy je do konfiguracji z „bezezystywną pętlą ładunkową” wprowadzając zależność (203) do równania (176)

$$V_o(p) = -\frac{Q_i}{p \left[C_F + \frac{(p + \omega_g)}{K_{V0} \omega_g} C_T \right]} = -\frac{Q_i \frac{K_{V0} \omega_g}{C_T}}{p \left[p + \left(1 + \frac{C_F}{C_T} K_{V0} \right) \omega_g \right]} \quad (204)$$

Wprowadźmy z kolei oznaczenie

$$\alpha = \left(1 + \frac{C_F}{C_T} K_{V0} \right) \omega_g \quad (205)$$

Wobec tego równanie (204) możemy zapisać w bardziej dogodnej dla późniejszej transformacji formie

$$V_o(p) = -Q_i \frac{K_{V0} \omega_g}{C_T} \frac{1}{p(p + \alpha)} \quad (206)$$

W dziedzinie czasu otrzymujemy więc

$$V_o(t) = -\frac{Q_i K_{V0} \omega_g}{C_T} \frac{1}{\alpha} (1 - e^{-\alpha t}) = -Q_i \frac{K_{V0}}{C_T + K_{V0} C_F} e^{-\alpha t} \quad (207)$$

Uzyskane wyrażenie ukazuje kształt czoła odpowiedzi, które narasta wykładniczo ze stałą czasową τ_r równą

$$\tau_r = \frac{1}{\alpha} = \frac{C_T}{\omega_g (C_T + K_{V0} C_F)} \cong \frac{C_T}{\omega_g K_{V0} C_F} \quad (208)$$

Z tej zależności łatwo już (według kryterium q_0 i 90% amplitudy) wyznaczyć kolejny, podstawowy parametr znamionowy wzmacniacza ładunkowego, to jest **czas narastania odpowiedzi** - t_n .

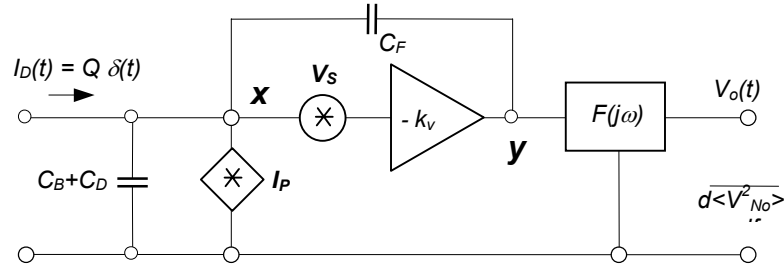
$$t_n = 2,22 \frac{C_T}{\omega_g (C_T + K_{V0} C_F)} \quad (209)$$

Zastosowanie wzmacniacza ładunkowego w systemach spektrometrycznych bardzo wysokiej rozdzielczości jest w zasadniczy sposób uwarunkowane poziomem generowanych w nim zakłóceń fluktuacyjnych zwanych ogólnie „szumami”. Wprowadzają one określoną nieoznaczoność amplitudy impulsu wyjściowego określaną mianem „rozmycia szumowego”. Za miarę tej nieoznaczoności przyjęto Średnie odchylenie standardowe „ σ ” rozkładu amplitudowego impulsów wyjściowych stanowiących odpowiedź na ciąg „monoladunkowych” wymuszeń wejściowych. W praktyce większą popularność zyskał alternatywny parametr globalny „*FWHM*”, podający pełną szerokość tego rozkładu na poziomie połowy jego wysokości (*full width at half maximum*). Czasami jest on oznaczany również symbolem $\Delta_{1/2}$. W przypadku rozkładu normalnego (gaussowskiego) *FWHM* i σ związane są relacją

$$FWHM = 2,335 \sigma \quad (210)$$

Parametr ten może być wyrażony w jednostkach wielkości wyjściowej (woltach śr.kw.) bądź wejściowej (kulombach śr.kw.), a uwzględniając konwersję sygnału w detektorze, w jednostkach energii promieniowania jonizującego (elektronowoltach). Otrzymywane na wyjściu

wzmacniacza ładunkowego sygnały: informacyjny i szumowy są modyfikowane przez jego przepustowość widmową. W szczególności, ograniczone od góry pasmo przenoszenia wzmacniacza efektywnie tłumi szumy w zakresie wysokich częstotliwości, nie zapewnia jednak optymalnego stosunku sygnału do szumu (*SNR*). Dla osiągnięcia tego celu niezbędne jest wprowadzenie w tor sygnałowy dodatkowych obwodów kształtujących. Stanowią je różnego rodzaju „*filtry pasmowo-przepustowe*”⁴⁵. W obliczeniach *rozmycia szumowego* za sygnały wyjściowe uważać będziemy sygnały odbierane z wyjścia układu filtrującego. Przedstawiony na rysunku 54 zastępczy schemat szumowy wzmacniacza ładunkowego zawiera w konsekwencji również stopień filtracji sygnału [$F(j\omega)$].



Rys.56. Zastępczy schemat szumowy wzmacniacza ładunkowego

Schemat zastępczy wyodrębnia z rzeczywistej struktury wzmacniacza dwa źródła szumów, szeregowe źródło napięciowe V_S , oraz równoległe prądowe I_p , lokując je na wejściu układu. Zauważmy, że obydwie źródła szumów tkwią fizycznie wewnątrz struktury aktywnej wzmacniacza, przy czym – traktując je jako źródła „idealne” – źródło prądowe można sytuować zarówno po „prawej” jak i po „lewej” stronie źródła napięciowego. Oba wyróżnionym źródłom przypisuje się gęstości widmowe mocy szumów według formuł (211) i (212).

$$- \text{źródła prądowego} \quad \frac{d\langle I_p^2 \rangle}{df} = a \quad (211)$$

$$- \text{źródła napięciowego} \quad \frac{d\langle V_S^2 \rangle}{df} = b + \frac{A_F}{f} \quad (212)$$

gdzie a i b oznaczają szumy niezależne od częstotliwości [„szum biały”], zaś A_F jest stałą charakteryzującą szum nadmiarowy [„szum $(1/f)$ ”]^{46, 47}

Na wyjście wzmacniacza (punkt „y”) szum źródła prądowego transmitowany jest z kwadratem modułu wzmocnienia ładunkowego [$k_q(\omega)$]².

$$\frac{d\langle V_{Py} \rangle}{df} = a \left[\frac{K_V}{C_F (K_V + 1) + C_T} \frac{1}{\omega} \right]^2 \quad (213)$$

Względem źródła szumu szeregowego wzmacniacz operacyjny pracuje w trybie napięciowym z pojemnościowym dzielnikiem ($C_F - C_T$) w gałęzi ujemnego sprzężenia zwrotnego. Moduł jego funkcji przenoszenia określony jest zależnością

$$K_{V_F} = \frac{K_V [C_F + C_T]}{[C_F (K_V + 1) + C_T]} \quad (214)$$

Gęstość widmowa mocy szumów szeregowy na wyjściu wzmacniacza będzie więc równa

$$\frac{d\langle V_{Sy}^2 \rangle}{df} = \left[b + \frac{A_F}{f} \right] \left[\frac{K_V [C_F + C_T]}{C_F (K_V + 1) + C_T} \right]^2 \quad (215)$$

Globalny szum wzmacniacza o rozkładzie widmowym reprezentowanym przez sumę wyrażen (213) i (215) ulega dalszej modyfikacji w stopniu filtracji sygnału. Przyjmijmy, że stanowi go prosty środkowo-przepustowy filtr pasywny „**CR-RC**” o identycznych wartościach stałych czasowych ($\tau_d = \tau_i = \tau$). Moduł przepustowości takiego filtra $F_f(j\omega)$ wynosi

$$F_f(\omega) = \frac{\omega\tau}{1+(\omega\tau)^2} \quad (216)$$

Przy powyższych założeniach gęstość widmowa mocy szumu na wyjściu filtra przyjmie formę

$$\frac{d\langle V_o^2 \rangle}{df} = \left\{ \frac{a}{\omega^2} \left[\frac{K_V}{C_F(K_V+1)+C_T} \right]^2 + \left[b + \frac{A_F}{f} \right] \left[\frac{K_V(C_F+C_T)}{C_F(K_V+1)+C_T} \right]^2 \right\} \left[\frac{\omega\tau}{1+(\omega\tau)^2} \right]^2 \quad (217)$$

Uporządkowanie i scałkowanie równania (217) w granicach od zera do nieskończoności prowadzi do wyrażenia na wariancję szumu wyjściowego.

$$\langle V_{No}^2 \rangle = \frac{\frac{a\tau}{8} + (C_F + C_T)^2 \left[\frac{b}{8\tau} + \frac{A_F}{2} \right]}{\left(C_F + \frac{C_F + C_T}{K_V} \right)^2} \quad (218)$$

Tym samym określiliśmy również wartość średnią kwadratową napięcia szumów $V_{No\text{ rms}} = \sigma_V$. Wprowadzimy obecnie alternatywny parametr określający poziom szumów wzmacniacza. Jest nim tak zwany „**równoważny ładunek szumów**” *ENC* (ang.. „*equivalent noise charge*”). Definicja określa go jako taki ładunek Q_N , który wprowadzony na wejście wzmacniacza w postaci prądowego impulsu dirakowskiego $I_i(t) = Q_N \delta(t)$, daje odpowiedź napięciową o wartości maksymalnej $V_{o\text{ max}}$, równej średniej kwadratowej wartości napięcia szumów $V_{No\text{ rms}}$. Ładunek Q_N przenoszony jest na wyjście układu przedwzmacniacz – filtr pasmowy z pierwszą potęgą jego globalnej transmitancji, równej

$$F_{tot}(p) = k_q(p)F_f(p) \quad (219)$$

Odpowiedź operatorowa na wymuszenie $Q_N\delta(t)$ wyniesie

$$V_o(p) = -Q_N \frac{K_V}{p[C_F(K_V+1)+C_T]} \frac{p\tau}{[1+p\tau]^2} \quad (220)$$

W dziedzinie czasu otrzymujemy więc zależność

$$V_o(t) = -\frac{Q_N K_V}{C_F(K_V+1)+C_T} \frac{1}{e} \quad (221)$$

W chwili $t = \tau$ funkcja powyższa osiąga maksimum $V_{o\text{ max}}$

$$V_{o\text{ max}} = -\frac{Q_N K_V}{C_F(K_V+1)+C_T} \frac{1}{e} \quad (222)$$

Na gruncie definicji równoważnego ładunku szumów możemy przyrównać wariancję szumów według zależności (218) do kwadratu napięcia wyjściowego $V_{o \max}(Q_N)$ opisanego równaniem (222). W wyniku prostych przekształceń, kładąc w przybliżeniu [$e^2 = 8$], otrzymujemy

$$ENC \equiv Q_N = \sqrt{a\tau + \frac{b}{\tau}(C_F + C_T)^2 + 4A_F(C_F + C_T)^2} \quad (223)$$

Równoważny ładunek szumu nie daje się wyznaczyć na drodze pojedynczego pomiaru bezpośredniego^{*)}. W prosty sposób można natomiast dokonać pomiaru wartości średniokwadratowej szumów $V_{No \text{ rms}}$. Zaprezentowane wyżej zależności pozwalają określić wzajemną relację tych parametrów, która dla przyjętego rodzaju filtru przybiera postać

$$ENC = V_{No \text{ rms}} \frac{e}{kq} \quad (224)$$

Parametry a i b kryją w sobie zespół gęstości widmowych mocy szumów białych pochodzących od konkretnych ich źródeł, zawartych w danej konfiguracji wzmacniacza. W uproszczonej analizie uwzględnia się zwykle, jako najbardziej znaczące, źródła zlokalizowane bezpośrednio na wejściu wzmacniacza. Do grupy źródeł równoległych zaliczane są więc szumy śrutowe prądu detektora i prądu bramki JFET'a lub siatki lampy elektronowej, a także, sprowadzone do postaci prądowej, szumy termiczne (napięciowe) generowane w rezystorach obwodu polaryzacji stopnia wejściowego.

$$a = 2qI_D + 2qI_G + \frac{4kT}{R_G} + \frac{4kT}{R_F} \quad (225)$$

Składową szeregową przedstawia się zwykle jako szum termiczny "ekwiwalentnej rezystancji szumowej" $-R_{eq}$.

$$b = 4kTR_{eq} \quad (226)$$

przy czym, zależnie od rodzaju wejściowego elementu aktywnego, R_{eq} przybiera różne wartości. Wynoszą one w przybliżeniu⁴⁶.

- dla lamp elektronowych $R_{eq} = 2,5/g_m$
- dla tranzystorów bipolarnych $R_{eq} = 0,5/g_m$
- dla tranzystorów polowych $R_{eq} = 0,7/g_m$

Współczesne rozwiązania układowe przedwzmacniaczy ładunkowych w stopniu wejściowym stosują wyłącznie tranzystory polowe. W wersji z bezrezystywnym sprzężeniem zwrotnym, jej szumy równoległe redukują się tylko do składowych śrutowych, natomiast w układach z pętlą rezystywną dodatkowy wkład szumowy wnosi nadto jedynie rezystor R_F . Dla takiego przypadku równanie (223) można zapisać w formie

$$(ENC)^2 = \frac{2,8kTC_T^2}{\tau g_m} + \frac{4kT\tau}{R_F} + 4A_FC_T^2 + 2\tau q(I_D + I_G) \quad (227)$$

ukazującej możliwości optymalizacji szumowej układu. Rozważmy, dla przykładu, strukturę pierwszego członu powyższej zależności. Zwraca w niej szczególną uwagę *transkonduktancja* tranzystora polowego g_m . W kontekście formuły (227) należy dobierać tranzystory o jak

^{*)} W dodatku H zostały omówione, zalecane przez normy międzynarodowe, metody pomiaru podstawowych parametrów znamionowych przedwzmacniaczy ładunkowych.

największej wartości g_m . Możliwe jest jej zwielokrotnienie przez użycie układu kilku, połączonych równolegle tranzystorów, sposób ten okazuje się jednak efektywnym tylko w przypadku współpracy z detektorami o dużej pojemności własnej. Czynnikiem ograniczającym jego skuteczność jest równoczesny wzrost pojemności wejściowej $(C_{GS})_n$ struktury wielotranzystorowej. Właściwość tę wykażemy rozpisując odpowiednio pierwszy składnik wyrażenia na $(ENC)^2$.

$$(ENC)_1^2 = \frac{2,8kT}{\tau} \frac{(nC_{GS} + C_D + C_F)^2}{ng_m} \quad (228)$$

Funkcja ta osiąga minimum dla $n = n_{opt}$ wynoszącego

$$n_{opt} = \frac{C_D + C_F}{C_{GS}} \quad (229)$$

Widać stąd, że w przypadku gdy $(C_D + C_F)$ jest porównywalne z pojemnością C_{GS} zastosowanie tylko jednego tranzystora polowego na wejściu wzmacniacza zapewnia minimum jego wkładu szumowego.

