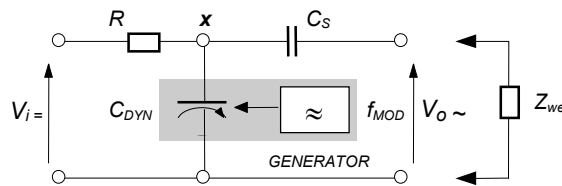


#### 4.2.2. Elektrometry z modulacją parametryczną.

Rozwój tej klasy wzmacniaczy elektrometrycznych dokonywał się równolegle z doskonaleniem ich odpowiedników o wzmacnieniu bezpośrednim. W obu przypadkach badania rozwojowe koncentrowały się na newralgicznych elementach układów wzmacniających jakie stanowią ich stopnie wejściowe, zmierzając do *zminimalizowania wnoszonego dryfu i zakłóceń fluktuacyjnych* oraz *maksymalizacji ich impedancji wejściowej*. Ostatni z wymienionych wymogów przesądził o charakterze modulatora. W rozmaitych wersjach rozwiązań konstrukcyjnych stanowi go bezstratny kondensator, którego pojemność zmienia się zgodnie z przebiegiem (z reguły sinusoidalnie zmiennym) wymuszenia modulującego. Rysunek 93 ukazuje schematycznie zasadę pracy tego rodzaju modulatora.



**Rys. 93.** Zasada pracy modulatora z kondensatorem dynamicznym

Kondensator o modulowanej pojemności, zwany potocznie *kondensatorem dynamicznym*, składa się z dwóch sprzężonych elementów funkcjonalnych: *kondensatora o regulowanej pojemności* oraz *układu napędzającego*. Na rysunku elementy te mieszczą się w obrębie zacienionej części pola schematowego.

Zależnie od geometrii układu elektrod i sposobu jego napędu, wyróżnia się dwie główne grupy kondensatorów dynamicznych: rotacyjne oraz wibracyjne. Pierwsze, opracowane w początkowym okresie rozwoju tej techniki<sup>107</sup>, do napędu układu stosowały silnik elektryczny. Druga grupa obejmuje szereg odmian wykorzystujących do napędu siły elektrodynamiczne (starsze typy), elektromagnetyczne<sup>76,108</sup> względnie elektrostatyczne<sup>109</sup>. Ukształtowanie elektrody drgającej w formie płaskiej sprężynki lub w postaci cienkiej, okrągłej „płytki”, dzieli tę grupę kondensatorów na dwie kategorie: kondensatory „skrzydełkowe” (*vibrating reed condenser*) oraz kondensatory „membranowe” (*vibrating diaphragm condenser*).

Wymuszone działaniem układu napędzającego zmiany pojemności kondensatora dynamicznego można zapisać w formie

$$C_{DYN} = C_0 + \Delta C \sin(\omega t) \quad (288)$$

gdzie  $C_0$  oznacza pojemność spoczynkową kondensatora,  $\Delta C$  – amplitudę jej dewiacji, zaś  $\omega$  – pulsację modulatora ( $\omega = 2\pi f_{MOD}$ ).

Przy częstotliwości wymuszenia modulującego  $f_{MOD}$  spełniającej warunek

$$f_{MOD} \geq \frac{1}{2\pi RC_0} \quad (289)$$

ładunek  $Q_C$  zgromadzony na pojemności kondensatora dynamicznego, wobec relatywnie dużej inercyjności obwodu  $RC_{DYN}$ , podyktowany jest wyłącznie wartościami pojemności spoczynkowej  $C_0$  oraz napięcia wejściowego  $V_{i=}$  i w stanie ustalonym zachowuje wartość stałą, równą

$$Q_{C=} = V_{i=} C_0 \quad (290)$$

Efekt modulacji manifestuje się pulsacją napięcia  $V_C(t)$  na zaciskach kondensatora dynamicznego. Na podstawie równań (288) i (290) możemy więc napisać

$$V_{C=}(t) = \frac{Q_C}{C_{DYN}} = \frac{V_{i=} C_0}{C_0 + \Delta C \sin(\omega t)} \quad (291)$$

