

## 4. Aktywne układy elektroniki „Front-End”

W tej kategorii układów elektroniki odczytu mieszczą się różnego rodzaju wzmacniacze spełniające specyficzne wymagania założonego trybu pracy. Przedmiotem naszego szczególnego zainteresowania będzie obszerna grupa *wzmacniaczy impulsowych* oraz specjalna klasa wzmacniaczy *średniego poziomu*; tzw. *wzmacniacze elektrometryczne*.

### 4.1. Przedwzmacniacze impulsowe.

Stosownie do założonego trybu pracy układów impulsowych „Front-End” wykorzystywane w nich przedwzmacniacze powinny spełniać właściwe tym trybom wymagania. Stąd też przyjęto taki sam sposób ich klasyfikacji, wyróżniając odpowiednio układy prądowe, napięciowe i ładunkowe.

#### 4.1.1. Przedwzmacniacze prądowe.

Użyte tutaj, znamionujące przedwzmacniacz określenie „**prądowy**” wiąże się nierozdzielnie z własnościami jego obwodu wejściowego, zapewniającego optymalne warunki RECEPCJI ciągu impulsów prądowych detektora. Przedwzmacniacze te w odpowiedzi na ciąg impulsowych wymuszeń prądowych dają ciąg impulsów napięciowych. Należy je zatem zakwalifikować do kategorii „*wzmacniaczy transimpedancyjnych*” charakteryzujących się *wzmocnieniem mieszanym (hybrydowym)* o współczynniku wzmocnienia  $k_g = V_o/I_i$ .

Parametry czasowe wejściowych impulsów prądowych determinują podstawowe wymagania względem układu wzmacniającego. Zostały one zresztą sformułowane w rozdziale poprzednim, traktującym ogólnie o trybach pracy układów elektroniki odczytu. Wykazaliśmy wówczas, że dla odbioru sygnału z detektora z wiernym zachowaniem jego kształtu, stała czasowa obwodu wejściowego „odbiornika” powinna być znacząco mniejsza od *czasu trwania* impulsu. Dopelnieniu warunków optymalnej RECEPCJI sygnału muszą towarzyszyć również optymalne warunki jego przetwarzania. Oznacza to, że wnoszone przez przedwzmacniacz zniekształcenia liniowe i nieliniowe, podobnie zresztą jak i jego szумы własne, powinny być możliwie jak najmniejsze. Przypomnijmy, że zniekształcenia liniowe wzmacniacza są uwarunkowane przebiegiem i zakresem jego charakterystyk częstotliwościowych. Wynika więc stąd żądanie odpowiednio szerokiego pasma przenoszenia oraz maksymalnej płaskości charakterystyki amplitudowej i maksymalnej liniowości charakterystyki fazowej.

Przedstawione wyżej w zarysie wymagania stawiane przedwzmacniaczom „prądowym” często formułowane są w jeszcze bardziej lapidarnym ujęciu, eksponując jako zasadnicze, dwie cechy tego rodzaju wzmacniaczy:

- skrajnie niską rezystancję wejściową, oraz
- bardzo szerokie pasmo przenoszenia.

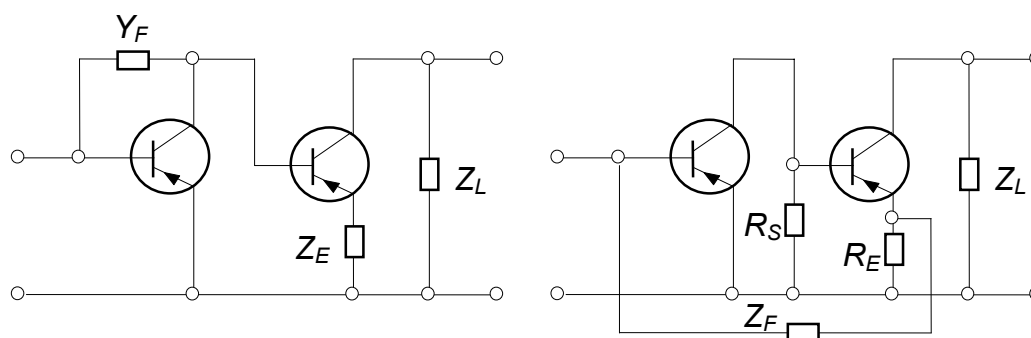
Z pośród rozporządzalnych elementów aktywnych najkorzystniejszymi dla realizacji układów wzmacniających spełniających postawione wymagania okazują się tranzystory bipolarne w połączeniu OE. Prosty stoień wzmacniający tego rodzaju nie zapewnia jednak zadowalająco niskiej rezystancji wejściowej, której wartość (przy niezbyt wysokiej oporności ob-

ciążenia) kształtuje się na poziomie  $h_{11e}$  (rzędu kiloomów). Skuteczne remedium stanowi w tym względzie ujemne sprzężenie zwrotne. W obu wersjach sprzężenia *równoległego*, napięciowego i prądowego, daje ono w przybliżeniu  $(1+\beta_i K_i)$ -krotne zmniejszenie impedancji wejściowej objętej nim sekcji wzmacniającej; przy czym  $\beta_i$  oraz  $K_i$  oznaczają odpowiednio transmitancję prądową pętli sprzężenia zwrotnego i wzmacnienie prądowe tej sekcji (patrz Dodatek F).

Szczególnie korzystnymi własnościami odznaczają się dwustopniowe sekcje wzmacniające, zwane popularnie *dwójkami ze sprzężeniem zwrotnym*, wykonywane w dwu charakterystycznych konfiguracjach

- dwójki z lokalnym sprzężeniem mieszanym, oraz
- dwójki ze sprzężeniem dwustopniowym.

Przedstawiono je w dużym uproszczeniu schematycznym na rysunku 25 a,b.



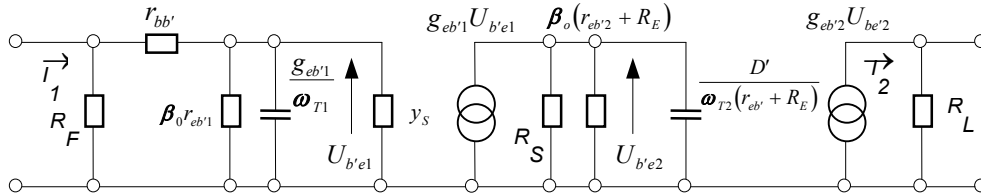
**Rys.25.** Konfiguracje prądowych sekcji wzmacniających z lokalnym (a) i dwustopniowym (b) sprzężeniem zwrotnym.

W **wersji (a)** stopień pierwszy objęty ujemnym *sprzężeniem kolektorowym* odznacza się niską impedancją wejściową i wyjściową oraz dużą skutecznością zastosowanego sprzężenia w warunkach wysokiej impedancji źródła sygnału przy niskiej impedancji obciążenia. Drugi stopień tej sekcji o *sprzężeniu emiterowym* charakteryzuje się natomiast wysoką impedancją wejściową i wyjściową. Tego typu sprzężenie osiąga wysoką skuteczność przy niskiej impedancji źródła sygnału i obciążenia. W kontekście wymienionych cech obu stopni sekcji połączenie ich w kaskadę w sekwencji przedstawione na schemacie, układ taki jawi się jako doskonały wzmacniacz prądowy. Jego dodatkowymi zaletami są wysoka stałość wzmacnienia oraz możliwość asynchronicznego formowania charakterystyki przenoszenia.

**Wersję (b)** znamionują podobne cechy, a więc mała impedancja wejściowa i duża wyjściowa. Zapięcie pętli sprzężenia zwrotnego na niską rezystancję  $R_E$  czyni układ mało wrażliwym na obciążenie impedancją  $Z_F$ . Cenną zaletą układu jest wreszcie mała jego *przeźroczystość*, zwłaszcza przy silnym obciążeniu impedancją wejściową kolejnej sekcji. Te i inne korzystne własności sekcji ze sprzężeniem dwustopniowym preferują ją do wykorzystania w szerokopasmowych wzmacniaczach prądowych.

Podstawą analitycznego opisu każdego aktywnego układu elektronicznego jest racjonalnie przyjęty jego schemat zastępczy, W rozważanym przypadku wzmacniacza szerokopasmo-

wego do opisu własności tranzystorów najkorzystniejszym okazuje się model typu *hybryd  $\pi$* , a zwłaszcza jego forma unilateralna. Rysunek 26 przedstawia w takiej właśnie reprezentacji uproszczony, zastępczy schemat prądowej dwójki wzmacniającej ze sprzężeniem przez dwa stopnie (z rozpiętą pętlą sprzężenia zwrotnego). Szczegółową jego analizę znajdzie czytelnik w pracy **Ghausi’ego**<sup>25</sup> oraz w ogólnie dostępnej monografii **Goldego**<sup>26</sup>.