Formuła (227) uwidacznia również niezależność składowej (ENC) uwarunkowanej szumem nadmiarowym od wartości stałej czasowej. Składowa ta w oczywisty sposób zależy jednak od rodzaju filtru. Jej **względny udział** w globalnej wartości (ENC) dla kilku odmian filtrów pasywnych RC , w **warunkach filtracji optymalnej** podaje Tablica IV^{48,49}.

Tablica IV

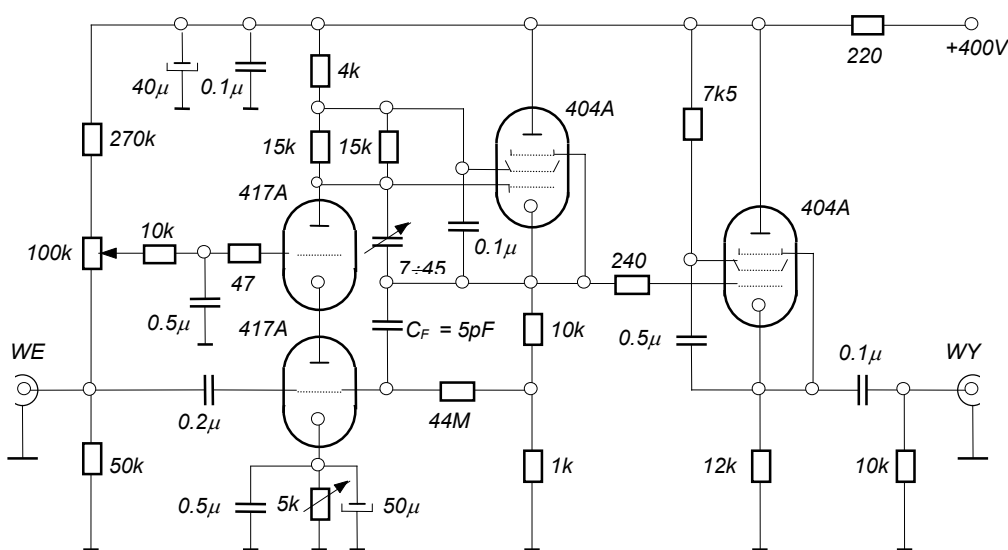
Filtr	$CR-RC$	$CR-(RC)^2$	$CR-(RC)^4$	$(CR)^2-(RC)^4$
udział	$A_F/2$	$A_F/4$	$A_F/8$	$A_F/40$

Trzeba dodać, że ze względu na bardzo małe wartości współczynnika szumów nadmiarowych ($A_F < 10^{-12} V^2$), w uproszczonej analizie szumowej jest on na ogół zaniewany.

W syntezie wzmacniaczy ładunkoczułych preferowane są stosunkowo proste konfiguracje układowe. W ich strukturze można wydzielić dwie sekcje funkcjonalne **sekcję ładunkową** oraz **sekcję wyjściową**. Sekcja ładunkowa wykonywana jest z reguły w tzw. wersji „krótkiej” zapewniającej wysoką wartość impedancji wejściowej oraz stałość wzmocnienia i 180-cio stopniowe przesunięcie fazowe w bardzo szerokim paśmie częstotliwości. Sekcję wyjściową stanowi natomiast prosty lub złożony układ wtórnikowy o niskiej impedancji wyjściowej. Datowany na koniec lat 50-tych początek „ery” detektorów półprzewodnikowych stanowi również cezurę szerokiego upowszechnienia i towarzyszącego mu rozwoju przedwzmacniaczy ładunkoczułych. Na przestrzeni minionych lat opracowano wiele różnych układów wykorzystujących dostępne naówczas elementy aktywne, od lamp elektronowych poczynając, poprzez tranzystory bipolarne, aż po tranzystory polowe – złączowe i z izolowaną bramką.

Reprezentatywnym przedstawicielem techniki lampowej jest układ według projektu Chase, Higinbothama i Millera⁵⁰. Schemat tej konfiguracji przedstawia rysunek 57. Jej sekcja ładunkowa zawiera kaskodowy stopień wejściowy oraz stopień pentodowy, objęte wspólną pojemnościowo-rezystywną pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego. Dodatkowe, lokalne dodatnie sprzężenie zwrotne „*bootstrapuje*” oporność obciążenia kaskody, podnosząc w rezultacie

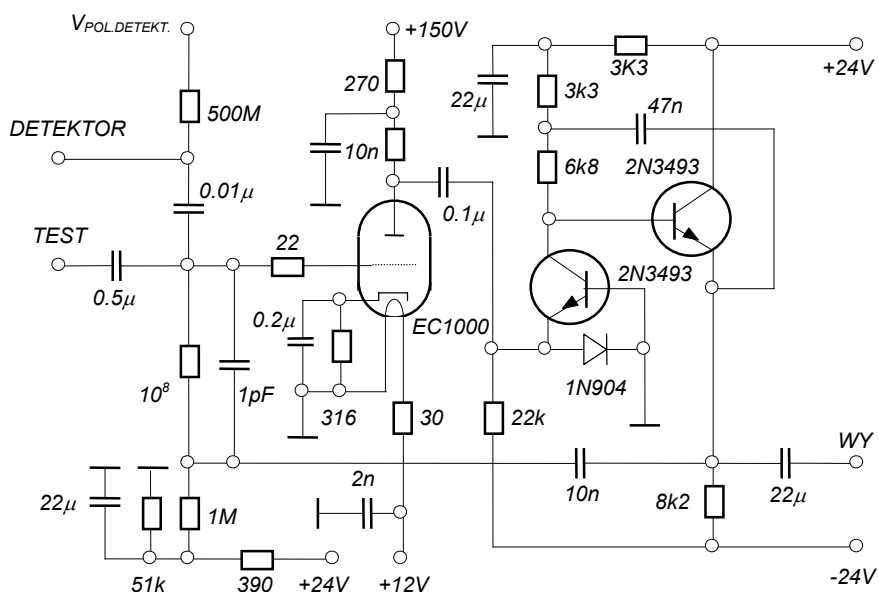
wzmocnienie napięciowe tej sekcji (w otwartej pętli) do poziomu $K_V = 10^3$.



Rys.57. Schemat ideowy lampowej wersji przedwzmacniacza ładunkoczułego⁵⁰

Dzięki użyciu w stopniu kaskodowym triod (typ WE 417A), w warunkach prostej filtracji **CR-RC** ze stałą czasową $\tau = 1 \mu\text{s}$, uzyskano rozmycie szumowe **FWHM** = 5 keV + 70 eV/pF. Działaniem „bootstrappingu” objęty został również obwód siatki ekranującej pentody tej sekcji, podwyższając w efekcie wartość jej impedancji wyjściowej do poziomu nie zezwalającego na bezpośrednie podłączenie do kabla transmisyjnego. Pożądane dopasowanie do niskiej impedancji kabla zapewnia sekcja wyjściowa przedwzmacniacza zrealizowana w konwencjonalnym układzie wtórnika pentodowego.

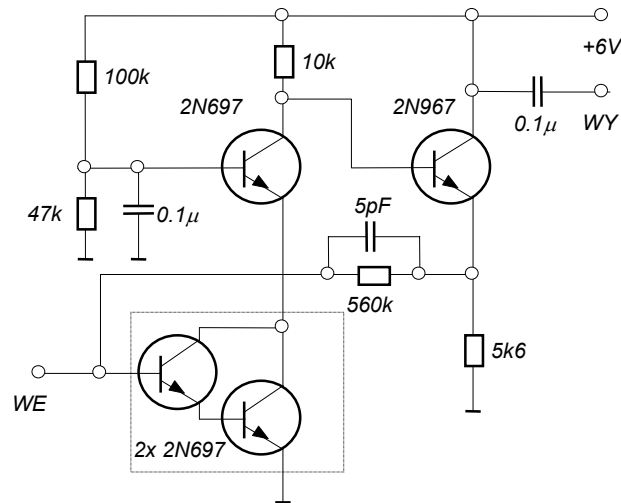
Rysunek 58 przedstawia fragment przedwzmacniacza „hybrydowego” wykorzystującego zarówno próżniowe jak i półprzewodnikowe elementy aktywne⁵¹. Jest on wyrazem tendencji



Rys. 58. Schemat hybrydowej sekcji ładunkowej przedwzmacniacza Gouldinga⁵¹.

replikowania struktur lampowych w półprzewodnikowej technice bipolarnej. W celu omięcia trudności w realizacji stopnia wejściowego o wymaganych własnościach (duża impedancja wejściowa, szerokie pasmo przenoszenia, niski poziom szumów) zastosowano stopień lampowy na triodzie **EC-1000**. Tworzy ona wspólnie z pierwszym z kolei tranzystorem hybrydowy układ kaskodowy. Drugi tranzystor tej sekcji pracuje w układzie wtórnika emiterowego. Jego sygnał wyjściowy przekazywany jest do dalszych sekcji przedwzmacniaczam (nie uwidocznionych na schemacie) oraz do dwóch gałęzi sprzężenia zwrotnego: ujemnego, obejmującego całą sekcję ładunkową, oraz dodatniego (lokalnego) dla „*bootstrappingu*” rezystorowego obciążenia kaskody. Ze względu na różne poziomy napięć zasilania części lampowej i części tranzystorowej, rozdzielono je galwanicznie, włączając w tor transmisji sygnału „w przód” oraz w obwód sprzężenia zwrotnego, odpowiednie pojemności separujące. Uwarunkowana rozmyciem szumowym rozdzielczość energetyczna omawianego przedwzmacniacza (odniesiona do detektora krzemowego) przy pojemności wejściowej $C_T = 20$ pF i stałych czasowych filtra $\tau_i = \tau_d = 0,8$ μ s, wyniosła $(FWHM)_{Si} = 1,8$ keV.

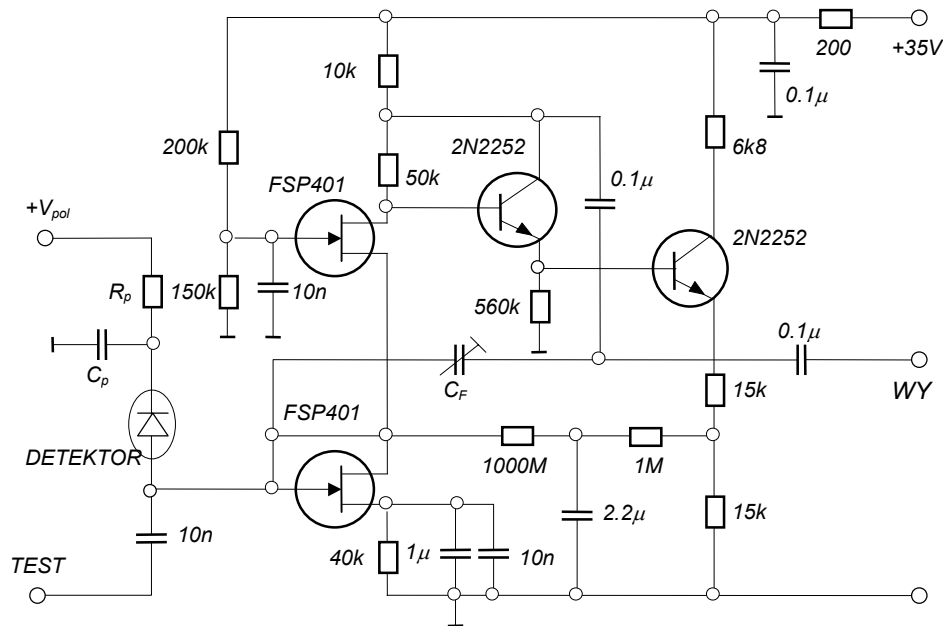
Ilustracją dążności do opracowania przedwzmacniacza z wyłącznym użyciem tranzystorów bipolarnych jest układ według projektu Zplichala⁵². Jego konfigurację przedstawiono na rysunku 59. W stopniu wejściowym zastosowano również kaskodę, w której miejsce lampy e-



Rys.59. Schemat przedwzmacniacza ładunkowego na tranzystorach bipolarnych⁵².

lektronowej zajął złożony wtórnik emiterowy „super-alfa”. Współpracuje z nim stopień OB, sprzężony bezpośrednio z wyjściowym stopniem parafazowym. Pod względem własności szumowych układy na tranzystorach bipolarnych wyraźnie ustępują ich odpowiednikom lampowym, dając w warunkach optymalnej filtracji 2 do 3-krotnie większe wartości rozmycia szumowego⁵³. Dla ich uzyskania konieczna jest jednak odpowiednia selekcja tranzystorów według kryterium maksymalnej wartości β_0 i f_α przy jak najmniejszym prądzie kolektora I_K . Kamieniem milowym na drodze rozwojowej przedwzmacniaczy ładunkowych okazały się złączowe tranzystory polowe. Postęp technologiczny jaki dokonał się w tej dziedzinie w latach pięćdziesiątych, zaowocował udanymi realizacjami JFET’ów o bardzo atrakcyjnych parametrach użytkowych. Pierwsze rozwiązania przedwzmacniaczy ładunkowych – strukturalnie przypominające zresztą układy lampowe – powstały w laboratoriach amerykańskich z początkiem lat sześćdziesiątych. Zalicza się do nich przede wszystkim „pionierskie” opracowanie Radeki z BNL (Brookhaven National Laboratory)⁵⁴. Schemat tego przedwzmacniacza przedstawiono na rysunku 60.

W stopniu wejściowym zawiera on kaskodę, wykonaną na dwóch identycznych tranzystorach polowych z kanałem „n” (typ FSP-401). Rezystor obciążenia kaskody objęty jest działaniem



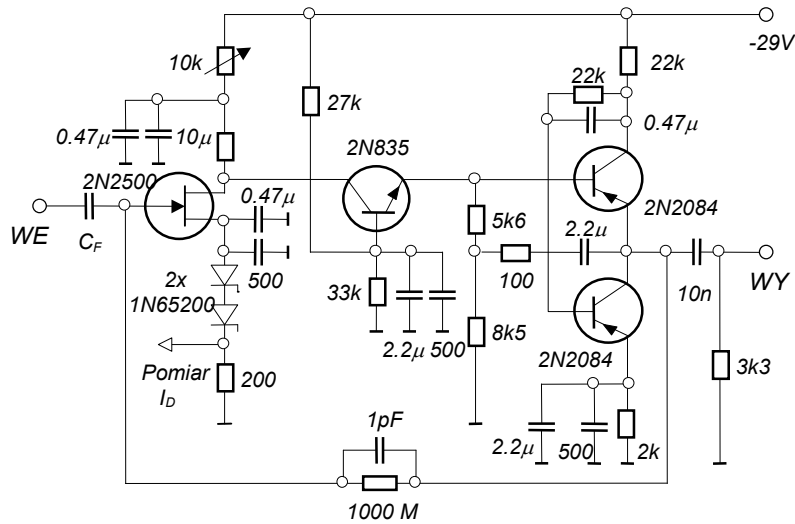
Rys. 60. Schemat przedwzmacniacza ładunkowego z kaskodą wejściową na złączowych tranzystorach polowych według Radeki⁵⁴.

niem dodatniego sprzężenia zwrotnego (*bootstrappingu*) z emitera wtórnika wyjściowego. Tranzystor pośredni pracuje w konfiguracji „zapożyczonej” z wersji lampowej Chase’a i współpracowników. Podstawowa pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego jest poddzielona na dwie gałęzie równoległe: impulsową – poprzez pojemność C_F oraz „restytucyjną” – za pośrednictwem sieci rezystorowo-pojemnościowej – przywracającą i stabilizującą stan spoczynkowy kaskody. Stosunkowo niska transkonduktancja użytych w układzie tranzystorów polowych ($g_m = 0,2 \text{ mA/V}$) ogranicza możliwości zastosowania wzmacniacza jedynie do współpracy z detektorami o bardzo małej pojemności własnej. Ekwiwalentne (odniesione do detektora krzemowego) rozmycie szumowe, przy wartościach $C_T = 4 \text{ pF}$ oraz stałych czasowych filtra $\tau_d = \tau_i = 1 \text{ }\mu\text{s}$, wyniosło $(\text{FWHM})_{Si} = 2 \text{ keV}$ z 500-elektronowoltowym przyrostem na 1 pF wzrostu pojemności wejściowej.