Oznaczmy symbolem  $\mu$  względną dewiację pojemności dynamicznej ( $\Delta C/C_0$ ). W tej notacji równanie (291) przybierze postać

$$V_C(t) = \frac{V_{i=}}{[1 + \mu \sin(\omega t)]} \quad (292)$$

Bardzo niska wartość względnej dewiacji pojemności powszechnie stosowanych kondensatorów typu wibracyjnego ( $\mu \cong 0,1$ ) pozwala dla uproszczenia powyższej formuły skorzystać z praw działań z liczbami małymi dając w rezultacie wyrażenie z wyodrębnionymi składowymi: składową stałą  $V_{i=}$  i składową sinusoidalnie zmienną

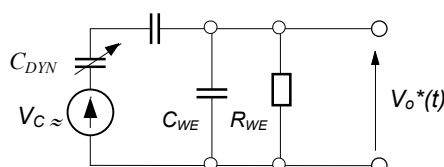
$$V_C(t) = V_{i=} + \mu V_{i=} \sin(\omega t) \quad (293)$$

Ostatecznie, po odseparowaniu składowej stałej przy pomocy pojemności szeregowej  $C_S$  na wyjściu nieobciążonego modulatora otrzymujemy

$$V_{C\approx} = \mu V_{C=} \sin(\omega t) \quad (294)$$

Zależność (294) ukazuje, że na miarę dokładności poczynionych przybliżeń, względna dewiacja pojemności kondensatora dynamicznego reprezentuje stosunek amplitudy napięcia wyjściowego do napięcia wejściowego, stąd też często przydaje się jej formalnie miano *wzmocnienia* układu obok uzasadnionej funkcjonalnie nazwy - „wydajność konwersyj”.

Impedancja wejściowa stowarzyszonego wzmacniacza modyfikuje przebieg składowej zmiennej, obniżając odpowiednio jej amplitudę oraz powodując określone przesunięcie fazowe. Dla wyznaczenia wnoszonej attenuacji sygnału oraz kąta przesunięcia fazowego skorzystamy ze schematu zastępczego pełnego obwodu wejściowego przedstawionego na rysunku 94. Pominięto na nim gałąź źródła mierzonego sygnału stałego wobec ekstremalnie wysokich wartości zawartych w niej impedancji.



Rys. 94. Zastępczy schemat pełnego obwodu wejściowego wzmacniacza.

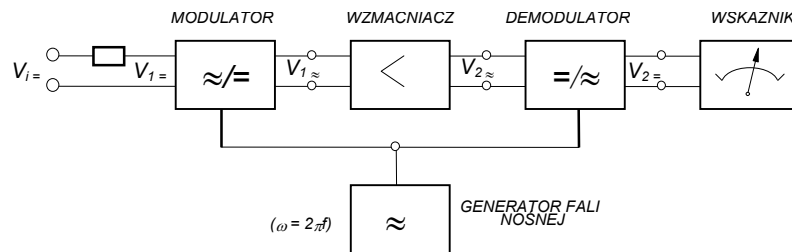
Na powyższym schemacie uwzględniono pojemnościowo rezystywny charakter impedancji wejściowej stowarzyszonego wzmacniacza  $Z_{WE} = (R_{WE} + j\omega C_{WE})$ . Oznaczając z kolei przez  $C^*$  pojemność wypadkową szeregowo połączonych pojemności kondensatora dynamicznego  $C_{DYN}$  oraz kondensatora separującego  $C_S$ , w rezultacie prostych obliczeń otrzymujemy wyrażenia określające odpowiednio stopień tłumienia sygnału  $k(\omega)$  oraz wielkość przesunięcia fazowego  $\varphi(\omega)$ .

$$k(\omega) = \frac{\omega C^* R_{we}}{\sqrt{\omega^2 (C_{we} + C^*)^2 R_{we}^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{C_{we}}{C^*}\right)^2 \left(\frac{1}{\omega C^* R_{we}}\right)^2}} \quad (295)$$

oraz

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{1}{\omega (C_{we} + C^*) R_{we}} \quad (296)$$