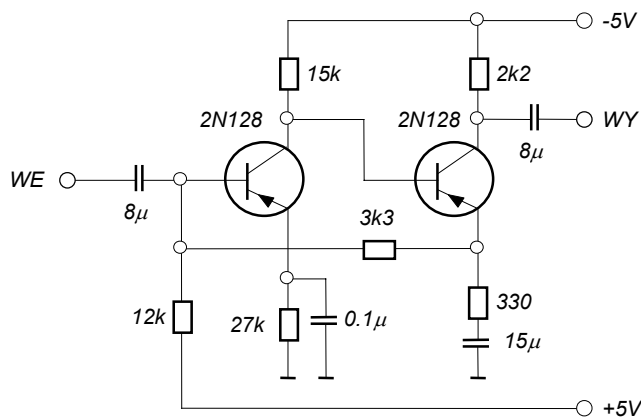


**Rys. 26.** Schemat zastępczy *hybryd  $\pi$*  „dwójki” (z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego).

[Legenda:  $r_{bb'}$  – rezystancja rozproszona bazy,  $r_{eb'}$  – rezystancja emitera,  $g_{eb'}$  – konduktancja emitera (w układzie ze wspólną bazą),  $\beta_0$  – zwarciove wzmacnienie prądowe (w układzie ze wspólnym emiterem),  $\omega_T$  – pulsacja graniczna dla wzmacnienia jednostwkowego (pole wzmacnienia),  $U_{b'e}$  wewnętrzne napięcia baza-emiter,  $I_1$  – prąd wejściowy,  $I_2$  – prąd wyjściowy,  $R_F$ ,  $R_L$ ,  $R_S$  – zewnętrzne rezystancje układowe,  $y_a = j\omega_T C_{Tc} g_{eb'}$  oraz  $D' = D -$  „millerowski” współczynnik zwiększenia pojemności ( $D = 1 + \omega_T C_{Tc} R_L$ ),  $C_T$  – pojemność złączowa.]

Schemat ten pozwala łatwo zauważyć jakie parametry układu odpowiedzialne są za jego impedancję wejściową w warunkach otwartej pętli sprzężenia zwrotnego. Z ogólnej struktury podanej na rysunku 25 b wynika natomiast postać transmitancji obwodu sprzężenia zwrotnego  $\beta$ , a jej znajomość pozwala w konsekwencji wyznaczyć impedancję wejściową sekcji wzmacniającej przy zamkniętej pętli.

Dla potrzeb elektroniki odczytu przedwzmacniacz prądowy został zaimplementowany po raz pierwszy w wersji układowej (b) przez **Wough’a i Nicholsona**<sup>27</sup> w *Atomic Energy Canada* (AEC). Stanowił on wejściową sekcję szybkiego wzmacniacza impulsowego zaprojektowanego dla współpracy z przepływowym licznikiem proporcjonalnym. Jego schemat ideowy przedstawiono na rysunku 27.

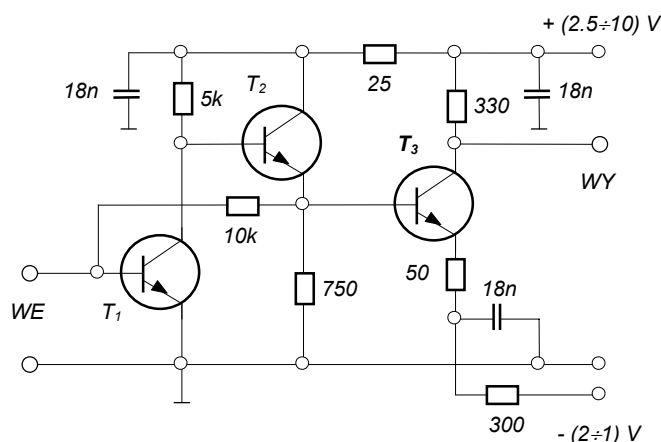


**Rys.27.** Pełny schemat ideowy wejściowej sekcji wzmacniacza prądowego f-my AEC

Przedwzmacniacz ten zapewniał szybkość zliczania impulsów z licznika proporcjonalnego na poziomie 50.000 imp/s., dając wzmacnienie prądowe równe 10, oraz czas narastania odpowiedzi ok. 100 ns.

W nieco zmienionej wersji został on również wykorzystany przez **Miwę i Tohyamę**<sup>20</sup> w układzie napięciowo-prądowym ze sprzężeniem za pośrednictwem długiej linii transmisyjnej.

Zainteresowanie tego rodzaju przedwzmacniaczami wydatnie wzrosło w związku z realizacją projektów tzw. „wielkich eksperymentów fizyki. Stosunkowo „starym” przykładem takiego układu jest „**POCZWÓRNY, HYBRYDOWY PRZEDWZMACNIACZ TRANSIMPEDANCYJNY**” zaprojektowany wspólnie z CERN przez firmę LABEN i przez nią również produkowany jako Mod.5240<sup>30</sup>. Schemat jednego kanału tej struktury scalonej przedstawiono na rysunku 28.



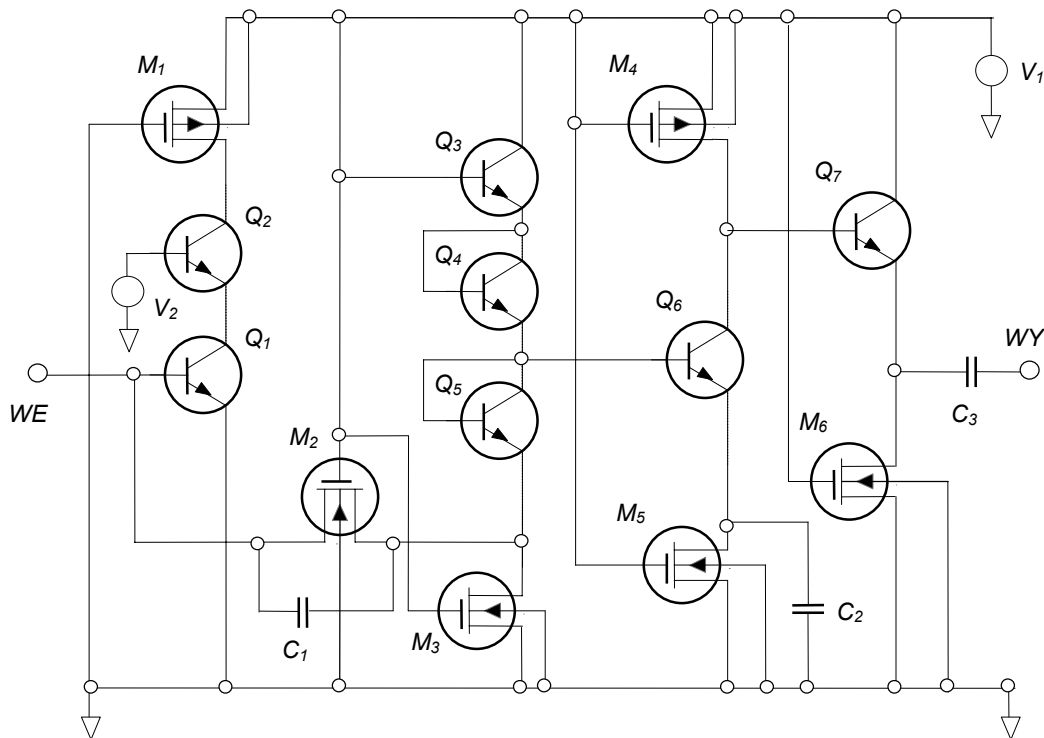
**Rys.28.** Schemat ideowy przedwzmacniacza f-my LABEN Mod. 5240.

W porównaniu z poprzednio omówionym, układ ten różni się sposobem spoczynkowej polaryzacji podstawowej dwójki, a nadto uzupełniony został wyjściowym stopniem OE z lokalnym prądowym sprzężeniem emiterowym. Głównym jego przeznaczeniem była współpraca z półprzewodnikowymi detektorami paskowymi, nie mniej jednak znalazł on szereg zastosowań również z innymi detektorami. Przedwzmacniacz ten odznacza się następującymi właściwościami:

- rezystancja wejściowa  $r_i = 120 \Omega$
- pasmo przenoszenia  $B = \langle 30 \text{ kHz} \div 40 \text{ MHz} \rangle$
- czas narastania odpowiedzi  $t_{+n+} = 2 \div 5 \text{ ns}$
- równoważny ładunek szumów  $ENC \cong 1500$  elektronów przy  $C_i = 10 \text{ pF}$
- zużycie mocy na kanał  $P \cong 15 \text{ mW}$

Podstawowym warunkiem prądowego trybu pracy układu elektroniki front-end jest, aby wartość stałej czasowej jego obwodu wejściowego była co najwyżej równa czasowi trwania impulsu prądowego detektora. W przypadku detektorów o bardzo niskiej pojemności własnej dopełnienie powyższego warunku jest zatem możliwe przy umiarkowanej wartości rezystancji wejściowej przedwzmacniacza. Możliwość tę wykorzystano w 64-kanałowej strukturze mono-

litycznej wykonanej techniką BICMOS według projektu **Dąbrowskiego i DeWita**<sup>29</sup>, a przeznaczonych dla potężnych systemów detekcji pozycyjnej z krzemowymi detektorami paskowymi. Każdy tor tego układu zawierał przedwzmacniacz transimpedancyjny, różniczkujący stopień wzmacniający OE oraz dyskryminator. Rysunek 29 podaje uproszczony schemat ideowy układu wzmacniającego. Jego sekcję wejściową tworzą: kaskoda (Q-1, Q-2, M-1) oraz wtórnik (Q-3, Q-4, Q-5, M-3). Funkcję elementów aktywnych pełnią w układzie tranzystory bipolarnie, zaś tranzystory polowe CMOS stanowią obciążenia pasywne. Pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego zawiera dwójnik rezystywno-pojemnościowy (M-2/C-2) o wartości stałej czasowej  $\tau_F = 3$  ns. Rezystancja wejściowa tej sekcji, równa  $2 \text{ k}\Omega$ , daje natomiast wraz z własną pojemnością wejściową oraz pojemnością detektora (ok.  $10 \text{ pF}$ ) stałą czasową  $\tau_i = 20$  ns. Wartości te uzasadniają zaliczenie omawianego przedwzmacniacza do kategorii układów prądowych.