Literatura przedmiotu zawiera wiele opracowań tej klasy przedwzmacniaczy, o bardzo podobnych na ogół sekcjach ładunkowych. Różnice dotyczą z reguły sekcji wyjściowej oraz typu użytego tranzystora polowego. Ilustrują je, wybrane dla przykładu, rozwiązania układowe Blalocka (OAK RIDGE)⁵⁵ ORAZ Coiante (CSN-CASACCIA)⁵⁶. Obydwa rozwiązania stosują na wejściu stopnie kaskodowe typu „**JFET-tranzystor bipolarny**”. Szczegółowe odmienności konfiguracyjne wynikają z przyjętych, różnych sposobów zasilania. Zasadniczo różne są natomiast ich sekcje wyjściowe. Różne są również typy tranzystorów polowych.

W szczególności, we wzmacniaczu Blalocka zastosowano typ 2N2500 o transkonduktancji $g_m = 1,5 \text{ mA/V}$. We wspólnym obwodzie zasilania tranzystorów: polowego i bipolarnego, włączono regulowany rezystor (0÷10k) umożliwiający nastawienie optymalnej, z punktu widzenia własności szumowych, wartości spoczynkowej prądu drenu JFETA. Stopień wyjściowy wykonano w konwencjonalnym układzie wtórnika White’a. Z jego wyjścia sygnał kierowany jest do pętli ujemnego i dodatniego sprzężenia zwrotnego oraz przekazywany do dalszych stopni wzmacniających za pośrednictwem prostego obwodu różniczkującego **CR** o stałej cza-

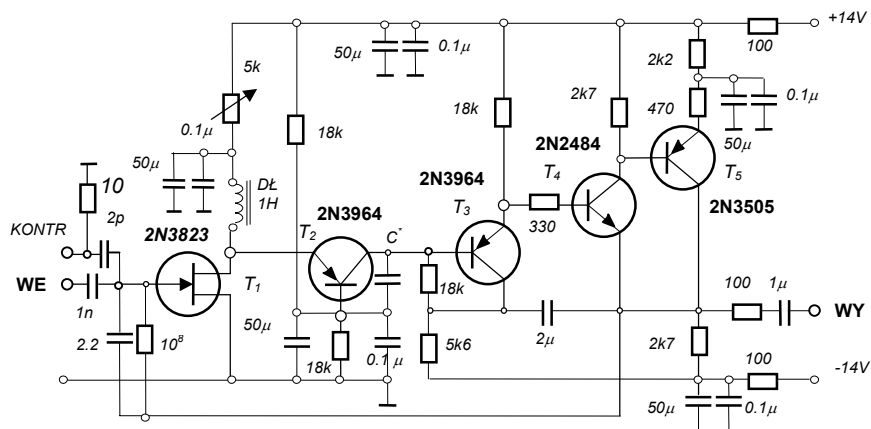
sowej $\tau_d = 33 \mu s$. Pełni on funkcję prefiltru osłabiającego wstępnie szумы w paśmie niskich częstotliwości. Rysunek 61 przedstawia schemat ideowy omawianego układu. Zaznaczono na



Rys. 61. Schemat przedwzmacniacza ładunkowego według Blalocka ⁵⁵.

nim dodatkowe wyjście (z rezystora 200Ω w obwodzie źródła tranzystora polowego) dla kontroli wartości prądu drenu. Ze względu na sposób zasilania układu (z jednego tylko źródła napięcia), dla uzgodnienia potencjałów spoczynkowych wejścia i wyjścia, w obwód źródła JFET'a włączono łańcuch diod zenerowskich. Wzmacniacz odznacza się umiarkowanym rozmyciem szumowym. W warunkach kriogenizacji ($T = 125 K$), oraz filtracji ze stałą czasową $\tau_d = \tau_i = 6 \mu s$ przy wejściowej pojemności wewnętrznej $C_T = 25 pF$, szerokość połówkowa rozmycia szumowego w przeliczeniu na detektor krzemowy, wynosi $(FWHM)_{Si} = 1,55 keV$, a wzmocnienie napięciowe w otwartej pętli $(K_V)_{T=125K} = 1400$. Rezerwa wzmocnienia w tym przypadku wynosi więc 56. W temperaturze pokojowej wartości tych parametrów wynoszą odpowiednio $(FWHM)_{Si} = 2,9 keV$, $K_V = 800$ zaś $K_{res} = 32$. Zaletą układu jest niska wartość pojemnościowego przyrostu $FWHM$ nie przekraczająca poziomu $60 eV/pF$.

Struktura blokowa przedwzmacniacza według projektu Coiante jest taka sama jak układu Blalocka. Jego schemat ideowy przedstawia rysunek 61. Kaskodę tworzą w tym przypadku

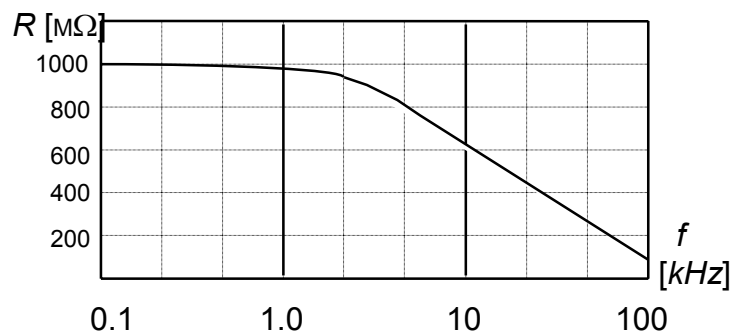


Rys.62. Schemat przedwzmacniacza ładunkowego według Coiante ⁵⁶

tranzystor polowy (2N3823) o transkonduktancji $g_m = 2,5 \text{ mA/V}$ oraz epitaksjalny tranzystor planarny (2N3964). W obwód polaryzacji kaskody w szereg z obciążeniem dławikowym włączono potencjometr dla regulacji prądu spoczynkowego drenu. Oporność obciążenia tego stopnia jest bootstrapowana przez układ wyjściowy obejmujący w kaskadzie prosty wtórnik emiterowy (2N3964) i dwustopniowy wzmacniacz o wzmacnieniu jednostkowym, wykonany na tranzystorach komplementarnych (2N2484 i 2N3505). Układ jest zasilany symetrycznie napięciami $\pm 14 \text{ V}$. W temperaturze pokojowej (293 K) jego wzmacnienie w otwartej pętli wynosiło $K_V = 5200$, natomiast wnoszone przezeń rozmycie szumowe przy pojemności wejściowej $C_T = 6 \text{ pF}$ oraz filtracji typu CR-RC ze stałą czasową $\tau = 1,6 \mu\text{s}$ kształtowało się na poziomie $(\text{FWHM})_{\text{si}} = 1,2 \text{ keV} + 35 \text{ eV/pF}$.

Dyskutując strukturę formuł (223) i (227) zwróciliśmy uwagę na szkodliwy skutek obecności rezystancji R_F oraz/lub R_G w obwodzie wejściowym wzmacniacza. Wyraża się on pogorszeniem energetycznej zdolności rozdzielczej spowodowanym szumami termicznymi tych rezystorów. Ukazany w powołanych formułach kształt zależności tych szumów od wartości rezystancji wytycza zarazem drogę ich minimalizacji. Jest nią mianowicie stosowanie rezystorów możliwie jak największych wartościach.

Rezystory wysokoomowe (rzędu gigaomów) wykazują jednak silny spadek obu składowych ich impedancji w zakresie częstotliwości powyżej paru kHz, wskutek czego ich wkład szumowy w tym paśmie staje się znaczący. Zależność ϵ dla składowej rzeczywistej ilustruje rysunek 63⁵⁹.

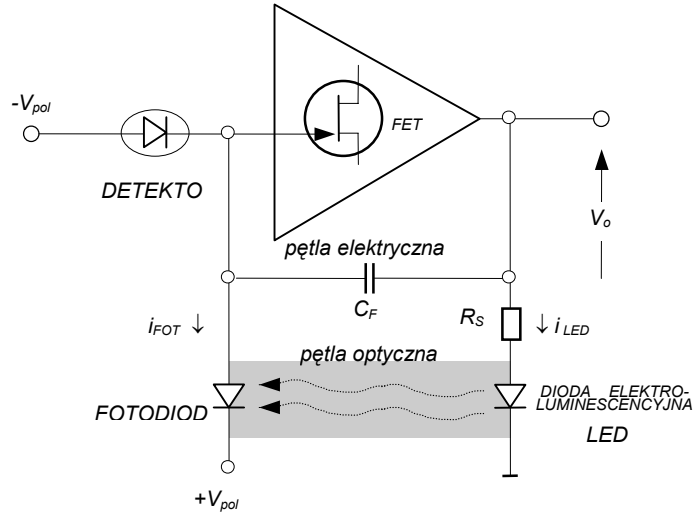


Rys. 63. Charakterystyka częstotliwościowa rezystorów wysokoomowych⁵⁹

Na tym gruncie zrodziła się myśl praktycznej realizacji, rozważanej uprzednio tylko teoretycznie, wersji przedwzmacniacza ładunkowego nie zawierającego żadnych rezystancji łączących się bezpośrednio z jego „gorącym punktem” wejściowym. Ta klasa przedwzmacniaczy zwana jest powszechnie układami „z pętlą bezrezystywną”. Burzliwy ich rozwój nastąpił z początkiem lat 70-tych, owocując wielu oryginalnymi koncepcjami *ciągłego* lub *okresowego* przywracania stanu spoczynkowego sekcji ładunkowej. Większość tych opracowań to realizacje jednostkowe lub małoseryjne, będące wyrazem poszukiwań rozwiązań optymalnych zarówno pod względem rozdzielczości energetycznej jak i czasowej.

Do produkcji fabrycznej zakwalifikowały się, jak dotąd, dwa układy bezrezystywne: **przedwzmacniacz ze sprzężeniem optoelektronicznym** (*opto-electronic feedback*) oraz **przedwzmacniacz z kluczem tranzystorowym** (*transistor-reset preamplifier*)^{57, 58}.

Pierwsza w pełni dojrzała realizacja *przedwzmacniacza bezrezystywnego* oparta była na koncepcji „*ciągłego sprzężenia optoelektronicznego*”⁵⁹. Zasadę jego działania ilustruje uproszczony schemat funkcjonalny przedstawiony na rysunku 64. Uwarunkowane wielkością



Rys. 64. Schemat funkcjonalny wzmacniacza ze sprzężeniem optoelektronicznym

ładunku gromadzonego w pojemności C_F , napięcie wyjściowe V_o wymusza w gałęzi diody elektroluminescencyjnej (*LED – Light Emitting Diode*) przepływ prądu o natężeniu

$$i_{LED} \cong \frac{V_o}{R_S} \quad (230)$$

W ogólnym przypadku prąd diody elektroluminescencyjnej i natężenie generowanego przez nią strumienia świetlnego związane są zależnością nieliniową. W zakresie małych natężeń prądu zależność tę można z zadowalającym przybliżeniem opisać funkcją liniową^{60,61}.

$$\Phi_{LED} = \xi i_{LED} \quad (231)$$

Liniowy charakter ma również zależność prądu fotodiody od oświetlenia. W rozważanym przypadku zapiszemy ją w formie

$$i_{FOT} = \gamma \Phi_{LED}$$

(232) **Kojarząc wyrażenia (230÷232) otrzymujemy związek**

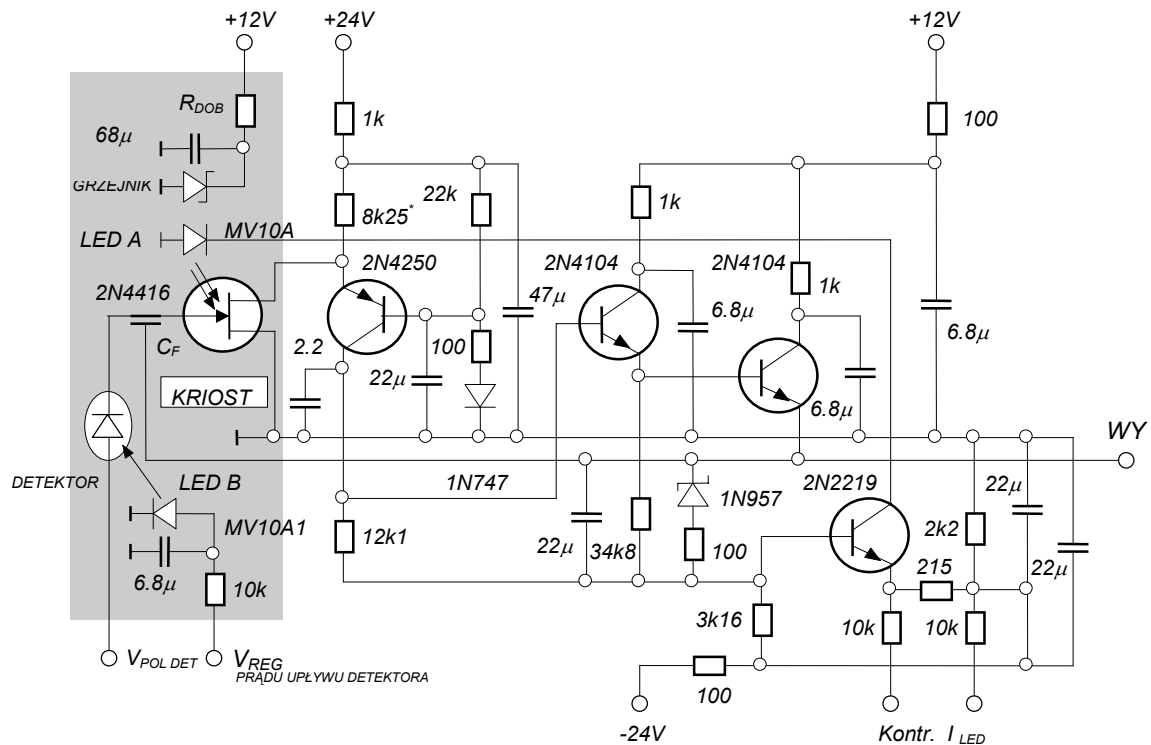
$$i_{FOT} = \xi \gamma \frac{V_o}{R_S} = \alpha \frac{V_o}{R_S} \equiv i_{res} \quad (233)$$

Skutek działania „*pętli optycznej*” wyraża się więc rozładowywaniem pojemności C_F prądem o natężeniu opisanym formułą (233). Innymi słowy daje ona efekt równoważny włączeniu do obwodu sprzężenia zwrotnego, bocznikującej kondensator C_F , rezystancji o wartości

$$R_F^* = \frac{R_S}{\alpha} \quad (234)$$

Według Gouldinga⁵⁹ współczynnik α można dobrać w przedziale $\langle 10^{-6} \div 10^{-10} \rangle$, co przy praktycznie stosowanej wartości rezystancji $R_S = 100 \Omega$ daje wartość rezystancji zastępczej $R_F^* = \langle 10^8 \div 10^{12} \rangle \Omega$. Wyznacza one wspólnie z pojemnością C_F stałą czasową ustalania się stanu równowagi procesów ładowania i rozładowania w pętli ładunkowej. Charakterystyka częstotliwościowa tej gałęzi sprzężenia zwrotnego podyktowana jest własnościami zastosowanych diod. Ogólnie dostępne diody pozwalają łatwo uzyskać płaski jej przebieg niemal do częstotliwości 10 MHz.