Łatwo zauważyć, że dla zminimalizowania tłumienia sygnału pożądane jest maksymalnie możliwe zredukowanie pojemności wejściowej wzmacniacza przy równoczesnym zwiększeniu jego oporności. Wprowadzone przez obwód wejściowy przesunięcie fazowe sygnału wymaga odpowiedniej korekcji w torze wzmacniacza. Wymóg ten jest narzucony przez system *demodulacji sygnału* dokonywanej z reguły w układzie *detektora synchronicznego*, efektem której jest przywrócenie wzmacnionemu sygnałowi jego pierwotnego (stałoprądowego) charakteru. Sekwencję operacji funkcjonalnych dokonywanych na mierzonym sygnale ilustruje poglądowo schemat blokowy elektrometru z modulacją parametryczną przedstawiony na rysunku 95.



**Rys. 95.** Schemat blokowy elektrometru z modulacją parametryczną.

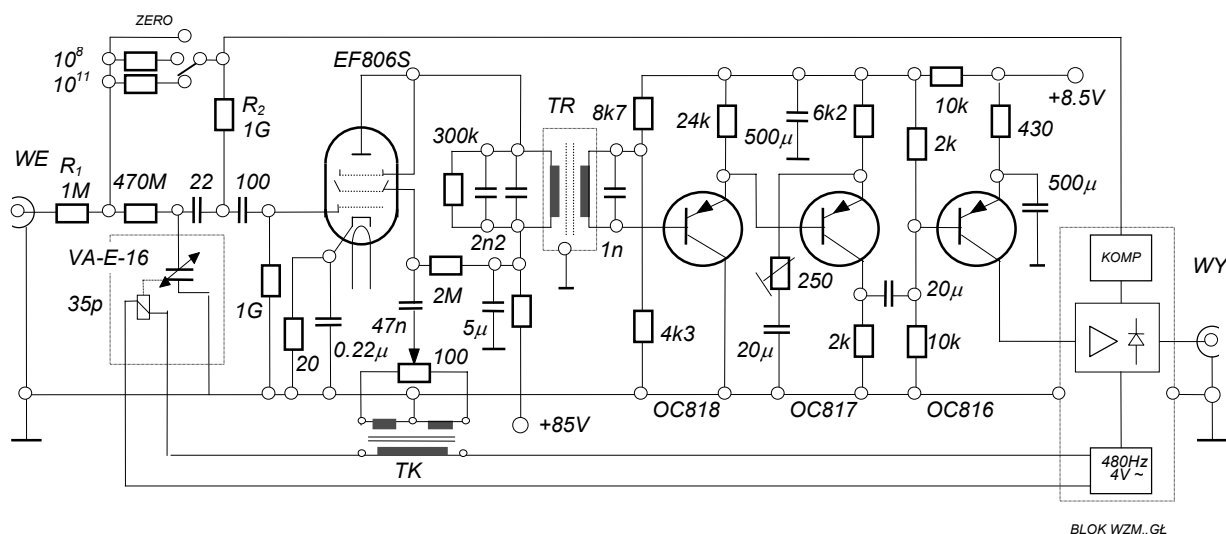
Podstawową zaletą elektrometrów z przemianą sygnału jest brak sumowania dryfów poszczególnych stopni wzmacniacza i możliwość osiągnięcia bardzo wysokiej (rzędu  $10^{16}\Omega$ ), stabilnej oporności wejściowej. Nie mniej jednak sam modulator nie jest zupełnie wolny od efektu *pełzania zera* spowodowanego głównie niestabilnością napięcia kontaktowego elektrod kondensatora dynamicznego. Współczesne rozwiązania konstrukcyjne tego rodzaju przetworników charakteryzują się dryfem mniejszym od dryfu najlepszych elektrometrów z tranzystorami typu MOSFET na wejściu. Własność ta okupiona jednak została wysokim kosztem produkcji oraz pewnymi ograniczeniami eksploatacyjnymi, które przesądziły o większej popularności elektrometrów „MOS’owskich”.

Dla ilustracji ogólnych rozważań dotyczących elektrometrów z modulacją parametryczną omówione zostaną dwa układy „Front-End” z różnego rodzaju kondensatorami membranowymi, obydwa wykonane w formie konstrukcyjnie wydzielonych *główek pomiarowych* dostosowanych do bezpośredniego przyłączenia komór jonizacyjnych.