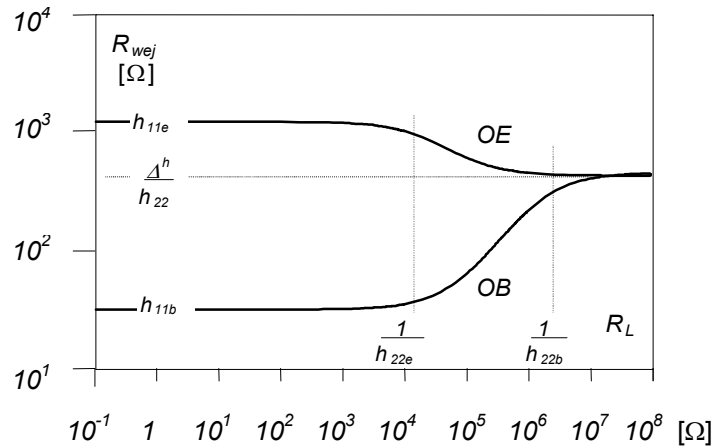


**Rys.29.** Uproszczony schemat wzmacniacza mikrostruktury scalonej Front-End BICMOS z wejściową sekcją prądową<sup>29</sup>.

Prosty stopień OE (Q-6, M-4 i M-5/C-3) z lokalnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym z korekcją pojemnościową powoduje w efekcie różniczkowanie wzmacnianych impulsów ze stałą czasową  $\tau_d = 30$  ns. W rezultacie na wyjściu wtórника (Q-7, M-6) uzyskuje się impuls bipolarny, z czasem osiągnięcia maksimum (*peaking time*)  $t_p = 15$  ns. Przedwzmacniacz odznacza się czułością ładunkową równo ok.  $20 \text{ mV/fC}$  oraz rozmyciem szumowym (wyrażonym w terminach ekwiwalentnego ładunku szumów)  $\text{ENC} = 1020 \text{ el rms} + 70 \text{ el./pF}$ .

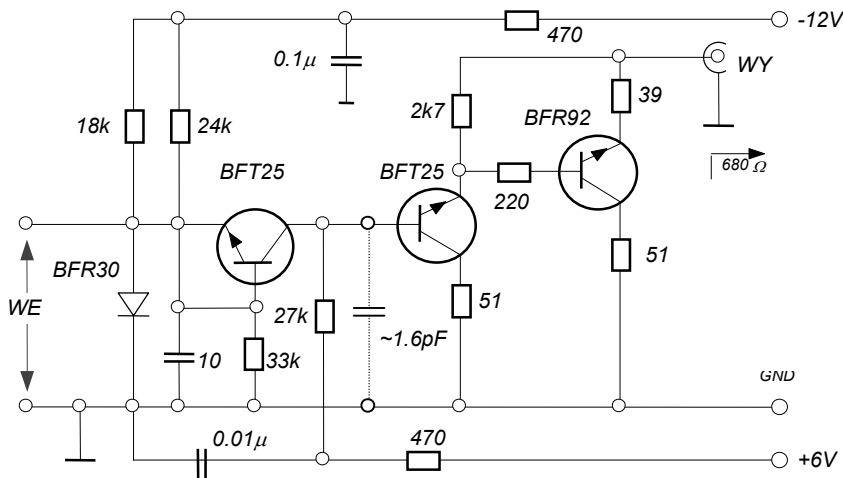
Alternatywę względem układów z wejściowym stopniem OE stanowią przedwzmacniacze „prądowe” bez ujemnego sprzężenia zwrotnego stosujące na wejściu prosty stopień wzmacniający OB. Przy umiarkowanej wartości oporności obciążenia takiego stopnia (nie większej niż  $1/h_{22e}$ ) odznacza się on o blisko dwa rzędy wielkości mniejszą rezystancją wejściową niż to ma miejsce w połączeniu OE<sup>26</sup>.

Ukazuje to rysunek 30 przedstawiający zależność oporności wejściowej  $r_{we}$  od oporności obciążenia  $R_L$  stopni OE i OB.



**Rys.30.** Przeciętne charakterystyki niskoczęstotliwościowe  $r_{we} = f(R_L)$  stopni OE i OB.

Dla przykładu na rysunku 31 przedstawiono schemat przedwzmacniacza w konfiguracji z wejściowym stopniem **OB**, według **Fischera** i współpracowników<sup>30</sup>, przeznaczony do

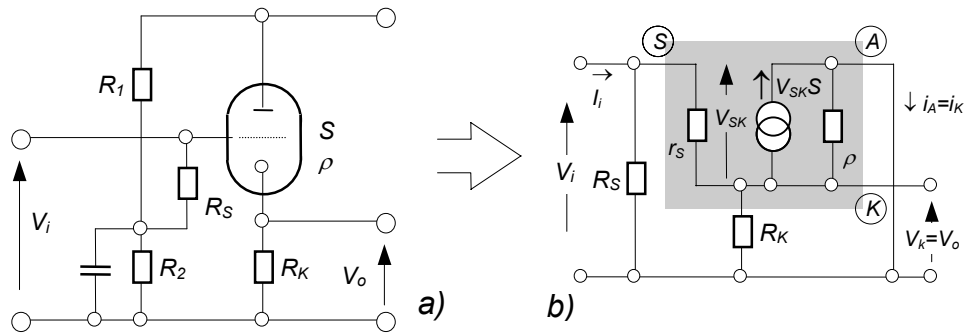


**Rys.31.** Schemat ideowy przedwzmacniacza z wejściowym stopniem o wspólnej bazie.

współpracy z ultraszybkimi, wielodrutowymi komorami proporcjonalnymi. Formowany na rezystancji obciążenia stopnia OB impuls napięciowy przekazywany jest na wyjście przedwzmacniacza za pośrednictwem kaskady wtórników emiterowych. Jej oporność obciążenia ( $680 \Omega$ ) przeniesiono do układu wzmacniacza kształtującego, połączonego z przedwzmacniaczem przy pomocy dopasowanego kabla koncentrycznego. Przedwzmacniacz zrealizowano w hybrydowej technologii grubowarstwowej. Jego czas narastania wynosił  $t_n = 0,8 \text{ ns}$ . W pełnym systemie pomiarowym zapewniał on szybkość zliczeń na poziomie  $5 \times 10^8 \text{ s}^{-1}$  przy wartości  $\text{ENC} = 1,5 \times 10^3 \text{ el. rms}$ .



Rysunek 33 ukazuje schemat ideowy (a) typowego, prostego wtórnika katodowego, oraz jego schemat zastępczy (b).



**Rys.33.** Schematy: ideowy (a) i zastępczy (b) prostego wtórnika katodowego

$S$  - nachylenie charakterystyki siatkowej lampy

$\rho$  - oporność wewnętrzna lampy

$r_s$  - oporność wewnętrzna substruktury siatka-katoda

W oparciu o schemat zastępczy, którego konstrukcję podano w Dodatku G, można łatwo wyznaczyć najważniejsze parametry robocze układu. W szczególności interesują nas *rezystancja wejściowa*  $R_{we}$ , *wzmocnienie napięciowe*  $K_V$ , oraz *rezystancja wyjściowa*  $R_{wy}$ . Rezystancję wejściową tworzy równoległy układ zewnętrznej oporności  $R_S$  oraz wewnętrznej oporności siatki  $r_s$ , przy czym z reguły  $r_s \ll R_S$ . Zaniedbując wartość  $r_s$  możemy więc napisać układ równań wyjściowych.

$$I_g = V_{SK} S \frac{\rho}{\rho + R_K} \quad (133)$$

$$V_g = I_K R_K \quad (134)$$

$$V_{SK} = V_i - V_g \quad (135)$$

które w rezultacie prostych działań prowadzą do wyrażień

$$I_g = V_i \frac{S \frac{\rho}{\rho + R_K}}{1 + R_K S \frac{\rho}{\rho + R_K}} \quad (136)$$

$$V_K = V_i \frac{R_K S \frac{\rho}{\rho + R_K}}{1 + R_K S \frac{\rho}{\rho + R_K}} \quad (137)$$

Zależność (137) determinuje wprost wartość napięciowego współczynnika wzmocnienia  $K_V$ . Korzystając ze związku  $S\rho = \mu$  (dla triod) współczynnik  $K_V = (V_K/V_i)$  daje się wyrazić w powszechnie używanej postaci

$$K_V = \frac{\mu R_K}{\rho + (1 + \mu) R_K} < 1 \quad (138)$$



Rezystancję wyjściową wtórnika  $R_{wy}$  wyznacza stosunek napięcia wyjściowego przy rozwartym (nie obciążonym) wyjściu  $(V_K)_{R_g \rightarrow \infty}$  do prądu wyjściowego  $(I_K)_{R_K=0}$  przy wyjściu zwartym.

$$R_{wy} = \left( \frac{V_i S \rho}{1 + S \rho} \right) \left( \frac{1}{V_i S} \right) = \frac{\rho}{1 + S \rho} = \frac{\rho}{1 + \mu} \quad (139)$$

W przypadku triod o dużym wzmocnieniu  $\mu$  zależność (139) sprowadza się do postaci

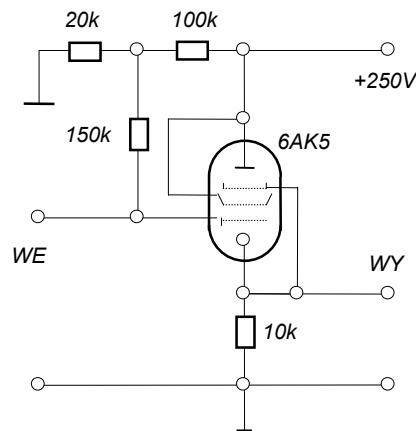
$$R_{wy} = \frac{1}{S} \quad (140)$$

Przyjmując przeciętną wartość nachylenia charakterystyki  $S = 2 \text{ mA/V}$  oporność wyjściowa wtórnika wyniesie zaledwie  $500 \Omega$ , co przy praktycznie stosowanych wartościach oporu upływowego siatki  $R_S$  rzędu setek kiloomów, oznacza transformację oporności w stosunku 1:1000.