Zastąpienie pętli rezystorowej pętlą transoptorową o działaniu ciągłym eliminuje bardzo znaczące źródła szumu termicznego, nie mniej jednak w ich miejsce wprowadza (daleko słabsze wprawdzie) źródło szumu śrutowego. Fotodioda wnosi nadto na wejście układu pojemność własną (złączową i rozproszoną), która w pewnym stopniu pomniejsza osiągnięty skutek pozytywny. Drugi z wymienionych efektów został zminimalizowany dzięki wykorzystaniu w charakterze fotodiody złącza bramka-kanal tranzystora polowego⁵⁹. Tego rodzaju złącze fotoelektryczne sprzężono optycznie ze zmontowaną we wspólnej, światłoszczelnej obudowie, diodą elektroluminescencyjną. Prawzorem przedwzmacniaczy ładunkoczułych z ciągłym sprzężeniem optoelektronicznym jest układ zaprojektowany w Lawrence Radiation Laboratory przez Gouldinga i współpracowników⁵⁹. Jego schemat ideowy przedstawiono na rysunku 65.



Rys. 65. Schemat ideowy przedwzmacniacza z ciągłym sprzężeniem optoelektronicznym⁵⁹

Stanowi go konwencjonalna sekcja ładunkowa z wejściem kaskodowym i współpracującym z nim w systemie „bootstrappingu”, złożonym wtórnikiem „super-alfa”. Uzupełnia ją prosty stopień OE „napędzający” diodę elektroluminescencyjną w gałęzi sprzężenia optoelektrycznego. Przedstawione na schemacie oddzielnie tranzystor polowy **2N4416** i dioda elektroluminescencyjna **MV10A1** (LED A) są w rzeczywistym wykonaniu ściśle ze sobą związane konstrukcyjnie, tworząc światłoszczelną strukturę „transoptorową”. Tranzystor polowy oraz detektor pomieszczono w specjalnym **KRIOSTACIE** z grzejnikiem umożliwiającym regulację temperatury. Układ wyposażono nadto w obwód regulacji „prądu ciemnego” detektora wykorzystując w tym celu również technikę sprzężenia transoptorowego (LED B). Zastosowanie organy regulacyjne posłużyły do ustalenia optymalnych warunków pracy zespołu przedwzmacniacz – detektor.

Rozmycie szumowe tego przedwzmacniacza, wyrażone w skali energii z odniesieniem do detektora krzemowego $(FWHM)_{Si}$ przy wartości stałej czasowej filtra $\tau = 10 \mu s$ wyniosła zaledwie 115 eV⁶¹. Do uzyskania tak dobrych własności przyczyniły się również znacząco nowoczesne elementy półprzewodnikowe zastosowane w przedwzmacniaczu, w tym – w spo-

sób szczególny – „rewelacyjny” na owe czasy tranzystor polowy typu 2N4416. Poważnym niedostatkim tego układu jest natomiast niska *obciążalność częstotliwościowa*. Wynika ona z trybu pracy układu, w którym wartość średnia prądu rozładowania pojemności obwodu sprzężenia zwrotnego C_F – a więc i generowanego przezeń w fotodiodzie szumu śrutowego – wzrasta ze wzrostem średniej szybkości zliczeń. Dla zachowania wysokiej rozdzielczości amplitudowej konieczne jest wówczas stosowanie większych wartości stałych czasowych filtru, co z kolei wprowadza ograniczenie częstotliwościowe.

W układach ze sprzężeniem optoelektrycznym rozładowanie pojemności w pętli sprzężenia zwrotnego dokonuje się poprzez właściwe dla konkretnej wersji, spolaryzowane zaporo-wo złącze półprzewodnikowe. Niezbędne w procesie przewodzenia, swobodne nośniki ładunku (mniejszościowe) produkowane są wówczas w obszarze bariery w *efekcie jonizacji foto-nowej*.

W. Elad wykorzystał w tym celu efekt *jonizacji zderzeniowej* elektronów w przydrenowej „odciętej” części kanału „n” tranzystora polowego⁶². Przypomnijmy, że warunkiem odcięcia kanału jest, aby napięcie drenu V_D przewyższało pewną, ściśle określoną wartość progową, zwaną napięciem „pinch-off” V_p . Generowane w tej strefie kanału elektrony dają przyczynek ΔI_D do elektronowego prądu drenu I_D równy

$$\Delta I_D = (M_n - 1) I_D \quad (235)$$

natomiast towarzyszące im dziury, dryfując w kierunku ujemnie spolaryzowanej bramki, powodują analogiczny wzrost ΔI_G prądu upływowego bramki, zwany *prądem nadmiarowym bramki*

$$\Delta I_G = -\Delta I_D \quad (236)$$

W stanie ustalonym prąd ten równoważy średni prąd ładowania pojemności C_F przez stochastyczny ciąg prądowych impulsów detektora. Oznaczony symbolem M_n współczynnik powielania lawinowego przez elektrony jest parametrem globalnym, opisywanym zależnością całkową^{62,63}

$$1 - \left(\frac{1}{M_n} \right) = \int_0^D \alpha_n(x) dx \quad (237)$$

Lewa strona powyższego równania reprezentuje względny przyrost prądu drenu $\Delta I_D / I_D$ natomiast funkcja podcałkowa $\alpha_n(x)$ opisuje rozkład lokalnych wartości współczynnika jonizacji zderzeniowej przez elektrony na długości kanału ($0 \div D$). Wielkości te są silnymi funkcjami natężenia pola elektrycznego. W szczególności dla praktycznie stosowanych wartości natężeń pola $E \cong 10^5$ V/cm funkcja ta, w przybliżeniu dryfowym, przyjmuje postać

$$\alpha(E) \cong A_n \exp(-B_n/E) \quad (238)$$

przy czym współczynniki A_n i B_n zależą od własności materiałowych półprzewodnika oraz temperatury. Przedstawione w zarysie zależności stanowią podstawę dla wyznaczenia prądu nadmiarowego bramki ΔI_G jako funkcji parametrów materiałowych i roboczych warunków pracy JFETa. Przy wielu dodatkowych założeniach upraszczających uzyskano dobrze pracującą zależność⁶³.

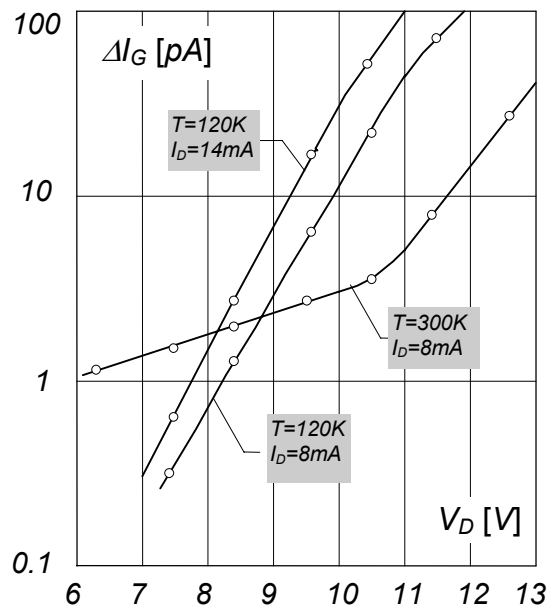
$$\Delta I_G = 2a A_n (V_D)^{\frac{1}{2}} \exp\left[-a B_n (V_D)^{-\frac{1}{2}}\right] I_D \quad (239)$$

Dla skrócenia zapisu w powyższym równaniu wprowadzono parametr a równy

$$a = \sqrt{\frac{\varepsilon}{2N_0q}} \quad (240)$$

w którym ε jest stałą dielektryczną półprzewodnika, q – ładunkiem elementarnym, zaś N_0 – koncentracją domieszek.

Silną zależność prądu nadmiarowego bramki od napięcia drenu ilustrują przykładowe, rzeczywiste charakterystyki $\Delta I_G = f(V_D, T)$ przedstawione na rysunku 66. Ukazują one specy-

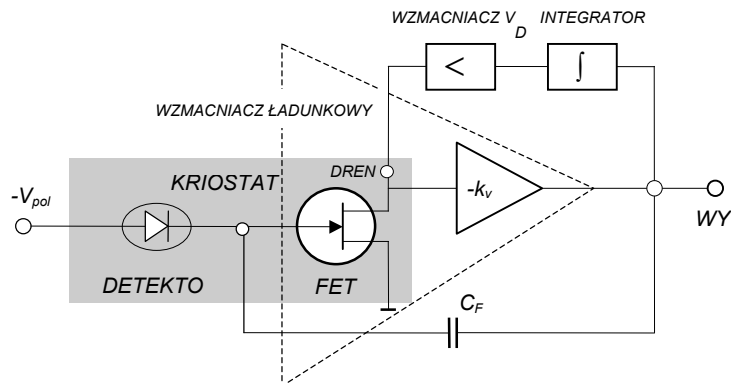


Rys.66. Zależność prądu nadmiarowego bramki od napięcia drenu tranzystora polowego typu 2N4416 ^{61,62}.

ficzny wpływ temperatury, uwarunkowany charakterystykami termicznymi współczynników A_n i B_n . Manifestuje się on zmianą stromości charakterystyki oraz przesunięciem jej dolnego zakrzywienia wyznaczającego krytyczną wartość napięcia drenu, powyżej której rozwija się proces powielania lawinowego.

Jeżeli więc uzależnić napięcie drenu od wartości średniej prądu wejściowego ładującego pojemności C_F , można wymusić równej wielkości rozładowujący ją prąd nadmiarowy bramki. Sposób ten, nazwany „*techniką sprzężenia przez dren*” został praktycznie wykorzystany w przedwzmacniaczu Elada ⁶². Blokowy schemat tej konfiguracji przedstawiono na rysunku 67. Zawiera ona konwencjonalny układ przedwzmacniacza ładunkowego z bezrezystywną gałęzią sprzężenia zwrotnego. Został on uzupełniony gałęzią „*restytucji*” stanu spoczynkowego, obejmującą układ formowania analogowego sygnału autoregulacji, proporcjonalnego do średniej wartości prądu wejściowego (*integrator*) oraz wzmacniacz sterujący potencjałem drenu tranzystora polowego. Na podanym schemacie blokowym ze struktury ładunkowej

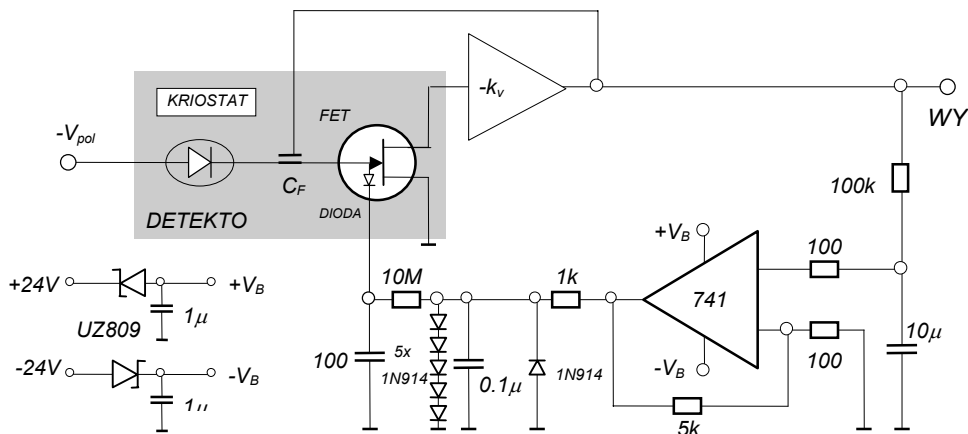
wydzielono wejściowy stopień z FET-em, sygnalizując w ten sposób szczegół rozwiązania konstrukcyjnego – umiejscowienie tego tranzystora wraz z detektorem we wspólnym **kriostatcie**.



Rys. 67. Schemat blokowy przedwzmacniacza ze sprzężeniem przez dren.

Wnoszone przez układ rozmycie szumowe, w warunkach kriogenizacji tranzystora polowego ($T = 120\text{ K}$) oraz filtracji gaussowskiego sygnału ze stałą czasową $\tau = 10\mu\text{s}$, osiągnięto rekordowo niską wartość $(FWHM)_{Si} = 82\text{ eV}$. Z tych samych względów jak w układzie z ciągłym sprzężeniem optoelektronicznym wartość ta utrzymywana była w zakresie częstotliwości zliczeń nie przekraczającym 1 kHz .

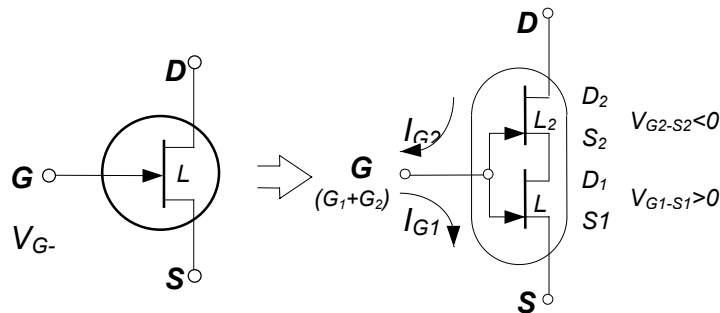
Rozładowanie przez złącze można zrealizować również *techniką kontrolowanej iniekcji* swobodnych nośników ładunku. Metodą tą posłużyli się McKenzie i Witt⁶⁴. Dla zminimalizowania pojemności montażowych skonstruowali oni w tym celu specjalną monolityczną mikrostrukturę scaloną, zawierającą tranzystor polowy typu 2N4416 oraz **diode** bocznikującą. Mikroukład ten zastosowano w stopniu wejściowym konwencjonalnej, *bezrezystywnej* konfiguracji wzmacniacza ładunkowego, lokując go konstrukcyjnie wraz z detektorem – podobnie jak w poprzednio opisanym rozwiązaniu Elada – wewnątrz kriostatu. Rysunek 68 przedstawia schemat tej propozycji układowej.