Rysunek 96 przedstawia uproszczony schemat ideowy *główki pomiarowej* (sondy) elektrometru typu VA-J-51 produkcji firmy VEB „VAKUTRONIK”<sup>110</sup>. Obwód modulatora w porównaniu ze schematem ogólnym z rysunku 94 został rozbudowany o dodatkowe elementy bierne mające na celu ograniczenie obciążenia źródła sygnału podczas kontroli „zera” ( $R_1$ ) oraz złagodzenia przebiegu procesów przejściowych przy przełączaniu zakresów pomiarowych ( $R_2$ ). W stopniu tym zastosowano kondensator dynamiczny typu membranowego z napędem elektromagnetycznym własnej konstrukcji (typ VA-E-16)<sup>111</sup> o *wydajności* (współczynnika) *konwersji sygnału*  $\mu = 0,1 \pm 20\%$  i pojemności spoczynkowej  $C_0 = 35$  pF. System jego elektrod osadzony został na materiale izolacyjnym o oporności większej od  $10^{15}\Omega$ . Z fizycznych własności kondensatora wynika istnienie określonego napięcia kontaktowego elektrod, oraz jego dryfów, termicznego i czasowego, wnoszących wkład w wypadkowe pełzanie zera i nieoznaczoność pomiaru. Dzięki racjonalnej konstrukcji wartości tych parametrów zredukowano odpowiednio do poziomu:

- Napięcie kontaktowe  $\leq 30$  mV
- Dryf czasowy napięcia kontaktowego  $\leq 200$   $\mu$ V/24 h
- Dryf termiczny napięcia kontaktowego  $\leq 50$   $\mu$ V/K

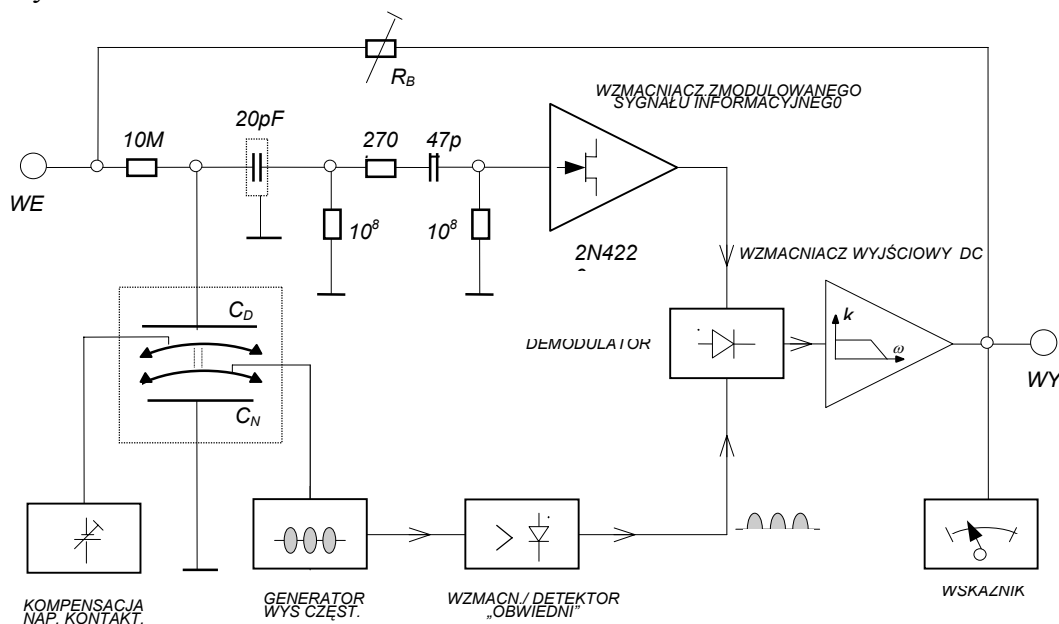
Częstotliwość rezonansowa drgającej membrany wynosi ok. 600 Hz, zaś dopuszczalny zakres częstotliwości pracy kondensatora obejmuje przedział od 50 Hz do 500 Hz.