Zauważmy jeszcze, że ujemne sprzężenie zwrotne (szeregowe, napięciowe) zwiększa wartość oporności  $r_s$ , a krotność jej wzrostu wynosi  $[1 + R_K S \rho / (\rho + R_K)]$ , nie ma to jednak istotnego wpływu na wypadkową oporność wejściową wtórnika, determinowaną przez rezystor upływowy  $R_S$ .

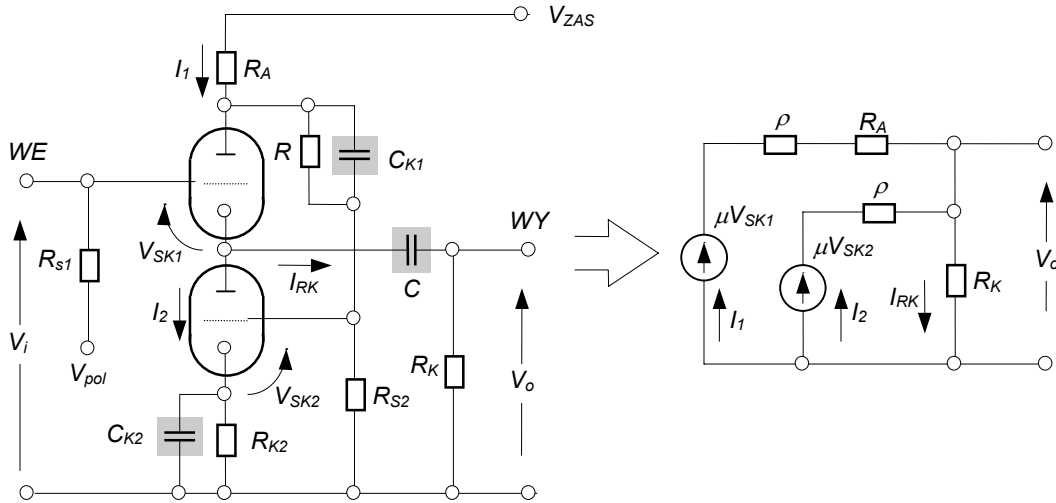
Przytoczona, uproszczona analiza stopnia wtórnikowego pominęła całkowicie wpływ elementów reaktancyjnych układu. Tym samym jej słuszność jest ograniczona do zakresy niezbyt dużych częstotliwości i w pierwszym przybliżeniu okazuje się zadowalającą dla opisu układu „front-end” pracującego w trybie napięciowym. Ograniczono ją również do lamp trój-elektrodowych (triad lub pentod w połączeniu triodowym) ze względu na niższy poziom szumów.

Ilustracją praktycznego wykorzystanie lampowego stopnia wtórnikowego w układzie elektroniki odczytu jest przedwzmacniacz sondy scyntylacyjnej Mod. PA-114 (*Argonne National Laboratory*<sup>33</sup>), którego schemat przedstawiono na rysunku 34.



**Rys. 34.** Schemat wtórnika wejściowego sondy scyntylacyjnej PA-114 (ANL)

Z pośród lampowych wtórników złożonych największą popularność w układach elektroniki „front-end” zyskał **wtórnik White’a**. Jego schemat strukturalny oraz sygnałowy schemat zastępczy (w wersji napięciowej) przedstawiono na rysunku 35.



**Rys. 35.** Schemat strukturalny i uproszczony schemat zastępczy wtórnika White’a.

**Rezystancję wejściową** wtórnika również w tym przypadku determinuje opór upływowy siatki (lampy górnej)  $R_{S1}$ . Dla wyznaczenie współczynnika wzmocnienia napięcia  $K_V$  wtórnika posłużymy się obu schematami z rysunku 35.

Ze schematu strukturalnego (a), w którym przyjęto dla uproszczenia nieskończenie wielką przewodność kondensatorów,  $C$ ,  $C_{K1}$  i  $C_{K2}$  wynikają oczywiste zależności:

$$\left. \begin{aligned} V_o &= V_i + V_{SK1} \\ V_{SK2} &= I_1 R_A \\ V_o &= I_{RK} R_K \end{aligned} \right\} \quad (141)$$

Schemat zastępczy (b) dostarcza natomiast następujące równania

$$\left. \begin{aligned} \mu V_{SK2} &= \rho I_1 + V_o \\ \mu V_{SK1} &= I_2 (\rho + R_A) + V_o \\ I_{RK} &= I_1 + I_2 \end{aligned} \right\} \quad (142)$$

Rozwiązanie powyższego układu równań względem  $K_V = V_o/V_i$  daje w wyniku wyrażenie określające zależność **wzmocnienia napięciowego** od parametrów wewnętrznych lamp elektronowych ( $\mu, \rho, S$ ) oraz od wartości elementów biernych sieci zewnętrznej ( $R_A$  i  $R_B$ ).

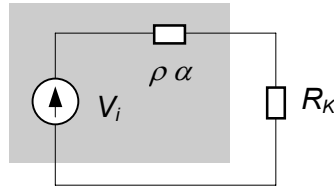
$$K_V = \frac{\mu}{(1 + \mu)(1 + \alpha)} \frac{R_K}{R_K + \rho} \frac{\alpha}{1 + \alpha} \quad (143)$$

gdzie 
$$\alpha = \frac{\rho + R_A}{(1 + \mu)(\mu R_A + \rho)} \quad (144)$$

Nietrudno zauważyć, że wzmacnienie napięciowe  $K_V$  wtórnika White'a jest mniejsze od jedności. Stosowane w układzie wtórnika lampy spełniają z reguły warunki  $\mu \gg 1$  oraz  $\alpha \ll 1$ . Wówczas

$$K_V = \frac{R_K}{R_K + \alpha \rho} \quad (145)$$

Przy dostatecznie dużej wartości rezystancji  $R_A$  zachodzi silna nierówność ( $\alpha \rho \ll R_K$ ), wobec czego wartość współczynnika wzmacnienia  $K_V$  zdąży wówczas do jedności. Równanie (145) stwarza podstawę dla zredukowania schematu zastępczego z rysunku 35 b do postaci.



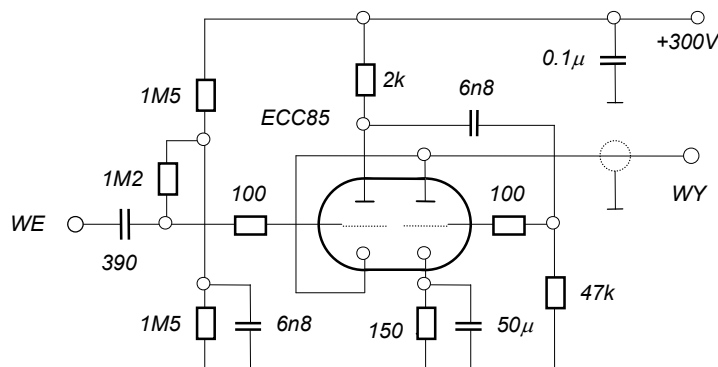
**Rys. 36.** Zredukowany schemat zastępczy wtórnika White'a.

Zacienione pole tej konfiguracji obejmuje „zastępcze” źródło sygnału (na miarę wprowadzonych założeń upraszczających tożsame z zewnętrznym źródłem sygnału) oraz wewnętrzną rezystancję wyjściową układu. Możemy więc napisać.

$$R_{wy} = \rho \alpha \quad (146)$$

Rezystancja wyjściowa wtórnika White'a może osiągać bardzo niskie wartości, sięgające poziomu pojedynczych omów. Stąd też omawiany wtórnik okazuje się szczególnie dogodny dla współpracy z niskoomową linią transmisyjną. Pełna analiza wtórnika White'a<sup>34</sup> ukazuje inne jego walory, jak na przykład: większy zakres dynamiczny dla impulsów obu polarności, mniejsze zniekształcenia liniowe i nieliniowe, oraz mała wrażliwość na obciążenie pojemnościowe.

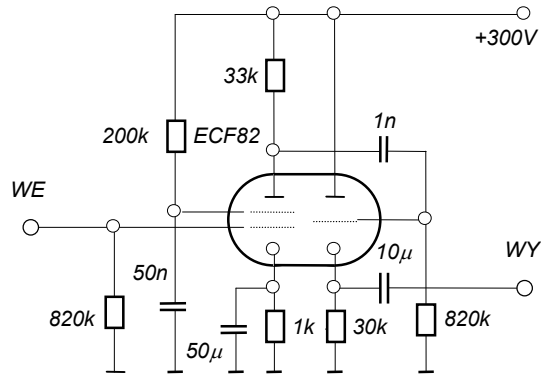
Złożony wtórnik typu White'a zastosowano w krajowej produkcji przedwzmacniacza wchodzącym w skład zespołu wzmacniacza impulsowego WL-1<sup>35</sup>. Pełny schemat ideowy tego układu przedstawiono na rysunku 37.