Rys. 68. Schemat „bezrezystywnej” przedwzmacniacza ładunkowego z ciągłym rozładowywaniem pętli ładunkowej przez diode iniekcyjną.

Pętla restytucyjna zawierająca dwa obwody całkujące RC , nieinwertujący wzmacniacz operacyjny i dwustronny ogranicznik diodowy, formuje sygnał stałoprądowego sprzężenia zwrotnego, o poziomie proporcjonalnym do wartości średniej ładunku przejmowanego przez pojemność pętli ładunkowej. Sygnał ten wymusza w diodzie mikroukładu prąd rozładowania pojemności C_F . Wbrew oczekiwaniom, układ powyższy nie dorównał swymi własnościami opisanym uprzednio układom bezrezystywnym. Przy schłodzeniu do temperatury $T = -60^\circ\text{C}$ w warunkach filtracji gaussowskiej ($\tau = 6 \mu\text{s}$) szerokość połówkowa rozmycia szumowego w przedziale częstości zliczeń poniżej 1 kHz wyniosła $(FWHM)_{Si} = 260 \text{ eV}$.

Przez analogię do układu ze sprzężeniem optoelektronicznym, w którym funkcję elementu rozładowującego pełniła fotodioda zewnętrzna lub fotoczułe złącze bramka-kanal tranzystora polowego, zaproponowano również alternatywne rozwiązania⁶⁵ dla układu z zewnętrzną diodą przewodzącą. Polega ono na „wydzieleniu” wzdłuż kanału JFETA dwóch stref o przeciwnej polaryzacji rozciągniętego złącza bramka – kanał. Dominująca *strefa przydrenowa* jest spolaryzowana zaporowo, natomiast *strefa przyźródłowa* – w kierunku przewodzenia. Tego rodzaju podział tworzy się przy **dodatniej polaryzacji bramki**, a jego proporcje zależą od wartości dodatniego potencjału bramki V_{GS} . Tranzystor polowy pracujący w takich warunkach można traktować jako kaskadę dwóch tranzystorów o kanałach odpowiednio różnej długości (L_1 i L_2) ze wzajemnie połączonymi bramkami. Przedstawiony na rysunku 69 model „dwutranzystorowy” ukazuje aktualną strukturę prądu wejściowego I_G tranzystora. Zawiera on mianowicie dwie składowe: *prąd wsteczny* I_{G2} spolaryzowanego zaporowo złącza górnego



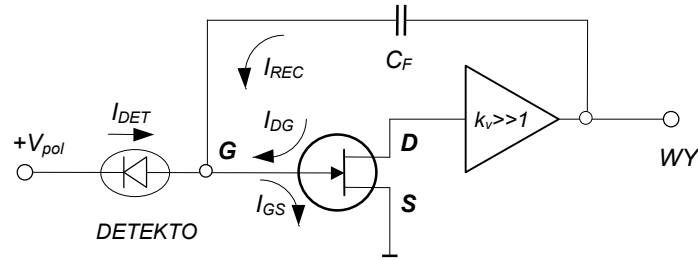
Rys. 69. Model tranzystora polowego z dodatnią polaryzacją bramki

oraz *prąd przewodzenia* I_{G1} , dodatnio spolaryzowanego złącza dolnego. Składowa I_{G1} zależy silnie od przyłożonego napięcia polaryzacji. W przypadku polaryzacji przez źródło prądowe, wymuszany przezeń prąd wytwarza na złączu przewodzącym spadek napięcia V_{G-S} polaryzujący zaporowo „*tranzystor górny*”. Taką też sytuację mamy w układzie przedwzmacniacza ładunkowego z detektorem półprzewodnikowym sprzężonym stałoprądowo. W stanie ustalonym prąd złącza dolnego stanowi wówczas sumę prądów upływowych detektora i złącza górnego oraz prądu rozładowania pojemności pętli ładunkowej. Uwzględniając oznaczenia z rysunku 70 bilans prądów zapiszemy w postaci

$$I_{GS} = I_D + I_{DG} + I_{REC} \quad (241)$$

Rysunek 70 przedstawia schematycznie ogólną strukturę przedwzmacniacza ładunkowego wykorzystującego omawianą technikę restytucji stanu spoczynkowego, ilustrując zarazem zasadę jego działania. Dodatnią polaryzacją złącza bramka – kanał tranzystora polowego wymu-

sza prąd upływu (odpowiednio włączonego) detektora półprzewodnikowego, zasilanego ze źródła napięcia o takiej właśnie polarności.



Rys. 70. Zasada pracy *bezrezystywnego* przedwzmacniacza ładunkowego z rozładowaniem przez dodatnio spolaryzowane złącze bramka-kanal.

Punkt pracy tranzystora polowego określony jest spadkiem napięcia V_{GS} na złączu bramka-kanal wywołanym przepływem prądu I_{GS} . Dynamika zmian tego napięcia nie może jednak przewyższać wartości powodującej przekroczenie dynamiki napięcia wejściowego. Warunek ten wyraża nierówność

$$\Delta V_{GS} \leq \frac{\Delta V_o}{K_V} \quad (242)$$

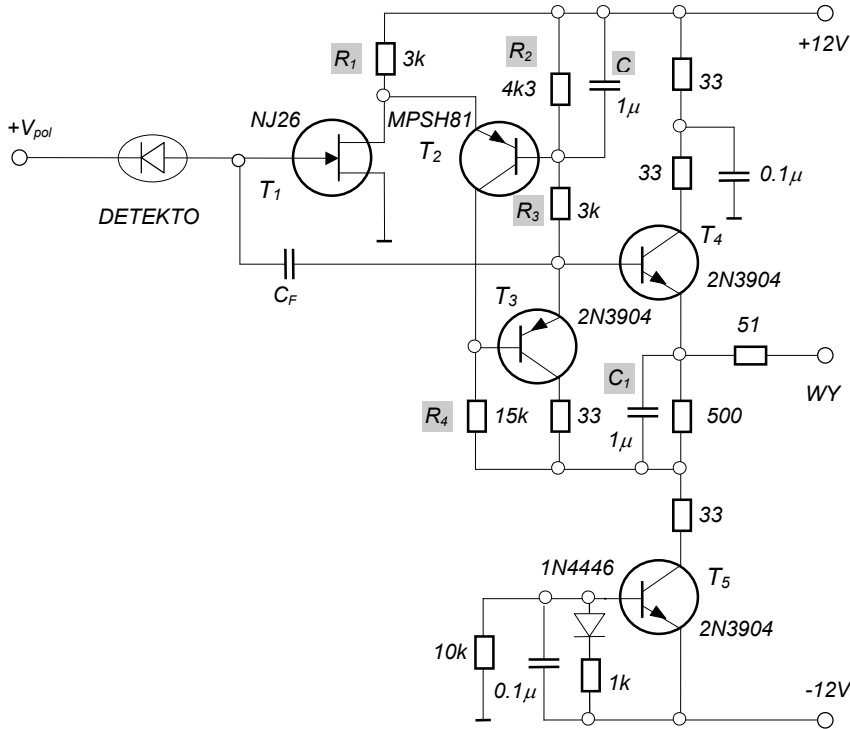
Dla praktycznie stosowanych wartości dynamiki napięcia wyjściowego ΔV_o oraz wzmocnienia napięciowego K_V dozwolony zakres dynamiczny ΔV_{GS} sięga zaledwie paru miliwoltów. Może być więc łatwo przekroczony nawet pod nieobecność sygnału detektora wskutek działania różnych, wolnozmiennych czynników zaburzających. W celu zmniejszenia wrażliwości układu na wpływ wspomnianych efektów niezbędne jest odpowiednie ukształtowanie pasma przenoszenia wzmacniacza. Polega ono głównie na wprowadzeniu ograniczenia od strony niskich częstotliwości, redukującym efektywne wzmocnienie napięciowe w tym obszarze co najmniej o dwa rzędy wielkości.

Rysunek 71 przedstawia pełny schemat ideowy przedwzmacniacza zrealizowanego praktycznie w Brookhaven National Laboratory przez autorów koncepcji rozładowywania pętli ładunkowej przez dodatnio spolaryzowane złącze bramka - kanał tranzystora wejściowego⁶⁵. Wykorzystano w nim konwencjonalny układ o strukturze „OS-OB-OC” (T_1, T_2 i T_3) usuwając z pętli ładunkowej rezystor R_F i modyfikując jego transmitancję prądowo-napięciową przy pomocy dodatkowego, lokalnego ujemnego sprzężenia zwrotnego z emitera T_3 (via R_3 - R_2 - C) do bazy T_2 . Działaniem tego sprzężenia ulega redukcji globalne wzmocnienie stałoprądowe K_{V_o} do wartości

$$K_{V_o} = -g_m R_1 \left(\frac{R_2 + R_3}{R_2} \right) \quad (243)$$

zapewniając pożądane poszerzenie zakresu dynamicznego wolnozmiennych sygnałów (zaburzeń) wejściowych. Charakterystyka częstotliwościowa tej pętli ogranicza jej efektywność do zakresu bardzo niskich częstotliwości, tak że sygnał informacyjny detektora (kwazidirakowskie impulsy prądowe) przenoszony jest przez wzmacniacz jak w konfiguracji konwencjonalnej ze zwykłym stopniem OB w kaskodzie sekcji ładunkowej. W celu uzyskania niskiej impedancji wyjściowej, podstawową sekcję ładunkową uzupełniono dodatkowym wtórnikiem

emiterowym (T_4), ze źródłem prądowym (T_5) jako obciążeniem. Sygnał wyjściowy tego stopnia poprzez pojemność C_1 „bootstrępuje” opornik obciążenia kaskody R_4 , zwiększając jego rezystancję dynamiczną.



Rys. 71. Pełny schemat ideowy „bezzwrotnego” przedwzmacniacza ładunkowego z rozładowaniem przez przewodzące złącze bramka-kanal⁶⁵

Ze względu na oryginalność koncepcji układu przytoczona zostanie – za autorami – zwięzła jego analiza. Operatorowa funkcja wzmocnienia ładunkowego przybiera w tym przypadku postać

$$k_q(p) = \frac{K_V(p)R_B}{1 + pR_B\{C_B + C_F[1 + K_V(p)]\}} \quad (244)$$

Globalne wzmocnienie napięciowe w otwartej pętli zewnętrznej $K_V(p)$ zapiszmy dla jasności analizy jako iloczyn wzmocnień stopnia **OS**– $K_{V1}(p)$ oraz kaskady **OB**–**OC**– $K_{V2}(p)$, czyli

$$K_V(p) = K_{V1}(p) \cdot K_{V2}(p) \quad (245)$$

Według oznaczeń przyjętych na rysunku 71 opisują je równania

$$K_{V1}(p) = g_m Z_{o1}(p) \quad (246)$$

oraz

$$K_{V2}(p) = \left(\frac{R_2 + R_3}{R_2} \right) \left(\frac{1 + p\tau}{1 + p\tau^*} \right) \quad (247)$$

gdzie: g_{m1} – transkonduktancja tranzystora polowego

C_B – sumaryczna, wejściowa pojemność wejściowa (nie pokazana na schemacie)

$R_B = R_G$ – wejściowa rezystancja równoległa (przewodzącego złącza bramka-kanal)

Z_{o1} , τ , τ^* – impedancja obciążenia tranzystora polowego oraz obwodowe stałe czasowe określone odpowiednio zależnościami (248), (249) i (250)

$$Z_{o1}(p) = \frac{R_1 Z_{WE2}(p)}{R_1 + Z_{WE2}(p)} \quad (248)$$

$$\tau = \left(\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \right) C \quad (249)$$

$$\tau^* = \left(\frac{R_2 + R_3}{R_2} \right) \frac{\tau}{g_{m2} R_4} \quad (250)$$

zaś Z_{WE2} i g_{m2} – odpowiednio: impedancja wejściowa i transkonduktancja stopnia **OB**, przy czym

$$Z_{WE2}(p) = \frac{R_4}{K_{V2}(p)} \quad (251)$$

Zespół zależności od (243) do (251) pozwala wyznaczyć globalną transmitancję prądowo-napięciową układu (tk. funkcję operatorową wzmocnienia ładunkowego) $k_q(p)$, a w dalszej konsekwencji jego odpowiedź napięciową $V_o(t)$ na wymuszenie prądowym impulsem dirakowskim $Q \cdot \delta(t)$.

Opisane są one odpowiednio równaniami:

$$k_q(p) = \left(-\frac{1}{C_F} \right) \left\{ \frac{p + \frac{1}{\tau}}{p^2 + p \left[\frac{1}{\tau} \left(\frac{\tau_2}{K_{V0} \tau_1} + 1 \right) \right] + \frac{1}{K_{V0} \tau \tau^*}} \right\} \quad (252)$$

oraz

$$V_o(t) = -\frac{Q}{C_F} \left(\frac{\tau_s \tau_1}{\tau_1 - \tau_s} \right) \left[\frac{\tau - \tau_s}{\tau \tau_s} \exp\left(-\frac{t}{\tau_s}\right) + \frac{\tau - \tau}{\tau \tau_1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) \right] \quad (253)$$

w których

$\tau_1 = R_G C_F$ – stała czasowa zewnętrznej pętli sprzężenia zwrotnego

$\tau_2 = R_G(C_F + C_B)$ – stała czasowa obwodu wejściowego

$\tau_s = \tau \left[K_{V0}^* / (K_{V0}^* + 1) \right]$ - zredukowana stała czasowa (τ)

$$K_{V0}^* = K_{V0} [C_F / (C_F + 1)]$$

Jak wskazuje równanie (253) przebieg czasowy sygnału wyjściowego przedwzmacniacza zawiera dwie składowe o zaniku wykładniczym: **składową szybką** o stałej czasowej τ_s podwykrotowanej wartościami parametrów obwodowych, oraz **składową wolną**, której stała czasowa τ_s jest – jak wykażemy niżej – funkcją średniej częstości zliczeń. Przypomnijmy w tym celu formułę opisującą oporność dynamiczną złącza R_G . W warunkach przewodzenia prądu prądu detektora (upływowego I_{oD} i sygnałowego o wartości średnie $\langle I_{sD} \rangle$) formuła ta przy-

muje postać

$$R_G = \frac{kT}{q(I_{0D} + \langle I_{SD} \rangle)} \quad (254)$$

Składowa sygnałowa prądu detektora w oczywisty sposób zależy od średniej częstotliwości generowanych w nim impulsów prądowych. Dla ciągu impulsów monoamplitudowych o średniej częstotliwości $\langle f \rangle$ jej wartość wyniesie

$$\langle I_{SD} \rangle = Q \langle f \rangle \quad (255)$$

W kontekście zależności (254) i (255) widać, że wartość stałej czasowej τ_1 maleje ze wzrostem średniej częstości zliczeń przyspieszając tym samym proces rozładowywania pętli ładunkowej. Skonstruowany w BNL doświadczalny model omawianego przedwzmacniacza pracując z pojemnością wejściową 5,5 pF zapewniał w **temperaturze pokojowej** i w warunkach filtracji gaussowskiej ze stałą czasową $\tau = 10 \mu\text{s}$ zredukowanie równoważnego ładunku szumów **ENC** do poziomu poniżej 20 el.rms. $(\text{FWHM})_{Si} \cong 175 \text{ eV}$.