**Rys. 96.** Uproszczony schemat ideowy sondy elektrometru VA-J-51<sup>110</sup>.

Pierwszy stopień aktywny sekcji „Front-End” wykonano na lampie elektronowej. Wykorzystano w tym celu niskoszumną pentodę typu EF806. Zapewnia ona pożądaną wysoką wartość impedancji obciążającej obwód modulatora a nadto umożliwia kompensację (w obwodzie siatki ekranującej lampy) przesłuchu modulującej fali nośnej. Obciążeniem lampy jest transformator „strojony”, dopasowany do częstotliwości modulacji. Wyjściową sekcję „sondy” stanowi konwencjonalna „trójka” tranzystorowa z obciążeniem „na drucie” trzeciego jej stopnia. Na powyższym schemacie zaznaczono również symbolicznie podzespoły konstrukcyjnie mieszczące się w bloku wzmacniacza głównego, a funkcjonalnie – w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego elektrometru.

Częstotliwość fali nośnej w kontekście warunku (289) determinuje, dla założonego dopuszczalnego błędu dynamicznego pomiaru, wartość maksymalnej szybkości zmian poziomu sygnału wejściowego. Ograniczona jest ona jednak bezwładnością ustroju drgającego zastosowanego kondensatora dynamicznego. Pod tym względem korzystnie wyróżnia się kondensator dynamiczny opracowana w laboratoriach f-my Philips<sup>109</sup>. Jest to kondensator typu membranowego z cienką (0,135 mm) membraną szklaną wykonaną w formie krążka o średnicy 18 mm z naniesionymi po obu jej stronach mikrowarstwami metalicznymi. Obie (wzajemnie odizolowane) warstwy tworzą wspólnie z przyporzadkowanymi im konstrukcyjnie elektrodami stałymi parę kondensatorów, z których jeden pełni funkcję sterowanego polem elektrycznym systemu napędzającego, drugi natomiast stanowi właściwy kondensator o modulowanej pojemności. Cała struktura osadzona jest na izolatorach szklanych i zamknięta w próżniowej bańce szklanej. Własności sprężyste membrany oraz jej wymiary geometryczne wyznaczają częstotliwość jej drgań własnych na poziomie 6 kHz. Na rysunku 97 przedstawiono schematycznie konfigurację elektrometru Mod. 640 produkcji f-my Keithley Instruments, wykorzystującego tego rodzaju kondensator dynamiczny<sup>112</sup>. Szczegółowo rozrysowano na nim obwody dekacji „Front-End”, oznaczając pozostałe podzespoły symbolami bloków funkcjonalnych. Przeważającą ich część zlokalizowano w *głowicy pomiarowej*. Bloki i elementy zacieńnione pomieszczone natomiast w *jednostce centralnej* wraz z układami zasilania i elementami nastawczymi.



Rys. 97. Schemat konfiguracji elektrometru KEITHLEY MOD. 640

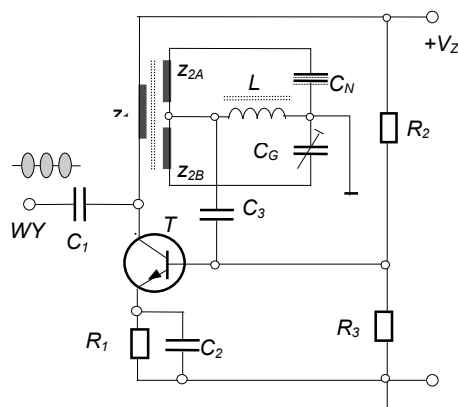
Koncepcja tego sposobu modulacji sygnału wejściowego zakłada pobudzenie membrany do drgań własnych sygnałem wymuszającym wysokiej częstotliwości. Relacja obu tych częstotliwości określona jest silną nierównością

$$f_{MOD} \ll f_{GEN} \quad (297)$$

gdzie:  $f_{MOD}$  jest częstotliwością drgań własnych membrany (częstotliwością modulacji), zaś  $f_{GEN}$  – częstotliwością generatora pobudzającego ustrój drgający