**Rys. 37.** Schemat ideowy układu sondy wtórnikowej wzmacniacza WI-1

Zastosowania sond wtórnikowych ograniczają się w zasadzie do systemów pomiarowych z detektorami scyntylacyjnymi lub GM, gdy sygnał formowany na wejściu układu nie wyma-

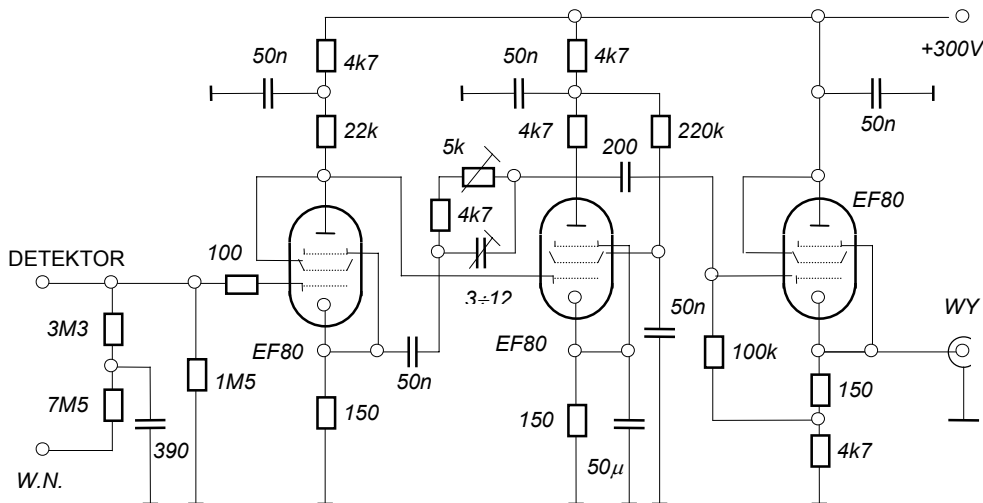
ga wstępnego wzmocnienia przed przekazaniem go do linii transmisyjnej łączącej sondę ze wzmacniaczem głównym. W przypadku sygnałów „słabych”, lub braku wzmacniacza głównego, stosuje się mniej lub bardziej rozbudowane układy wzmacniające, wyposażone jednak z reguły w wyjściowe stopnie wtórnikowe. Przykładem tego rodzaju jest *wzmacniacz wejściowy* typu WW-1 Mod.B.<sup>36</sup> przelicznika elektronowego LL-1 przeznaczony do współpracy z licznikiem GM. Rysunek 38 pokazuje jego schemat ideowy.



**Rys. 38.** Schemat ideowy wzmacniacza wstępnego WW-1

Część pentodowa lampy ECF82 pracuje w konwencjonalnym układzie wzmacniacza napięcia o wzmocnieniu  $K_V = 25$  i paśmie przenoszenia  $<2 \text{ kHz} \div 150 \text{ kHz}>$ . Jej część triodowa pełni natomiast funkcję wtórnika prostego. Układ zaprojektowano dla impulsów polarności ujemnej o maksymalnej amplitudzie 2 V.

Większe wzmocnienie i szersze pasmo przenoszenia zapewniają bardziej rozbudowane konfiguracje. Typowym ich przedstawicielem jest przedwzmacniacz wchodzący w skład zespołu wzmacniacza liniowego WI-1<sup>35</sup>, którego schemat ideowy przedstawiono na rysunku 39.



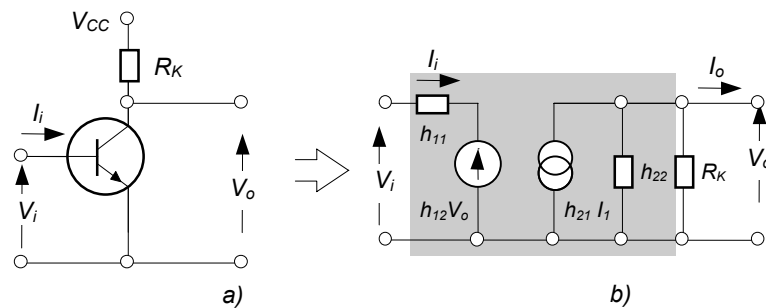
**Rys. 39.** Schemat przedwzmacniacza zespołu wzmacniacza liniowego WI-1

Odnacza się on wysoką impedancją wejściową ( $1,5 \text{ M}\Omega / 20 \text{ pF}$ ), szerokim pasmem przenoszenia ( $5 \text{ kHz} \div 2,5 \text{ MHz}$ ), 80-decybelowym wzmocnieniem oraz niską rezystancją wyjś-

ciową (ok. 150  $\Omega$ ). Podane wartości parametrów roboczych zapewniała **dwójka z silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym** oraz **prosty wtórnik wyjściowy**, zbudowane na identycznych lampach o dużym nachyleniu (typ EF 80).

Inherentnie wysoka wartość impedancji wejściowej **lamp elektronowych** predystynowała je w naturalny sposób do zastosowania w stopniach wejściowych wzmacniaczy pracujących w **trybie napięciowym**. Zupełnie odmienna charakterystyka wejściowa  **tranzystorów bipolarnych** wyklucza możliwość *prostego zastąpienia* nimi lamp elektronowych. Praktyczną implementację techniki tranzystorowej dało się jednak osiągnąć przez racjonalne wykorzystanie własności ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Dla przypomnienia odwołajmy się do własności podstawowej konfiguracji tranzystorowego stopnia wzmacniającego typu OE. Jego strukturę ilustruje rysunek 40. Podano na nim również schemat zastępczy dla macierzy **h**. Taką postać układu zastępczego wybrano wobec łagodniejszych wymogów częstotliwościowych nakładanych na *tryb napięciowy*.



**Rys. 40.** Schemat strukturalny (a) i zastępczy (b) stopnia wzmacniającego OE

Układ równań obwodowych

$$\left. \begin{aligned} V_i &= h_{11e} I_i + h_{12e} V_o \\ h_{21e} I_i &= h_{22e} V_o + I_o \\ V_o &= I_o R_K \end{aligned} \right\} \quad (147)$$

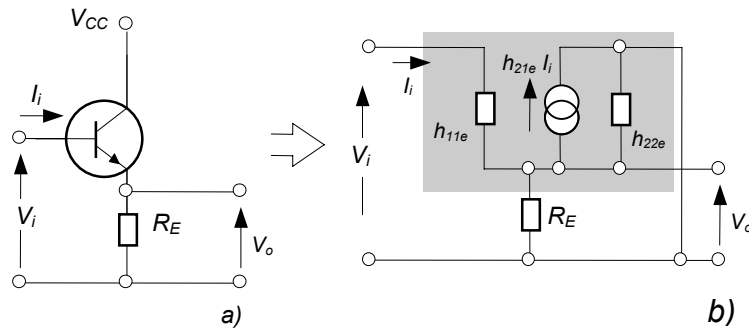
pozwała wyznaczyć podstawowe parametry robocze tego wzmacniacza. Z punktu widzenia wymagań *napięciowego trybu pracy* interesuje nas szczególnie jego rezystancja wejściowa. Opisuje ją zależność

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} = h_{11e} + \frac{h_{12e} h_{21e}}{h_{22e} + \frac{1}{R_K}} \quad (148)$$

w której dominującą wielkością okazuje się parametr  $h_{11e}$  o wartości rzędu kiloomów. Tak niska wartość oporności wejściowej stopnia OE czyni go zupełnie nieprzydatnym do pracy w *trybie napięciowym*.

Rozważmy z kolei układ o podstawie kolektorowej **OC** (*prosty wtórnik emiterowy*) stanowiący w istocie układ ze 100-procentowym, ujemnym sprzężeniem zwrotnym.

Schemat tej konfiguracji, strukturalny i zastępczy, przedstawiono na rysunku 41.



Rys. 41. Schemat strukturalny (a) i zastępczy (b) stopnia wzmacniającego OC

Ze względu na bardzo małą wartość współczynnika oddziaływania zwrotnego ( $h_{12e} < 10^{-3}$ ) na schemacie zastępczym pominięto – dla uproszczenia – źródło napięciowe ( $h_{12e} V_o$ ). Dzięki temu dla wyznaczenia rezystancji wejściowej wystarcza jedno równanie obwodowe

$$V_i = h_{11e} I_i + I_i \left[ R_E \parallel \frac{1}{h_{22e}} \right] + h_{21e} I_i \left[ R_E \parallel \frac{1}{h_{22e}} \right] \quad (149)$$

z którego wynika

$$R_{we} = h_{11e} + \frac{R_E}{1 + h_{22e} R_E} (1 + h_{21e}) \quad (150)$$

Z reguły  $h_{22e} R_E \ll 1$ , wobec czego równanie (150) sprowadza się do postaci

$$R_{we} = h_{11e} + (1 + h_{21e}) R_E \quad (151)$$

ukazującej „*efekt mnożyci*” oporności obciążenia wtórnika. Jeśli w równaniu (151) uwzględnić ilościowe relacje wartości parametrów macierzy  $h_e$  i rezystancji  $\{R_E \ h_{21e} \gg 1$ , oraz  $h_{11e} \ll (1 + h_{21e}) R_E\}$ , jak również tożsamość  $\{h_{21e} \equiv \beta_0\}$ , przyjmuje ono rozposzechnioną w praktyce formę

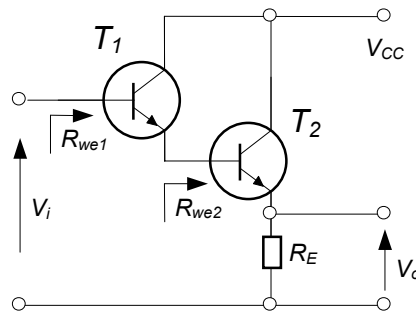
$$R_{we} = \beta_0 R_E \quad (152)$$

Określone formułami (148) i (150-152) rezystancje wejściowe dotyczą wyłącznie wewnętrznej struktury tranzystorów, nie uwzględniając wpływu sieci rezystorowej obwodu polaryzacji bazy. Do zagadnienia tego powrócimy nieco później, po omówieniu innych konfiguracji zapewniających osiągnięcie wysokiej wartości rezystancji wejściowej.