W układach przedwzmacniaczy bezrezystywnych elementami odprowadzającymi ładunek z pojemności C_F są złącza półprzewodnikowe o sterowanym przewodzeniu. Wnoszą one do układu *własne tło szumowe*, proporcjonalne do natężenia płynącego przez nie prądu, umniejszając w pewnej mierze korzyści osiągnięte przez wyeliminowanie źródeł szumu termicznego (rezystorów) na wejściu przedwzmacniacza. Efekt ten powoduje gwałtowne pogorszenie rozdzielczości energetycznej (wzrost FWHM) przy dużych częstościach zliczeń i jest głównym czynnikiem ograniczającym *obciążalność* spektrometru. Jako środek zaradczy wprowadzono *cykliczność* pracy przedwzmacniacza z podziałem cyklu na dwie fazy: **fazę aktywną** i **fazę restytucyjną**. W ciągu fazy aktywnej złącze rozładowujące utrzymywane jest w stanie odcięcia i ładunki niesione przez impulsy prądowe detektora gromadzone są bez odpływu w pojemności C_F , zaś napięcie wyjściowe narasta schodkowo aż do założonej wartości granicznej.

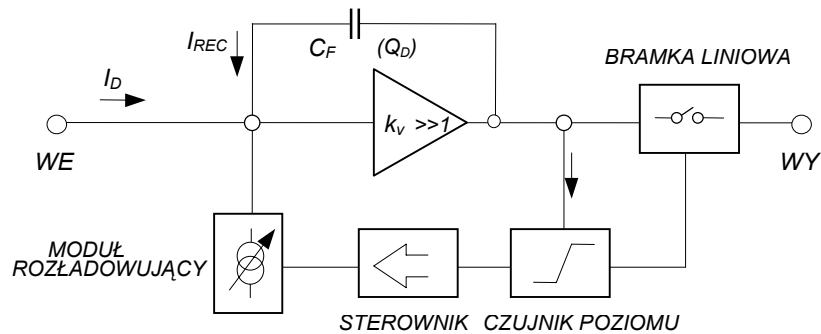
Osiągnięcie jej wykrywane jest przez odpowiedni *czujnik poziomu* (komparator), który w odpowiedzi wprowadza złącze rozładowujące w stan silnego przewodzenia, rozpoczynając drugą fazę cyklu pracy układu. Czas jej trwania (t_{REC}) podyktowany jest dopuszczalną wartością prądu rozładowania (I_{REC}) oraz wartością ładunku (Q_D) zdeponowanego w C_F podczas fazy aktywnej. W czasie trwania fazy restytucyjnej, działaniem celowo wprowadzonej bramki liniowej, przerywany jest tor transmisji sygnału do dalszych bloków toru spektrometrycznego.

Opisany sposób przywracania stanu „zerowego” przedwzmacniacza przyjęto powszechnie nazywać **techniką impulsowego sprzężenia zwrotnego** (*Pulsed Feedback Techniques*). Ilustracją powyższego opisu jest uproszczony, *uogólniony schemat funkcjonalny* tego typu przedwzmacniacza, przedstawiony na rysunku 72.

Do impulsowego trybu pracy dają się zaadaptować praktycznie wszystkie układy bezrezystywne o działaniu ciągłym. Możliwe są jednak również inne rozwiązania nie wywodzące się z tej kategorii przedwzmacniaczy. Literatura przedmiotu wymienia następujące odmiany układów z impulsowym sprzężeniem zwrotnym:

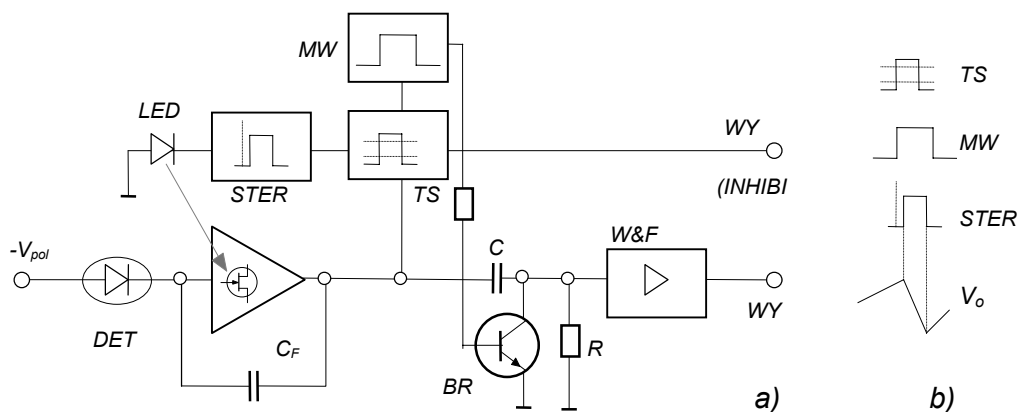
- układ z impulsowym sprzężeniem optoelektrycznym przez fotodiode
- **układ z impulsowym sprzężeniem optoelektrycznym przez złącze bramka-kanal**
- **układ z kluczem tranzystorowym**
- układ z impulsowym sprzężeniem przez dren

- układ ze zwrotnicą diodową
- układ z pompą diodową
- układ z pompowanie ładunku poprzez pojemność detektora.



Rys.72. Uogólniony schemat funkcjonalny przedwzmacniacza bezrezystywnego z impulsowym sprzężeniem zwrotnym

Rozwój techniki impulsowego sprzężenia zwrotnego zapoczątkowali Kandiah i Stirling⁶⁶ implementując ją do układu z ciągłym, zewnętrznym sprzężeniem optoelektronicznym. Konfigurację tę zreplikowano w udoskonalonej wersji stosującej zamiast „zewnętrznej” fotodiody fotoczułe „wewnętrzne” złącze bramka-kanal tranzystora polowego⁶⁷. W rozwiązaniu tym do kontroli poziomu napięcia wyjściowego zastosowano dyskryminator Schmitta z histerezą. Generowany w nim – z chwilą przekroczenia górnego poziomu – sygnał, swą krawędzią czołową „wyzwała” monowibrator sterujący bramką liniową, oraz za pośrednictwem członu opóźniającego jest przekazywany do układu napędzającego (*sterownika*) diody elektroluminescencyjnej. W ten sposób zapewniono pełne odcięcie toru pomiarowego na czas trwania fazy restytucyjnej, gdy na wyjściu przedwzmacniacza pojawia się silnie przeciążający skok napięciowy. Rysunek 73 ukazuje schematycznie elementy funkcjonalne pętli restytucyjnej oraz



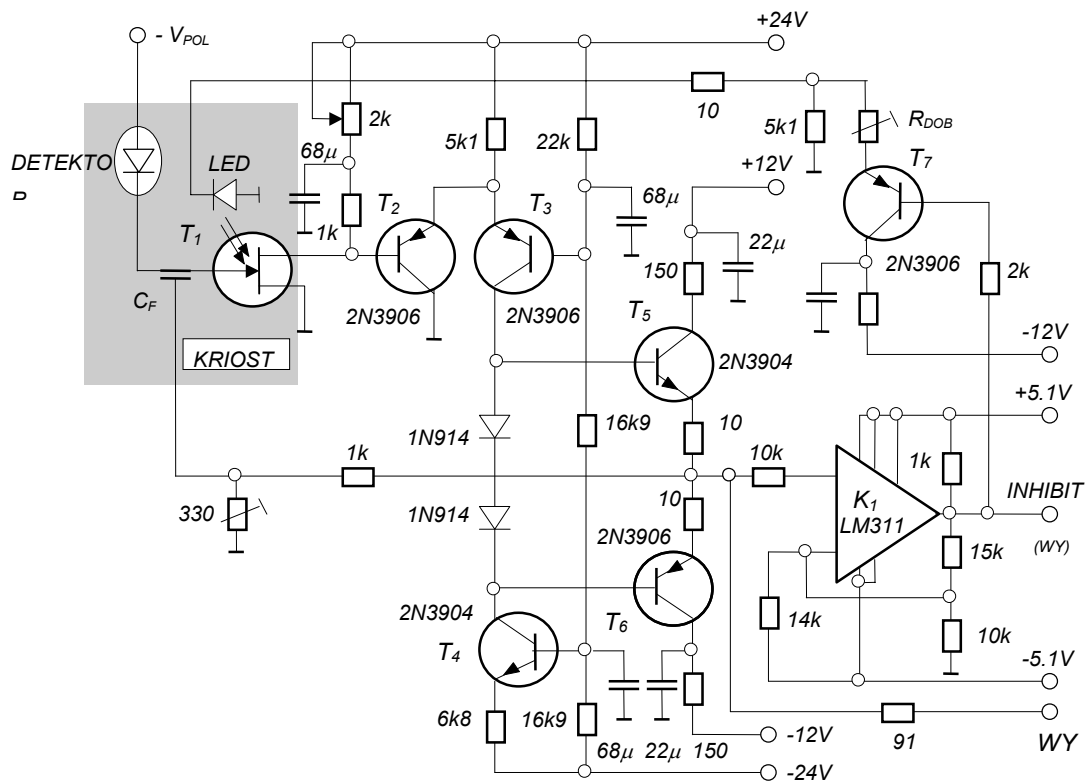
Rys.73. Schemat funkcjonalny przedwzmacniacza z impulsowym sprzężeniem opto-elektronicznym (a) oraz diagramy przebiegów czasowych (b).

TS – Tryger Schmitta, MW – Monowibrator, STER – Sterownik LED,
 W&F – Wzmacniacz +Filtr, BR – Bramka liniowa (równoległa),
 LED – Dioda elektroluminescencyjna,
 V_o – Napięcie wyjściowe przedwzmacniacza ładunkowego, DET – Detektor.

sposób „bramkowania” toru transmisyjnego przy pomocy równoległego klucza tranzystorowego. Dyspersja szumowa omawianego układu w warunkach optymalnej kriogenizacji stopnia wejściowego oraz filtracji typu CR-(RC)³ ze stałą czasową $\tau = 11 \mu\text{s}$ nie przekroczyła poziomu $(\text{FWHM})_{\text{Si}} = 100 \text{ eV}$, przy szybkości zliczeń przewyższającej znacznie graniczną częstotliwość uwarunkowaną dopuszczalną „obciążalnością” spektrometru.

W zmodernizowanej wersji omawianego przedwzmacniacza⁶⁸ zastosowano szybszą sekcję ładunkową z bipolarnym stopniem wyjściowym, oraz zmodyfikowano system formowania sygnałów restytucyjnego i bramkującego. Głównym celem wprowadzonych zmian układowych było zapobieżenie efektowi „uzależnionych od energii strat impulsów” inicjujących proces restytucyjny. System ten znalazł również zastosowanie w alternatywnym rozwiązaniu bezrezystywnego przedwzmacniacza ładunkowego z impulsowym rozładowywaniem pętli ładunkowej, a mianowicie w układzie z „rozładowującym kluczem tranzystorowym”.

Walory konfiguracji z impulsowym sprzężeniem optoelektronicznym jak: **skrajnie niskie rozmycie szumów, duża obciążalność** oraz **prostota układowa**, zadecydowały o jej szerokim upowszechnieniu w systemach spektrometrii wysokiej rozdzielczości energetycznej. Przyczyniła się do niej niewątpliwie podjęcie seryjnej produkcji tej nowej generacji przedwzmacniaczy przez czołowe firmy światowe. Dla przykładu na rysunku 74 zamieszczono schemat zasadniczej części takiego przedwzmacniacza („CANBERRA” – Mod. 2008)⁶⁹.



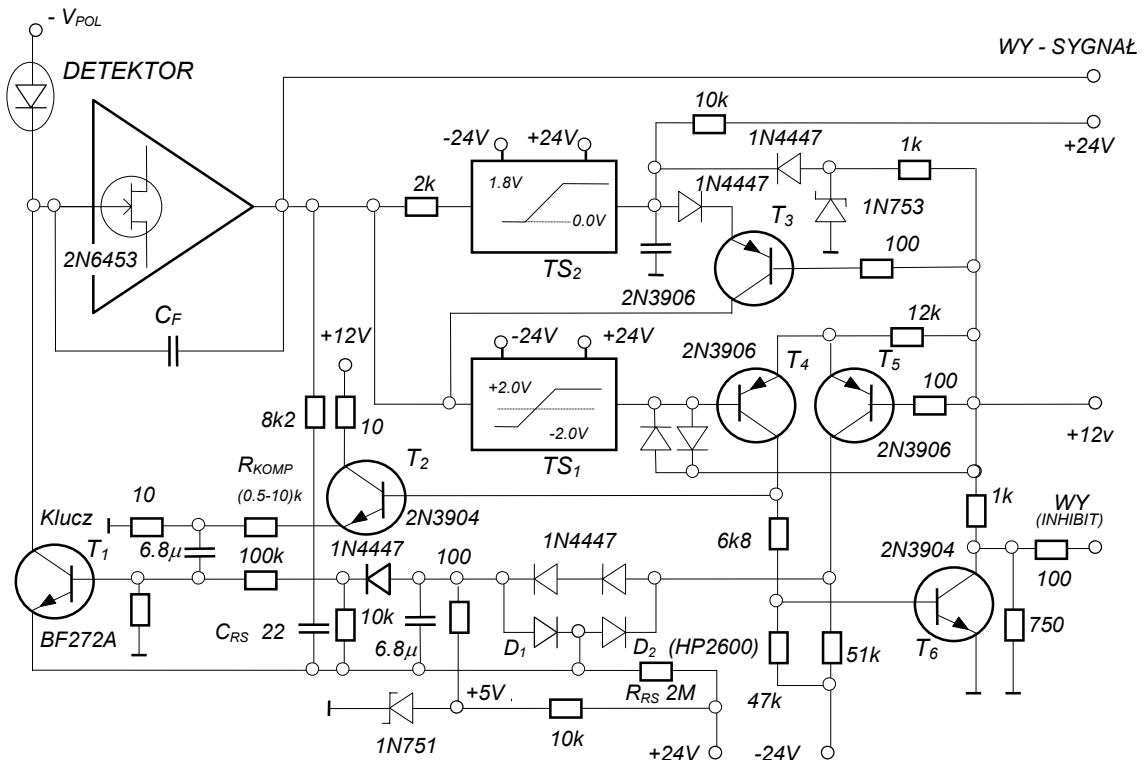
Rys.74. Schemat ideowy przedwzmacniacza Model 2008 - f-my „CANBERRA”

Nie trudno rozpoznać w nim bloki funkcjonalne wyróżniona na rysunku 73. Jądro układu stanowi sekcja ładunkowa w konfiguracji z napięciowym wzmacniaczem różnicowym (T_2, T_3, T_4) i przeciwstawnie symetrycznym stopniem wtórnikiem (T_5, T_6) na wyjściu. Komparator (K_1) pracujący w układzie dyskryminatora z histerezą „śledzi” zmiany poziomu napięcia wyjściowego sekcji ładunkowej, reagując na przekroczenie założonych wartości progowych (0, -4V) odpowiednią zmianą swego stanu logicznego. Związana z nim zmiana po-

tencjału wyjściowego wykorzystana jest po pierwsze do włączania i wyłączania klucza tranzystorowego (T_7) w obwodzie zasilania diody elektroluminescencyjnej (LED) i po wtóre, jako sygnał „INHIB”, bramkujący dalsze stopnie toru spektrometrycznego w trakcie fazy restytucyjnej. Na schemacie powyższym pominięto dodatkowy monowibrator (wykonany na tego samego typu komparatorze), umożliwiający przedłużenie interwału zablokowania toru transmisyjnego, jak również obwód, z umieszczonym w kriostacie rezystorem grzejnym, służący do ustalania optymalnej temperatury pracy tranzystora polowego.