W szczególności, w omawianym układzie elektrometru 640 częstotliwości te wynoszą odpowiednio:  $f_{MOD} = 5000 \text{ Hz}$  oraz  $f_{GEN} \cong 700 \text{ kHz}$ . Tak duży dystans obu częstotliwości pozwala, poprzez odpowiednie ograniczenie pasma przenoszenia wzmacniacza sygnału informacyj-

nego, wyeliminować wpływ *przesłuchu* napięcia wzbudzającego drgania membrany. Przypomnijmy, że we wszelkich układach wzmacniaczy stałoprądowych z przemianą sygnału stosuje się z reguły synchroniczną demodulację (detekcję) wzmocnionego sygnału informacyjnego. Do tego celu niezbędny jest jednak uzgodniony w fazie standardowy sygnał przełączający o takiej samej częstotliwości  $f_{MOD}$ . Wymagany sygnał formowany jest w generatorze sprzężeniowym wysokiej częstotliwości ( $f_{GEN}$ ) zmodyfikowanym przez van Zaalberda<sup>109</sup> do postaci pokazanej na rysunku 98. W układzie tym sygnał sprzężenia zwrotnego pobierany jest z przekątnej mostka utworzonego przez parę przeciwsobnych uzwojeń wtórnych transformatora ( $Z_{2A}$  i  $Z_{2B}$ ) oraz dwie pojemności, z których jedną stanowi kondensator napędzający  $C_N$ .



**Rys. 98.** Schemat ogólny układu generatora napędu kondensatora dynamicznego z „automodulacją” amplitudy.

Samowzbudzenie generatora zachodzi w warunkach niezrównoważenia mostka spełniających znane kryteria amplitudowo-fazowe, przy czym warunki te zmieniają się stosownie do bieżących zmian pojemności  $C_N$ , zachodzących z częstotliwością drgań własnych membrany  $f_{MOD}$ . Rezultatem powyższej współzależności jest okresowa zmiana współczynnika sprzężenia zwrotnego oscylatora, a w konsekwencji „automodulacja” amplitudy generowanego w nim sygnału wysokiej częstotliwości. Zmodulowany w ten sposób przebieg wysokiej częstotliwości odbierany jest z obwodu kolektorowego tranzystora, a po wzmocnieniu i detekcji amplitudowej jego „obwiednia” zostaje wykorzystana do kluczowania układu demodulatora.

Na schemacie blokowym z rysunku 97 ukazano również stałoprądowy wzmacniacz wyjściowy zawierający w swej strukturze obwody filtracji wyprostowanego sygnału informacyjnego. Sygnał ten przekazywany jest z kolei do analogowego wskaźnika poziomu oraz do pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Dla porównania z uprzednio opisanym elektrometrem z kondensatorem dynamicznym o napędzie elektromagnetycznym poniżej przytoczono za opisem fabrycznym analogiczne dane znamionowe elektrometru „Keithley – 640”.

- Napięcie kontaktowe  $< 50 \text{ mV}$
- Dryf czasowy napięcia kontaktowego  $< 20 \mu\text{V}/24 \text{ h}$
- Dryf termiczny napięcia kontaktowego  $< 20 \mu\text{V}/\text{K}$

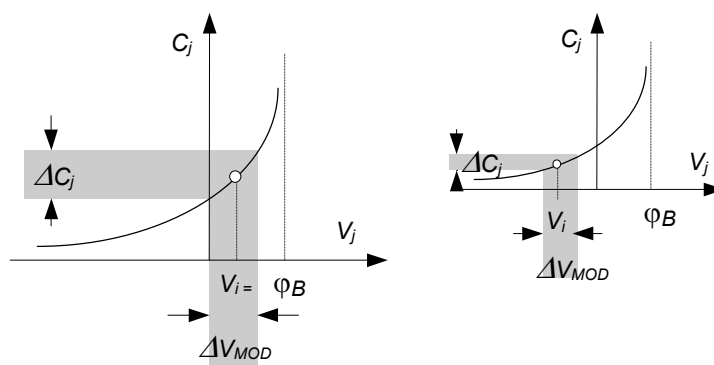
Inherentna oporność wejściowa tego elektrometru jest większa od  $10^{16} \Omega$ , co pozwoliło zwiększyć oporność bocznikującą na najniższych zakresach pomiaru prądu ( $10^{-15} \div 10^{-11} \text{ A}$ ) do wartości  $R_B = 10^{12} \Omega$ . Minimalna, mierzalna wartość prądu (rozdzielczość) na najczulszym zakresie pomiarowym sięga poziomu  $5 \cdot 10^{-17} \text{ A}$ , zaś czas narastania odpowiedzi przy wymuszeniu skokowym sygnałem  $10^{-14} \text{ A}$  nie przekracza 1,5 s. Przy niższych wartościach oporności  $R_B$