Zaliczają się nich wtórniki na *tranzystorach złożonych*, układ typu „*basic bootstrap*” i wzorowany na konfiguracji lampowej *wtórnik White’a*’.

W kategorii układów wykorzystujących tranzystory złożone największą popularność zyskał układ dwutranzystorowy „*super-alfa*” zwany również układem „*Darlingtona*”<sup>37</sup>. Nazwy te zapożyczono zresztą od nazw zastosowanego typu tranzystora złożonego. Formalnie układ „*super-alfa*” można traktować jako kaskadę wtórników, z których wyjściowy stanowi obciążenie wtórnika wejściowego. Na rysunku 42 przedstawiono schematycznie konfigurację

omawianego układu wtórnikowego. Zaznaczono na nim również symbolicznie rezystancje wejściowe pełnej konfiguracji  $T_1$ - $T_2$  ( $R_{we(1-2)}$ ) oraz samego wtórnika wyjściowego ( $R_{we2}$ )

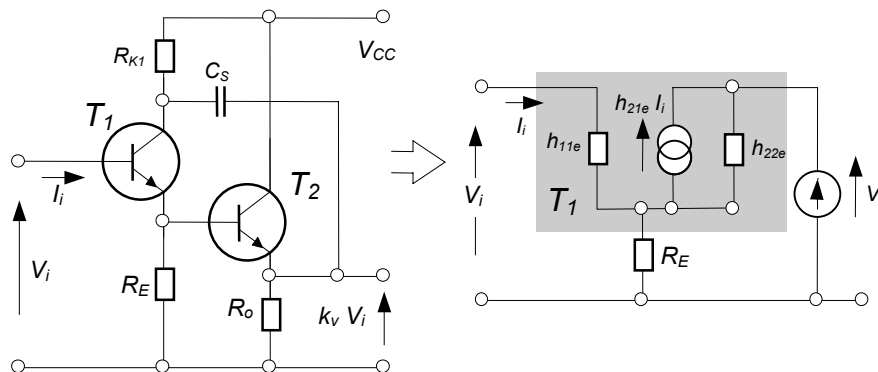


Rys. 42. Schemat wtórnika *super alfa*

Nietrudno wykazać, że dla identycznych tranzystorów rezystancja wejściowa układu  $R_{we(1-2)}$  wynosi

$$R_{we(1-2)} \cong \beta_0 R_E \quad (153)$$

Współczynnik mnożenia oporności emiterowej wynosi więc w tym przypadku  $\beta_0^2$ . Jeszcze większe oporności pozwala uzyskać układ z dodatnim sprzężeniem zwrotnym, zwany układem „*basic bootstrap*”. Jego schemat strukturalny i zastępczy podaje rysunek 43.



Rys. 43. Schematy układu *basic bootstrap*

Działanie pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego (z emitera  $T_2$  via  $C_S$  na kolektor  $T_1$ ) reprezentuje na schemacie zastępczym idealny (na mocy założenia upraszczającego) generator napięcia ( $K_V V_i$ ), przy czym  $K_V$  oznacza globalne wzmocnienie napięciowe układu w warunkach otwartej pętli. Obliczenia rezystancji wejściowej układu dokonamy na podstawie

\*) Nazwa „*bootstrapping*” nie ma odpowiednika w terminologii polskiej. Jest to określenie slangowe, wywodzące się z angielskiego powiedzenia „*lifting ones-self by his own bootstraps*” (podmnieść się ciągnąc za własne sznurowadła), oznaczające w wolnym tłumaczeniu „dosznurowywanie” do napięcia wejściowego układu jego wiernej repliki.

jego schematu zastępczego rozpisując równanie oczka napięć.

$$V_i = I_i h_{11} + I_i \frac{R_E}{1 + h_{22} R_E} + h_{21} I_i \frac{R_E}{1 + h_{22} R_E} + K_V V_i \frac{h_{22} R_E}{1 + h_{22} R_E} \quad (154)$$

Stąd według definicji otrzymujemy

$$R_{we} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{h_{11} + \frac{R_E}{1 + h_{22} R_E} (1 + h_{21})}{1 - K_V \frac{h_{22} R_E}{1 + h_{22} R_E}} \cong \frac{h_{11} + (1 + h_{21}) R_E}{1 + h_{22} R_E (1 - K_V)} \quad (155)$$

W racjonalnie zaprojektowanym układzie zachodzą następujące relacje:

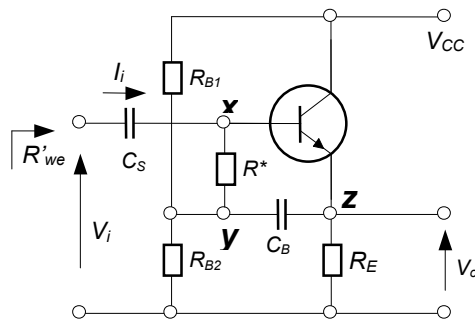
$$\left. \begin{array}{l} h_{11} \ll 1 \\ h_{21} \gg 1 \\ h_{22} R_E \gg 1 \text{ )}^* \\ K_V \leq 1 \end{array} \right\} \quad (156)$$

Dla powyższych warunków równanie (155) redukuje się do postaci

$$R_{we} \cong \frac{h_{21}}{h_{22} (1 - K_V)} = \frac{\beta_0 r_C}{(1 - K_V)} \quad (157)$$

Jak już wspomniano dynamiczna oporność wejściowa wzmacniacza jest bocznikowana przez sieć rezystorową obwodu polaryzacji bazy tranzystora wejściowego. Dodajmy, że dla zapewnienia dobrej stabilności stopnia wzmacniającego efektywna wartość tej rezystancji powinna być możliwie niewielka, toteż bez podjęcia specjalnych środków zaradczych, ona decyduje o wypadkowej rezystancji wejściowej  $R_{we}^*$ .

Pomocną w tym względzie okazuje się również technika „*bootstrappingu*”. Jej ideę na przykładzie prostego wtórnika emiterowego ilustruje rysunek 44.



Rys. 44. Prosty wtórnik z bootstrappingiem rezystancji  $R^*$

\*) Warunek ten jest równoznaczny z usunięciem rezystora  $R_E$ .



Przedstawiony na rysunku 44 układ stanowi pewną modyfikację układu konwencjonalnego polegającą na wprowadzeniu dodatkowego rezystora  $R^*$  do gałęzi obwodu polaryzacji bazy. Jeśli symbolem  $K_V$  oznaczyć wzmacnienie napięciowe wtórnika (z oczywistym warunkiem  $K_V \leq 1$ ) wówczas możemy napisać

$$V_o(p) \equiv V_Z(p) = K_V V_x(p) \equiv K_V V_i(p) \quad (158)$$

$$V_Y(p) = F(p) V_Z(p) = F(p) K_V V_i(p) \quad (159)$$

Współczynnik  $F(p)$  jest transmitancją pętli sprzężenia zwrotnego, który przy dostatecznie dużej wartości pojemności sprzęgającej  $C_B$  można uznać za równy jedności. Wyznamy z kolei w terminach wyrażen (158) i (159) prąd  $I_R(p)$  płynący przez rezystor  $R^*$ .

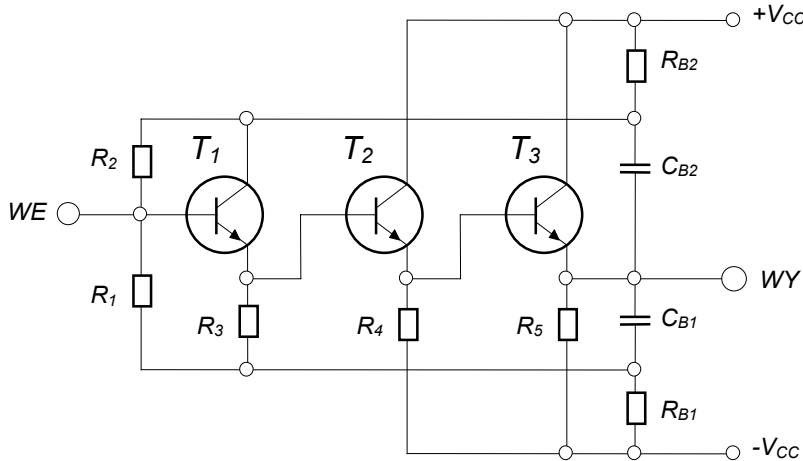
$$I_R(p) = \frac{V_X(p) - V_Y(p)}{R^*} = \frac{V_i(p) - F(p) K_V V_i(p)}{R^*} \quad (160)$$

W konsekwencji iloraz  $V_i(p)/I_R(p)$  determinuje dynamiczną wartość rezystancji  $R^*$ . Wynosi ona

$$R_{DYN}^* = \frac{R^*}{1 - F(p) K_V} \stackrel{F(p) \rightarrow 1}{\approx} \frac{R^*}{1 - K_V} \quad (161)$$

Tak więc w przedziale praktycznie osiągalnych wartości  $K_V = 0,90 \div 0,99$  uzyskuje się odpowiednio  $10 \div 100$  krotne zwiększenie rezystancji  $R^*$ .