Technika impulsowego sprzężenia optoelektronicznego nie jest wolna od niedostatków. Są one różnej natury, zarówno technicznej jak fizycznej^{70,71}. Pierwsze wnoszą określone ograniczenia eksploatacyjne, a także narzucają konieczność starannej, wieloaspektowej selekcji wejściowego tranzystora polowego JFET. Drugie natomiast manifestują się jako tzw. „efekty wtórne” (ang. „after-effects”), występujące zarówno w tranzystorze polowym jak i w detektorze, związane z silną iluminacją złącza bramka-kanal JFETA, oraz przenikaniem impulsu świetlnego do detektora półprzewodnikowego. Efekty te utrzymują się przez relatywnie długi okres czasu po zaniku impulsu świetlnego (rzędu setek mikrosekund) powodując znaczące, zwłaszcza w zakresie dużych częstotliwości zliczeń, pogorszenie rozdzielczości energetycznej. Z pośród różnych mechanizmów fizycznych odpowiedzialnych za te zjawiska za najważniejsze uznawane są: magazynowanie i dyfuzja ładunków z „peryferyjnych” obszarów tranzystora polowego oraz wymuszane światłem zmiany powierzchniowych stanów ładunkowych w detektorach, a w szczególności w detektorach germanowych. Jedynym sposobem eliminacji niekorzystnych skutków tych efektów jest odpowiednie przedłużenie czasu blokady (bramkowania) toru pomiarowego, Prowadzi to jednak do niepożądanego, i to bardzo znacznego, zwiększenia czasu martwego systemu spektrometrycznego.

Na gruncie wyżej zasygnalizowanych problemów wrócono do wcześniej już wysuwanej koncepcji⁷⁰ układu z rozładowującym kluczem tranzystorowym („*Transistor Reset Preampli-*



Rys. 75. Uproszczony schemat ideowy bezrezystywnego przedwzmacniacza ładunkowego z tranzystorowym kluczem restytucyjnym.

fier”). Uproszczony schemat takiej konfiguracji ⁷¹ pokazuje rysunek 75. Dla przejrzystości układu, dwa konwencjonalne trygery Schmitta z histerezą oraz sekcję ładunkoczułą, zapożyczoną ze wspomnianej uprzednio, udoskonalonej wersji przedwzmacniacza z impulsowym sprzężeniem opto-elektronicznym⁶⁸, oznaczono tylko symbolami schematowymi. W stopniu wejściowym sekcji ładunkowej zastosowano szybką kaskodę „OS-OB” z obciążeniem źródłem prądowym i bootstrapowaniem pojemności kolektorowych tranzystorów bipolarnych. Wyjściowy stopień wykonano natomiast w rozbudowanym układzie przeciwstawnie symetrycznym o dynamice $\pm 2,0$ V. Cykl pracy przedwzmacniacza kontrolowany jest przez układ logiki. W skład jego wchodzi obydwa trygery Schmitta (TS_1 i TS_2), obwód „odczekania” (C_{DEL}), „sterownik” (T_5) klucza tranzystorowego (T_1), oraz obwód kompensacji przegłosu (T_4, T_2). Z wyjścia tranzystora T_4 odbierany jest nadto sygnał wzbronienia transmisji (INHIBIT), przekazywany do układu bramkującego za pośrednictwem prostego stopnia OE (T_6).

Organizacja pracy trygerów pozwala przekazać do wzmacniacza głównego spektrometru wszystkie impulsy zawarte w interwale fazy aktywnej przedwzmacniacza; łącznie z impulsem inicjującym przełączanie układu do fazy restytucyjnej. W szczególności wyraża się ona zastosowaniem tandemu dyskryminatorów TS_1 i TS_2 o celowo zróżnicowanych progach i histerezach. Dyskryminator TS_1 pełni funkcję trygera wykonawczego, generującego sygnał sterowania kluczem T_1 oraz sygnał bramkowania toru sygnału informacyjnego (ciągu impulsów detektora). Próg tego dyskryminatora i histerezę ustalono odpowiednio na poziomach $+2,0$ V oraz $4,0$ V. Zdziałanie dyskryminatora TS_1 uwarunkowane przekroczeniem jego progu dyskryminacji, jest dodatkowo uzależnione od opóźnionej o około $20 \mu s$ odpowiedzi dyskryminatora TS_2 przekazywanej do TS_1 za pośrednictwem tranzystora T_3 oraz obwodu inercyjnego z pojemnością C_{DEL} . Próg tego dyskryminatora powinien być nastawiony na poziomie niższym od progu dyskryminatora TS_1 o wartość spodziewanej, maksymalnej amplitudy impulsu informacyjnego. Wprowadzona zwłoka w rozpoczęciu fazy restytucyjnej pozwala w konsekwencji przekazać do dalszego „procesowania” inicjujący ją impuls wyjściowy przedwzmacniacza.

W obrębie fazy aktywnej klucz tranzystorowy znajduje się w stanie odcięcia. Zapewnia go „zakotwiczenie” jego emitera na potencjale nieco niższym od potencjału bazy ($+5$ V), podkątowanym przez układ wentyli diodowych (D_1-D_2) oraz źródło napięcia referencyjnego na diodzie Zenera (D_3). W stanie odcięcia utrzymywany jest wtedy również tranzystor T_5 . Z chwilą pobudzenia dyskryminatora TS_1 wymuszona zostaje zmiana przewodzenia „dwójki” (T_4-T_5) powodując w efekcie odcięcie diody D_2 . W rezultacie obwód emitera klucza T_1 zostaje przełączony do wysokooporowej gałęzi R_{RS} zasilanej napięciem $V_z = +24$ V, wprowadzając T_1 w stan przewodzenia. Równocześnie, do gałęzi tej zostaje przełączony szeregowy układ rezystorowo-pojemnościowy ($R = 8k\Omega$ i $C_{RS} = 22$ pF). Ilościowe relacje wielkości determinujących przebieg procesów przejściowych w wymienionych obwodach pozwala z grubym przybliżeniem traktować układ zasilający jako źródło prądowe o wydajności I_{RS} . Relatywnie znikoma jego część wykorzystana jest dla restytucji stanu pętli ładunkowej (C_F), natomiast prawie nie uszczuplona wartość I_{RS} powoduje ładowanie pojemności C_{RS} (22 pF), aż do momentu sprowadzenia poziomu na wyjściu przedwzmacniacza do wartości dolnego progu dyskryminatora TS_1 ($-2,0$ V). Tym samym kończy się faza restytucyjna i układ przełączony zostaje ponownie do fazy aktywnej. W procesie takiego przełączenia zwrotnego na emiterze pojawia się niewielki skok napięcia, który poprzez pojemności rozproszone może przenikać na bramkę JFETa powodując silne przeciążenie kolejnych stopni aktywnych. Dla zapobieżenia temu efektowi skład przedwzmacniacza wyposażono w dodatkowy obwód kompensacji przegłosu. Stanowi go pętla T_4-T_2 przekazująca na bazę klucza tranzystorowego T_1 dodatni skok napięcia o dobieranej doświadczalnie wartości, nastawianej przy pomocy regulowanego

rezystora R_{KOMP} (500Ω-1kΩ) w dzielniku wyjściowym wtórnika emiterowego T_2 .

Czas trwania *fazy restytucyjnej* T_{RES} określony jest wartościami parametrów obwodu C_{RS} i R_{RS} oraz napięcia zasilającego V_Z i histerezy dyskryminatora TS_1 (V_H), zgodnie z relacją

$$T_{RES} = R_{RS} C_{RS} \ln \left(\frac{V_Z}{V_H} \right) \quad (256)$$

Dla wartości podanych na schemacie układu wynosi on $T_{RES} \cong 10 \mu s$. Z drugiej strony, prosty bilans ładunku akumulowanego w – i odprowadzanego z – szeregowej pojemności pętli ładunkowej C_F pozwala wyznaczyć czasokres *fazy aktywnej* T_{AKT} .

$$T_{AKT} = \frac{C_F V_H}{\sum_i (Q_i \langle f_i \rangle)} \quad (257)$$

przy czym $Q_i = q \frac{E_i}{W}$ jest ładunkiem niesionym przez indywidualny (i-ty) impuls detektora

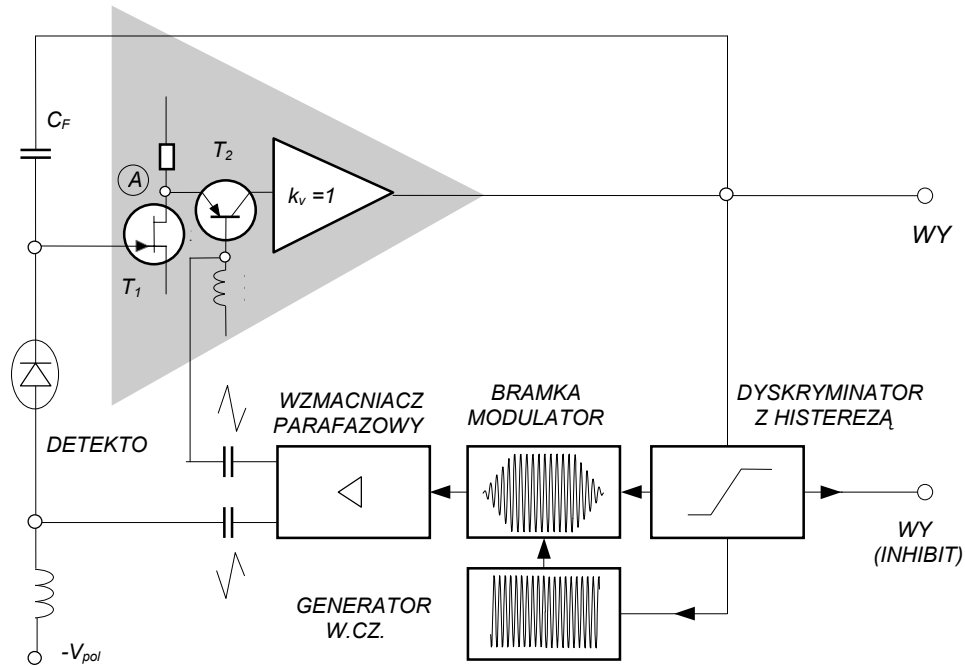
- zaś E_i - energią promieniowania deponowaną w detektorze w akcie detekcji
 $\langle f_i \rangle$ - średnią częstością zliczeń (i-tych) impulsów ładunkowych detektora
 W - współczynnikiem konwersji detektora.

Włączenie na wejście przedwzmacniacza klucza tranzystorowego wprowadza do tego obwodu dodatkowe pojemności parazytowe (kolektorową C_C i montażową C_r) oraz źródło szumu śrutowego (prąd zerowy kolektora I_{C0}), degradujące w pewnej mierze walory tej wersji techniki impulsowego sprzężenia zwrotnego. Współczesna technologia krzemowa oferuje jednak tranzystory o skrajnie niskich wartościach pojemności i prądu zerowego kolektora ($C_C \cong 0,3 \text{ pF}$ oraz $I_{C0} \cong 10^{-10} \text{ A}$), dla których pogorszenie rozdzielczości energetycznej jest istotnie zminimalizowane. W szczególności efekt szumowy prądu I_{C0} w relacji do szumu globalnego okazuje się całkowicie zaniedbywalny. W celu możliwie maksymalnego ograniczenia pojemności połączeń, tranzystor „kasujący” kojarzy się z wejściowym tranzystorem polowym (po ich uprzednim rozkapsułowaniu) w formie zamkniętej ministruktury hybrydowej. Wynika stąd konieczność pracy klucza w temperaturze kriogenicznej FETa, gdy współczynnik wzmocnienia prądowego α tranzystora bipolarnego ulega silnej redukcji. Warto w tym miejscu przypomnieć ogólną zależność $\alpha(T)$ wyrażoną pośrednio przez termiczne uzależnienia parametrów fizycznych półprzewodników (dla tranzystora PNP)⁷².

$$\alpha(T) = \sec h \left\{ \frac{W_B}{\sqrt{D_B(T) \tau_{pB}(T)}} \left[1 + j\omega \tau_{pB}(T) \right]^{\frac{1}{2}} \right\} \quad (258)$$

gdzie: W_B - szerokość bazy, zaś D i τ_{pB} – odpowiednio współczynnik dyfuzji nośników ładunku (dziur) oraz ich czas życia w obszarze bazy. Dodajmy, że przebiegi zależności temperaturowych przyjmują różny kształt w różnych przedziałach temperatury, wykazując nadto silną zależność od koncentracji domieszek. Wobec takiego splotu uzależnień, w praktyce dokonuje się wyboru odpowiedniego egzemplarza, na podstawie indywidualnych pomiarów charakterystyk $\alpha(T)$ tranzystorów wstępnie wyselekcjonowanego typu. Rozporządzalnie aktualnie tranzystory krzemowe nie nastroją pod tym względem kłopotów i podstawowe wymagania dotyczące ich własności odnoszą się głównie do pojemności kolektor – baza, prądu zerowego kolektora oraz szumów złącza kolektor – baza⁷¹.

W kategorii bezrezystywnych przedwzmacniaczy z impulsowym sprzężeniem zwrotnym duże nadzieje rokował układ z impulsowym sprzężeniem przez dren. Proste w koncepcji przystosowanie do tego systemu pracy układu ze sprzężeniem ciągłym (zastąpienie integratora sterowanym przełącznikiem napięcia drenu), okazało się bardzo kłopotliwym w realizacji praktycznej. Próbę ich przewyciężenia ilustruje, przedstawiony na rysunku 76, uproszczony schemat blokowy takiego układu opracowanego w breszciańskiej filii Politechniki Mediolańskiej^{73,74}.