szybkość reakcji ulega oczywiście odpowiedniemu wzrostowi, wyrażając się czasem narastania rzędu 10 ms dla oporności bocznikującej  $R_B = 10^6 \Omega$ .

Znaczne zwiększenie szybkości reakcji elektrometrów z przemianą sygnału umożliwiają modulatory na diodach pojemnościowych. Zasada ich działania jest identyczna jak zwykłych modulatorów z kondensatorami dynamicznymi. W tego typu modulatorze elementem o sterowanej pojemności jest złącze półprzewodnikowe. Znana z ogólnej teorii przyrządów półprzewodnikowych zależność pojemności złączowej od napięcia polaryzacji  $C_j(V_j)$  dla skrajnie niesymetrycznego złącza skokowego (p<sup>+</sup>-n) stanowi, że

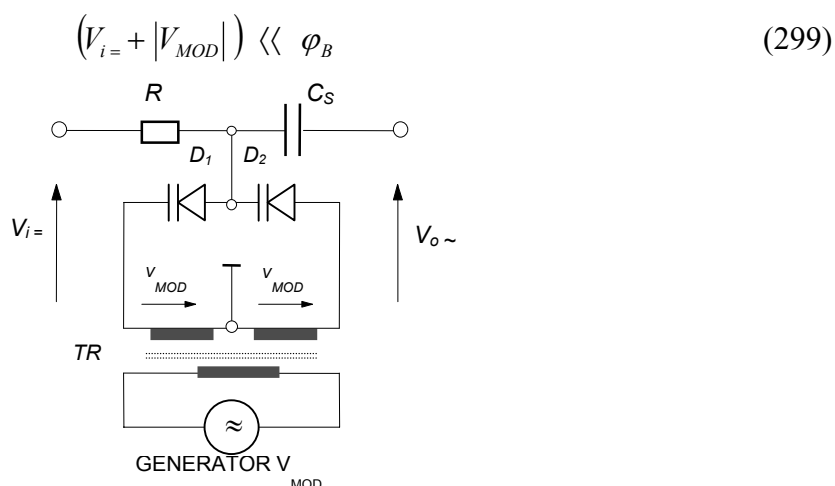
$$C_j = A \left[ \frac{q \varepsilon_s N_D}{2(\varphi_B - V_j)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (298)$$

gdzie: A – powierzchnia czynna złącza,  $\varepsilon_s$  – stała dielektryczna półprzewodnika,  $N_D$  – koncentracja donorów,  $\varphi_B$  – potencjał dyfuzyjny, oraz  $V_j$  – napięcie polaryzacja zewnętrznej. Na rysunku 99 podano jej odwzorowanie graficzne z zaznaczeniem roboczych przedziałów zmiennych wielkości: sterującej ( $\Delta V_{MOD}$ ) i sterowanej ( $\Delta C_j$ )



**Rys. 99.** Typowy przebieg charakterystyki  $C_j(V_j)$  złącza skokowego

Rysunek powyższy uwidacznia przesadnie **podstawowy warunek**, narzucony przez pokazaną na rysunku 100 konfigurację modulatora, żądający aby maksymalna, sumaryczna wartość napięcia polaryzującego złącze była **znikomo mała** w stosunku do wartości potencjału dyfuzyjnego złącza.



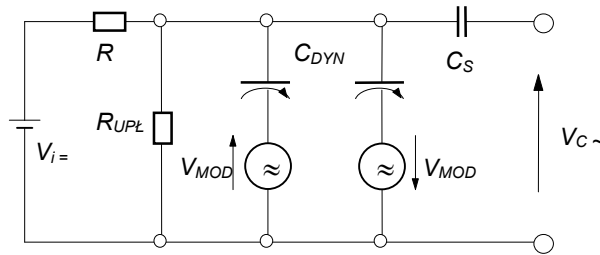
**Rys. 100.** Schemat konfiguracji modulatora z diodami pojemnościowymi.