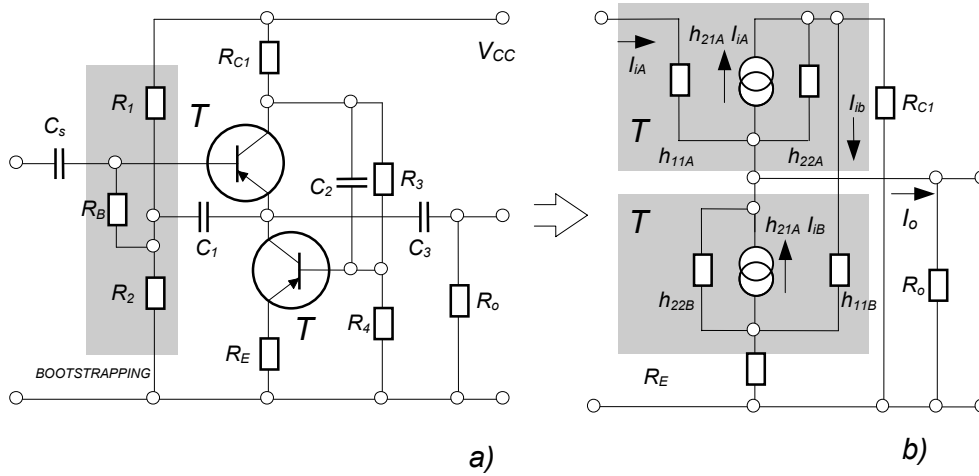
W rozwoju techniki bootstrappingu należy jeszcze odnotować ciekawą propozycję układową **Miwy i Tohyamy**<sup>20</sup>. Opracowanemu układowi autorzy nadali nazwę „*super bootstrap emitter follower*”. Jego konfigurację przedstawia rysunek 45.



**Rys. 45.** Schemat konfiguracji wtórnika emiterowego typu *super bootstrap*

W układzie tym, wykorzystującym kaskadę trzech wtórników emiterowych, pętla dodatniego sprzężenia zwrotnego (z emitera  $T_3$ ) rozgałęzia się na dwa obwody: dolny – „bootstrapujący” rezystory  $R_1$  i  $R_3$ , oraz górny „bootstrappingu” rezystora  $R_2$ . Umożliwił on uzyskanie rezystancji wejściowej rzędu dziesiątek megomów. Mimo atrakcyjnych własności omawiana wersja nie doczekała się spodziewanego upowszechnienia w wejściowych stopniach elektroniki odczytu. Na braku szerszego zainteresowania układem „*super bootstrap*” zaważyła w znaczącej mierze wysoka konkurencyjność układów na tranzystorach unipolarnych.

Do układów o wysokiej impedancji wejściowej zalicza się również, znany nam już z realizacji na lampach próżniowych, **wtórnik White'a**. Rysunek 46 pokazuje schemat strukturalny oraz zastępczy, uproszczony schemat małosygnalowy jego odpowiednika tranzystorowego.



**Rys. 46.** Tranzystorowy wtórnik White'a: **a)** schemat strukturalny  
**b)** uproszczony, małosygnalowy schemat zastępczy

Upraszczające założenia poczynione w konstrukcji układu zastępczego dotyczą w szczególności pojemności  $C_1$ ,  $C_2$  i  $C_3$  oraz rezystancji  $R_4$ , których wartości przyjęto za nieskończenie wielkie. W schemacie zastępczym tranzystorów (dla macierzy  $h$ ) pominięto również mało znaczące napięcie zwrotne.

Analiza sygnałowa układu wymaga dokonania prostych wprawdzie, ale żmudnych obliczeń zaś uzyskane zależności okazują się mało przejrzyste. Ograniczymy się zatem jedynie do przytoczenia ostatecznych formuł zaczerpniętych z literatury przedmiotu<sup>38</sup> przyjmując nadto, że zastosowane w układzie tranzystory są identyczne. W formułach tych, opisujących podstawowe parametry robocze wtórника ( $R_{WE}$ ,  $R_{WY}$  i  $K_V$ ), uwzględniono również wpływ oporności źródła sygnału  $R_G$ . Wyrazimy je w terminach agregatów  $h_{11A}$ ,  $h_{12A}$ ,  $h_{21A}$ ,  $h_{22A}$ ,  $h_{11B}$ ,  $h_{21B}$  oraz  $R_L$  zdefiniowanych następująco:

$$\left. \begin{aligned}
 h_{11A} &= \frac{h_{11e} R_B}{h_{11e} + R_B} & h_{11B} &= \frac{h_{11e} R_{C1}}{h_{11e} + R_{C1}} \\
 h_{12A} &= \frac{h_{21e} R_B}{h_{11e} + R_B} & h_{21B} &= \frac{h_{21e} R_{C1}}{h_{11e} + R_{C1}} \\
 h_{21A} &= \frac{h_{21e} R_B}{h_{11e} + R_B} & R_L &= [R_o \parallel R_1 \parallel R_2] \\
 h_{22A} &= h_{22e} - \frac{h_{12e} h_{21e}}{h_{11e} + R_B}
 \end{aligned} \right\} \quad (162)$$

Przyjmują one odpowiednio postać:

$$R_{WE} = \frac{h_{11B} + h_{21B} R_L (1 + h_{21B})}{1 + h_{22A} [h_{11B} + R_L (1 + h_{21A})]} \quad (163)$$

$$R_{WY} = \frac{h_{11A} + R_G (1 + h_{22A})}{(1 + h_{21B})(h_{21A} + h_{22A} R_G)} \quad (164)$$

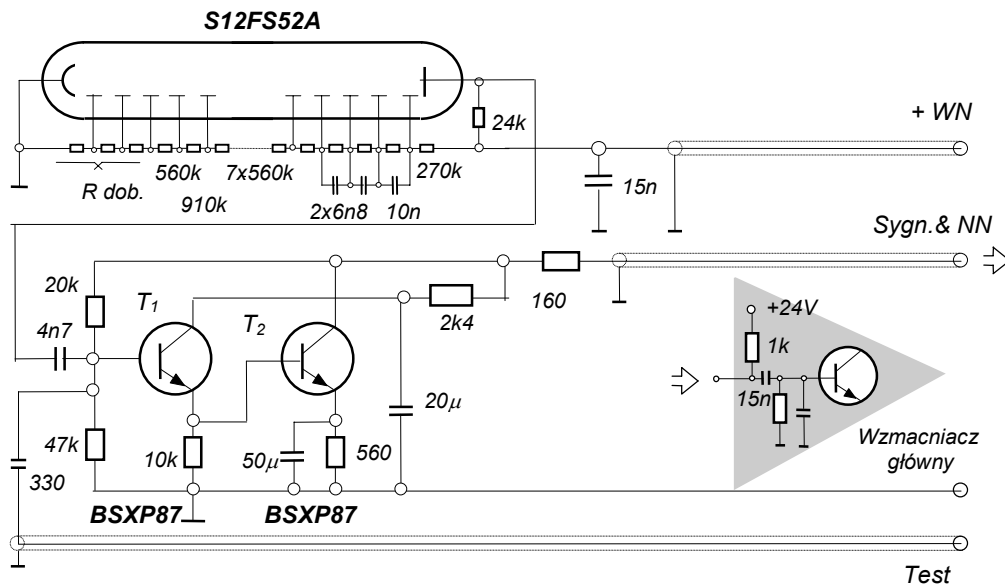
$$K_V = \frac{h_{21A} R_L (1 + h_{21B})}{h_{11A} + h_{21A} R_L (1 + h_{21B})} \quad (165)$$

Pobieżna inspekcja powyższych formuł pozwala jedynie na ogólne stwierdzenie, że *rezystancja wejściowa jest bardzo duża, rezystancja wyjściowa bardzo mała, zaś wzmacnienie napięciowe mniejsze od jedności*. Dokładne obliczenia numeryczne determinują wartość  $R_{WE}$  na poziomie 1÷2 megomów,  $R_{WY}$  rzędu 1 lub ułamków oma, natomiast  $K_V$  praktycznie równą jedności.

Wtórnik White'a na tranzystorach bipolarnych nie doczekały się praktycznej implementacji jako wejściowe stopnie przedwzmacniaczy napięciowych. Znalazły one natomiast powszechne zastosowanie w stopniach wyjściowych wszelkiego typu układów elektroniki odczytu, których obciążenie stanowi linia transmisyjna o niskiej impedancji charakterystycznej.

Przedstawioną wyżej w zarysie ogólną analizę wejściowych stopni przedwzmacniaczy napięciowych uzupełnimy krótkim przeglądem, praktycznie zrealizowanych układów.