Rys. 76. Uproszczony schemat blokowy przedwzmacniacza ładunkowego z impulsowym sprzężeniem przez dren.

Wobec niskiej impedancji wziernej punktu węzłowego (A) kaskody, uniemożliwiającej bezpośrednie sterowanie napięciowe na drenie FETa pożądane zmiany napięcia drenu wymuszane są pośrednio sygnałem podawanym na bazę tranzystora T_2 pełniącego w okresie fazy restytucyjnej funkcję stopnia bifazowego. Podczas fazy aktywnej pojemność sprzęgająca tranzystor T_2 z napięciowym źródłem sygnału w.cz. zwiera jego bazę do masy, nadając temu stopniowi własności układu **OB**.

Wysoki poziom sygnału sterującego wyklucza jednak, ze względu na możliwość drastycznego przeciążenia dalszych stopni układu, konwencjonalny sposób sterowania napięciowym impulsem prostokątnym. Stąd też zrodziła się koncepcja sterowania celowo uformowaną **paczką sygnału sinusoidalnego** o częstotliwości wykraczającej znacząco poza pasmo przeniesienia zagrożonych przeciążeniem stopni. Składowa w.cz. napięcia drenu powoduje okresowe zmiany wartości chwilowych *prądu nadmiarowego bramki*. Nieliniowość charakterystyki $\Delta I_G - V_D$ (rys. 66) sprawia, że wpływ dodatnich półokresów napięcia modulującego przeważa nad ujemnymi, w rezultacie czego powstaje **nadwyżka prądu nadmiarowego bramki**, niezbędna dla rozładowania pojemności C_F .

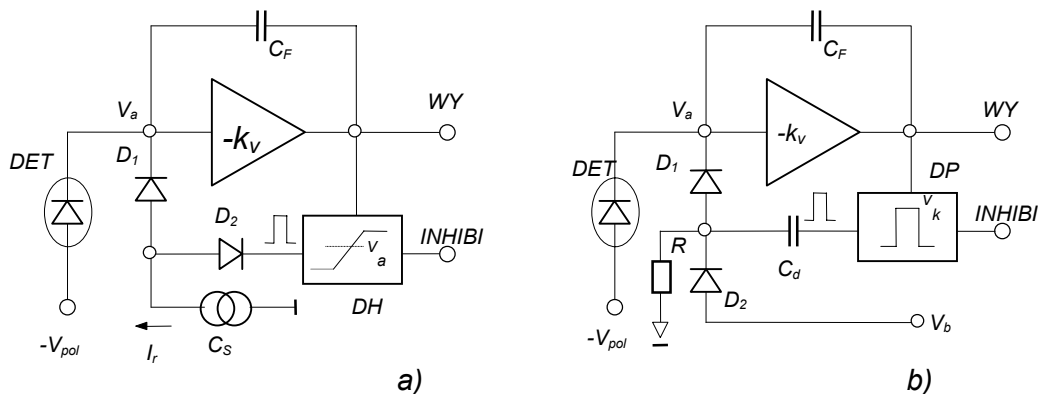
Włączenie sygnału modulującego powinno w zasadzie zachodzić przy jego zerowej fazie początkowej. Warunek ten determinuje wartość maksymalnej szybkości narastania sygnału podyktowaną przez jego częstotliwość. W omawianym układzie zastosowano rozwiązanie alternatywne w formie bloku funkcjonalnego *bramki modulowanej*. Efektem jego działania jest ograniczenie szybkości narastania oraz spadku amplitudy (w przedziale od zera do

ustalanej wartości maksymalnej) formowanego pakietu sygnału wysokiej częstotliwości. Stąd też charakterystyczny, bi-trapezowy kształt obwiedni takiego pakietu. Ukazuje go „ikonka” w polu schematowym bloku funkcjonalnego BRAMKA – MODULATOR na rysunku 76.

Szkodliwym skutkiem ubocznym przyjętego sposobu generowania prądu rozładowującego jest zwrotne przenikanie sygnału w.cz. (20 MHz) na bramkę tranzystora polowego przez pojemność C_{DG} (dren-bramka). Powoduje ono synfazowe zmiany prądu drenu, a w prostej konsekwencji antyfazowe zmiany napięcia drenu, osłabiając w rezultacie skuteczność modulacji. Dla zapobieżenia temu zjawisku posłużono się metodą kompensacyjną podając poprzez pojemność złączową detektora C_D na bramkę FETa analogiczny, lecz o przeciwnej fazie, pakiet sygnału w.cz. o odpowiednio zmodyfikowanej amplitudzie. Sygnał taki formowany jest w bloku WZMACNIACZA PARAFAZOWEGO.

Adaptacja przedwzmacniacza Elada do pracy impulsowej (n.b. należałoby raczej mówić o pracy w systemie „wyzwalanego sprzężenia przez dren”) wymagała więc znacznej rozbudowy układu, co przekreśliło praktycznie możliwości jego upowszechnienia.

Podobnie też, za relikty prac rozwojowych w dziedzinie bezrezystywnych przedwzmacniaczy ładunkowych z impulsowym sprzężeniem restytucyjnym, uznać należy układy ze „sterowanymi kluczami diodowymi”. W laboratoriach LRL (Lawrence Radiation Laboratory) w Berkeley opracowano dwie wersje takich układów⁷⁰. Na rysunku 77 przedstawiono uproszczone schematy funkcjonalne obu wersji; a) ze „zwrotnicą diodową” i b) z „pompą diodową”



Rys. 77. Uproszczone schematy blokowe przedwzmacniaczy z kluczami diodowymi⁷⁰

W konfiguracji ze zwrotnicą diodową pojemność C_F w okresie fazy restytucyjnej t_{res} jest rozładowywana stałym prądem I_r źródła prądowego CS za pośrednictwem diody D_1 . Dioda D_2 , kotwiczona na wyjściu dyskryminatora z histerezą (DH) blokowana jest wówczas jego napięciem wyjściowym, związanym z aktualnym stanem stabilnym tego stopnia. Długość fazy restytucyjnej determinuje równanie bilansu ładunku

$$I_r t_r = V_F C_F \quad (259)$$

gdzie: V_F oznacza wartość napięcia na pojemności C_F (równej w istocie wartości poziomemu wyjściowemu V_o sekcji ładunkowej). Z chwilą spadku potencjału wyjściowego sekcji ładunkowej do dolnego poziomu dyskryminacji następuje skokowa zmiana wartości potencjału kotwiczącego diodę D_2 do poziomu niższego od wartości spoczynkowej potencjału V_a na wejściu przedwzmacniacza. W rezultacie dioda D_2 zostaje wprowadzona w stan przewodzenia, przejmując cały prąd źródła prądowego, zaś dioda D_1 ulega odcięciu.

W drugiej wersji restytucja stanu pętli ładunkowej dokonuje się w efekcie iniekcji do tego obwodu określonej porcji ładunku kompensującego Q_k (przeciwnej polarności) za pośrednictwem konwencjonalnej pompy diodowej. Transfer ładunku inicjowany jest każdym przekroczeniem założonego, górnego poziomu na wyjściu sekcji ładunkowej, kontrolowanym przez jeden tylko dyskryminator progowy (DP). Wygenerowany w nim impuls napięciowy o amplitudzie V_k i założonym czasie trwania t_k ładuje (via D_2) pojemność dozującą C_d , deponując w niej ładunek o wartości

$$Q_k = V_K C_D \quad (260)$$

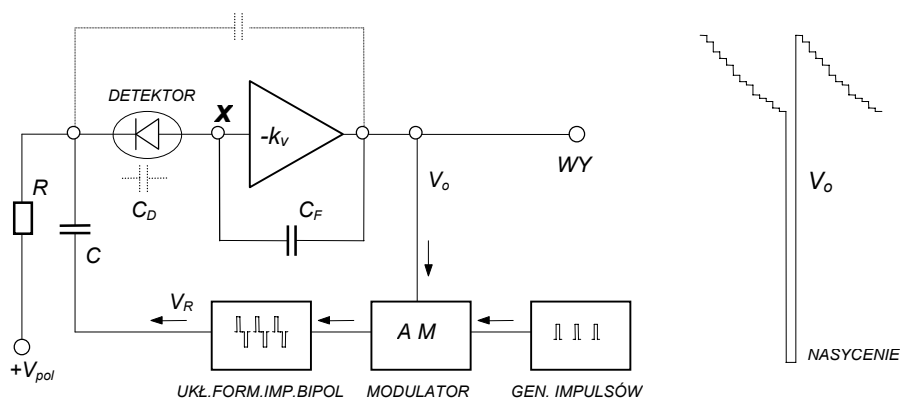
(Dla przyspieszenia ładowania diodę D_2 spolaryzowano „słabo” w kierunku przewodzenia). Ładunek Q_k po zaniku impulsu dyskryminatora przekazywany jest z kolei (via D_1) do gałęzi ładunkowego sprzężenia zwrotnego, gdzie „neutralizuje” zgromadzony podczas fazy aktywnej ładunek Q_{ak} równy

$$Q_{ak} = V_{omaks} C_F \quad (261)$$

Czas trwania fazy restytucyjnej określony jest więc szerokością impulsu dyskryminatora t_k która musi jednak przewyższać łączny czas przebiegów przejściowych w procesie przekazu ładunku.

W obu wersjach impuls generowany w czujnikach poziomu (DH, DP) wykorzystywany jest również do bramkowania toru transmisji sygnału jako sygnał wzbronienia (INHIB). Obydwie wersje obciążone są takimi samymi, poważnymi wadami. Po pierwsze wnoszą one na wejście własną pojemność złączową z wiadomym nam już szkodliwym wpływem na rozdzielczość energetyczną przedwzmacniacza. Po wtóre zaś, przy wymaganej dużej amplitudzie sygnału sterującego, znaczącymi okazują się: efekt *przegłazania* (przez pojemności własne diod) oraz efekt *przeciągania* (magazynowanie ładunku na „wolnych” stanach powierzchniowych).

W rozpatrywanych dotąd układach przedwzmacniaczy bezrezystywnych ze sprzężeniem impulsowym początki fazy restytucyjnej uwarunkowane były każdorazowym przekroczeniem górnego poziomu dyskryminacji na wyjściu sekcji ładunkowej. W tym sensie były one rozłożone w czasie w sposób aperiodyczny. Formalnie możliwe jest jednak rozwiązanie alternatywne, polegające na okresowym (periodycznym) przywracaniu spoczynkowego stanu pętli ładunkowej niezależnie od poziomu na wyjściu wzmacniacza. Możliwość tę wykorzystał Radeka⁷⁵ w układzie, który zyskał miano „przedwzmacniacza z pompowaniem ładunku przez pojemność detektora”. Schemat blokowy tego układu przedstawia rysunek 78.



Rys. 78. Schemat blokowy konfiguracji z pompowaniem ładunku przez pojemność detektora.

Restytucja stanu pętli ładunkowej dokonuje się tu w dwóch sukcesywnych stadiach. W pierwszym stadium dodatni impuls restytucyjny V_R wprowadza w stan przewodzenia złącze bramka-kanal wejściowego tranzystora polowego, powodując w efekcie spływ ładunku z pojemności C_F do „masy” oraz naładowanie pojemności dozującej C_D (w charakterze której wykorzystano pojemność złączową detektora) do poziomu $Q_R \cong V_R C_D$. W stadium drugim, z chwilą zakończenia impulsu restytucyjnego, ładunek Q_R rozdziela się na dwie, połączone równolegle, pojemności C_D i C_F . Potencjał punktu węzłowego „x” na wejściu wzmacniacza przyjmuje wówczas wartość

$$V_x = -V_R \frac{C_D}{C_D + C_F} \quad (262)$$

Podany opis funkcjonalny oparty jest na „cichym założeniu”, że impulsy restytucyjne nie podlegają działaniu sygnałowego, ujemnego sprzężenia zwrotnego. W rozwiązaniu praktycznym założenie takie zostało zadowalająco spełnione dzięki drastycznemu skróceniu czasu trwania tych impulsów (t_R) w relacji do czasu narastania wzmacniacza (t_n), tak aby $t_R \ll t_n$. W znaczącej mierze chroni ono również dalsze stopnie wzmacniające przed skutkami głębokiego przesterowania przez ujemny impuls sekcji ładunkowej formowany na jej wyjściu podczas przewodzenia złącza bramka-kanal. Dodatkowo, dla skuteczniejszego zaradzenie efektem przeciążenia, impulsom restytucyjnym nadano kształt bipolarny.

Wobec periodyczności aktów restytucyjnych są one inicjowane przy losowo zróżnicowanych stanach pętli ładunkowej i odpowiadających im poziomach napięcia wyjściowego. Dla przywrócenia *stanu spoczynkowego* zróżnicowana winna być więc odpowiednio również amplituda impulsów restytucyjnych. Innymi słowy amplituda tych impulsów musi być uzależniona od poziomu napięcia wyjściowego sekcji ładunkowej. W dyskutowanym układzie celwi temu służy blok modulacji amplitudy (AM). Podlegają jej impulsy monopolarne o czasie trwania $t_R = 50$ ns i częstotliwości repetycji $f = 200$ Hz, dostarczane przez autonomiczny generator. Po zmodulowaniu (w przedziale od 0 do 10 V) impulsy te przekształcane są z kolei do postaci bipolarnej w konwencjonalnym obwodzie formującym ze zwartą linią opóźniającą. Częstotliwość repetycji ustalana jest w zależności od energii promieniowania; tak na przykład dla miękkiego promieniowania rentgenowskiego można ją obniżyć blisko o rząd wielkości.

Zastosowanie w układzie niskoszumnego tranzystora polowego JFET z kanałem typu „n” narzuciło w konsekwencji, ukazany na rysunku 78, sposób włączenia detektora oraz jego polaryzacji. Pociąga to jednak za sobą pewne ograniczenia eksploatacyjne⁷⁰.

Istotną zaletą omawianego układu jest brak na jego wejściu jakichkolwiek dodatkowych elementów, zarówno inherentnie szumogennych (diody, rezystory) jak i innych (reaktancyjnych) powodujących pogorszenie rozdzielczości energetycznej przedwzmacniacza. Stąd też w praktycznie wykonanym układzie uzyskano bardzo niskie rozmycie szumowe. W warunkach filtracji gaussowskiej ze stałą czasową $\tau = 10$ μ s, wyniosło ono (w przeliczeniu na detektor krzemowy) – $(FWHM)_{Si} = 146$ eV.

Dodać wreszcie należy, co zresztą sygnalizował autor tej techniki, że dla rozszerzenia zakresu injektowanego ładunku restytucyjnego, możliwe jest równoczesne kontrolowanie (poziomem wyjściowym sekcji ładunkowej) zarówno amplitudy impulsów restytucyjnych jak i ich częstotliwości repetycji. Wersja taka nie doczekała się jednak realizacji praktycznej.