Reprezentatywnym przykładem przedwzmacniacza z *prostym wtórnikiem emiterowym* na wejściu jest przedwzmacniacz zastosowany w „uniwersalnej sondzie scyntylacyjnej typu SSU-70” krajowej produkcji ZZUJ „Polon”<sup>40</sup>. Jej pełny schemat ideowy przedstawia rysunek 47.

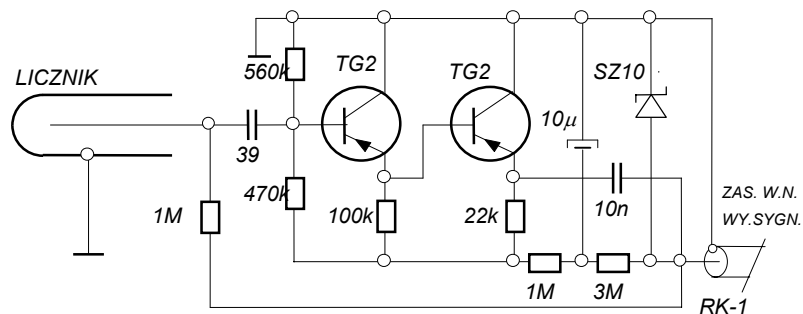


Rys. 47. Schemat uniwersalnej sondy scyntylacyjnej - typ SSU-70

Zastosowanie w układzie prostego wtornika emiterowego wynika ze stosunkowo łagodnych wymagań w tym przypadku na rezystancję wejściową przedwzmacniacza, uwarunkowanych parametrami obwodu wejściowego fotopowielacza ( $R_A=24k\Omega$ ,  $C_A=10pF$ ). Stąd też przyjęto również odpowiednio niskie wartości rezystorów obwodu polaryzacji bazy tran-

zystora  $T_1$ . Wejściowy wtórnik emiterowy napędza konwencjonalny stopień OE obciążony obustronnie dopasowaną linią transmisyjną, przekazującą sygnał do jednostki centralnej. Tę samą linię (kabel koncentryczny) wykorzystano do zasilania układu przedwzmacniacza napięciem 24V. Rozdzielenie obu torów (sygnałowego i zasilającego) zrealizowano w prostym układzie separującym R-C, ukazanym w okienku powyższego schematu. Oddzielnymi kablami dostarczane jest wysokie napięcie zasilania fotopowielacza, oraz sygnał testujący. Według danych producenta czas narastania impulsu wyjściowego wynosi  $t_n=0,1 \mu s$ , stała czasowa jego zaniku  $\tau_o=0,2 \mu s$ , zaś maksymalna, niezniekształcona amplituda  $V_{o\max}=1 V$ .

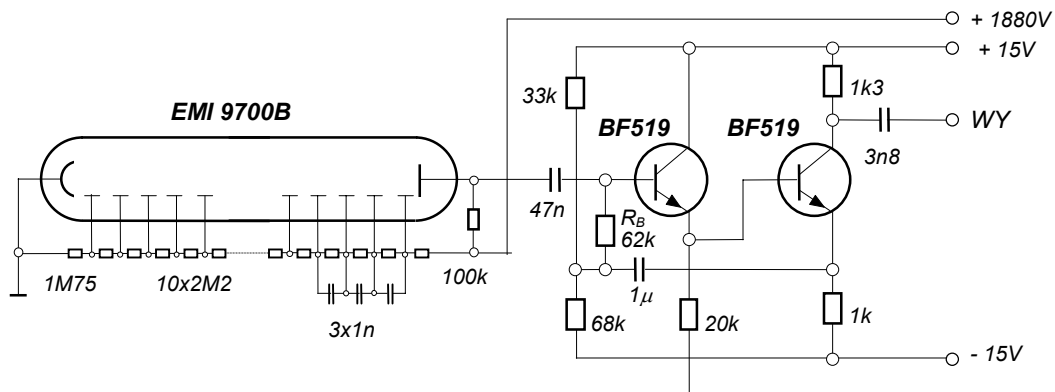
Rysunek 48 podaje z kolei przykład wykorzystania wtórnika złożonego „*super-alfa*” w układzie elektroniki odczytu licznika proporcjonalnego<sup>41</sup>. Dla zminimalizowania degradacji wypadkowej wartości rezystancji wejściowej przez obwód polaryzacji bazy pierwszego wtórnika, zastosowano w nim rezystory odpowiednio wysokiej oporności (4707560 k)



Rys. 48. Schemat „sondy neutronowej” w wtórnikiem *super-alfa*

Osobliwością omawianego układu jest sposób zasilania sondy i odbioru z niej sygnału. Obu zadaniom funkcjonalnym służy wspólny kabel koncentryczny. Wspólnym jest również źródło zasilania detektor i wtórnik tranzystorowy, przy czym wymagane dla zasilania elektroniki „*niskie napięcie*” uzyskano w układzie stabilizatora parametrycznego na diodzie Zenera o skrajnie niskim poborze prądu<sup>42</sup>. Zredukowanie połączeń między „sondą detekcyjną” a centralną jednostką zespołu pomiarowego do jednego tylko kabla stanowi poważną zaletę tego rozwiązania, zwłaszcza w przypadku dużych odległości „sonda – aparatura rejestrująca” oraz w szeregu różnych pomiarów niekonwencjonalnych.

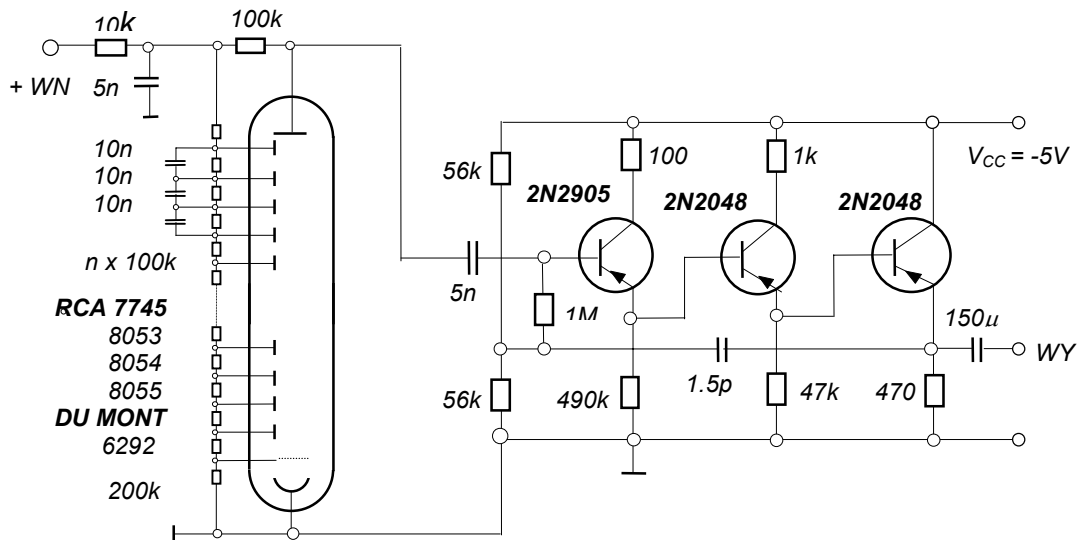
Praktyczną realizację układu wtórnikowego z „*bootstrappingiem*” sieci rezystorowej obwodu bazy tranzystora wejściowego ilustruje rysunek 49. Przedstawia on schemat wejściowej



Rys. 49. Schemat sekcji *Front-End* odwiertowej sondy scyntylacyjnej z obwodem *bootstrappingu* rezystora  $R_B$

sekcji (front-end) bardziej rozbudowanego układu odwiertowej sondy spektrometrycznej<sup>43</sup>. Jest to zmodyfikowana konfiguracja „super-alfa”, w której drugi w kaskadzie wtórnik emiterowy zastąpiono stopniem parafazowym, a z jego wyjścia nieodwracającego zapięto pętlę dodatniego sprzężenia zwrotnego „bootstrappingowego” rezystancję obwodu bazy wtórnika wejściowego. Przyjęta wersja układowa umożliwia jej współpracę z kolejnym subukładem sondy w warunkach dobrego dopasowania.

Wyrazem zapotrzebowania na przedwzmacniacze dostosowane do pracy z długimi kablami przesyłowymi jest układ opracowany w Argonne National Laboratory<sup>33</sup>. Zastosowano go w sondzie scyntylacyjnej **PA-127**, której schemat ideowy przedstawiono na rysunku 50.



**Rys.50.** Schemat sondy scyntylacyjnej z wtórnikiem złożonym i bootstrappingiem typ PA-127 (ANL)

Pożądaną wysoką rezystancję wejściową a zarazem bardzo niską wyjściową zapewnia kaskada trzech wtórników emiterowych. W układzie zastosowano również dodatnie sprzężenie zwrotne dla bootstrappingu, obwodu bazy tranzystora wejściowego. Działanie jego jednak, stosownie do wartości elementów pętli, staje się efektywne dopiero w górnym zakresie pasma przenoszenia wzmacniacza.

W terminologii anglosaskiej na określenie przedwzmacniaczy napięciowych stosowana jest od szeregu już lat nazwa „*parasitic-capacitance preamplifier*”. Eksponuje ona, działające na wejściu przedwzmacniacza „*pojemności pasożytnicze*” jako wielkości istotne w procesie formowania impulsu napięciowego. Za „*pasożytnicze*” uważane są zarówno pojemności montażowe jak i pojemność własna detektora i obwodu wejściowego przedwzmacniacza.