Warunek (299) ma na celu ograniczenie prądu przewodzenia złącza do poziomu bliskiego  $6I_{S06}$ . Jego uzupełnieniem jest **warunek liniowości konwersji** sprowadzający się do wymogu

$$\alpha = \left( |V_{MOD}| / \varphi_B \right) > 1 \quad (300)$$

oraz warunek (289) uzależniający pośrednio **dopuszczalną szybkość** zmian sygnału wejściowego od bezwładności modulatora. W tym ostatnim aspekcie, złącza półprzewodnikowe można uważać praktycznie za bezinercyjne, pozwalające w rezultacie na wydajne podwyższenie częstotliwości modulacji.

W schemacie zastępczym modulatora z kondensatorem dynamicznym podanym na rysunku 95 pominięto upływność izolacji tego kondensatora. O ile jednak, wobec wysokiej wartości oporności upływowej izolacji (rzędu  $10^{15} \Omega$ ), takie uproszczenie uznać można było na dopuszczalne, to w przypadku modulatora na złączach półprzewodnikowych ich rezystancja zaporowa (rzędu  $10^9 \Omega$ ) wymaga uwzględnienia. Uzupełniony pod tym względem schemat zastępczy modulatora „diodowego” przedstawiono na rysunku 101.



**Rys. 101.** Pełny schemat zastępczy modulatora na złączach pojemnościowych.

Dla wyznaczenia zależności wiążącej zmodulowany sygnał wyjściowy z sygnałem wejściowym posłużymy się wyrażeniem (298) zmodyfikowanym do postaci

$$C(V_j) = C_0 \left( 1 - \frac{V_j}{\varphi_B} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (301)$$

gdzie  $C_0$  jest pojemnością złącza przy braku napięcia polaryzacji zewnętrznej ( $V_j=0$ ). Zauważmy, że para diod modulatora włączona jest zgodnie (szeregowo) w tor sygnału modulującego, a przeciwnie (równolegle) w tor sygnału modulowanego. W konsekwencji wypadkowa pojemność układu złącz jest niezależna od sygnału informacyjnego (dodatni przyrost pojemności jednego złącza jest kompensowany ujemnym przyrostem pojemności złącza drugiego), a jej chwilowe wartości determinuje wyłącznie sygnał modulujący. Stąd więc we wzorze (301) zamiast wielkości  $V_j$  należy wstawić tylko  $V_{MOD}$ . Uwzględniając z kolei sumowanie pojemności obu złącz oraz sinusoidalny przebieg sygnału modulującego, jak również warunek (300), wypadkowa ich pojemność daje się wyrazić w funkcji czasu jako  $C_{MOD}(t)$

$$C_{MOD}(t) = 2C_0 \left[ 1 - \frac{\alpha}{2} \sin(\omega t) \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (302)$$

Na zaciskach pojemności modulujących kształtuje się zatem sygnał  $V_C(t)$  dany zależnością

$$V_C(t) = \frac{V_{i=} 2C_0}{C_{MOD}(t)} \cong V_{i=} \cdot \sqrt{1 - \alpha \sin(\omega t)} \quad (303)$$

W celu wydzielenia składowej zmiennej można posłużyć się uprzednio wykorzystywanym przybliżeniem algebry małych liczb. Wobec słabego spełnienia warunku ( $\alpha \ll 1$ ) skorzystamy obecnie z rozwinięcia dwumianu  $[1 - \sin(\omega t)]^{1/2}$  w szereg potęgowy uzyskując

$$V_C(t) = V_{i=} \left[ 1 - \frac{\alpha}{2} \sin(\omega t) - \frac{\alpha^2}{2 \cdot 4} \sin^2(\omega t) - \frac{1 \cdot 3 \cdot \alpha^3}{2 \cdot 4 \cdot 6} \sin^3(\omega t) - \dots \right] \quad (304)$$

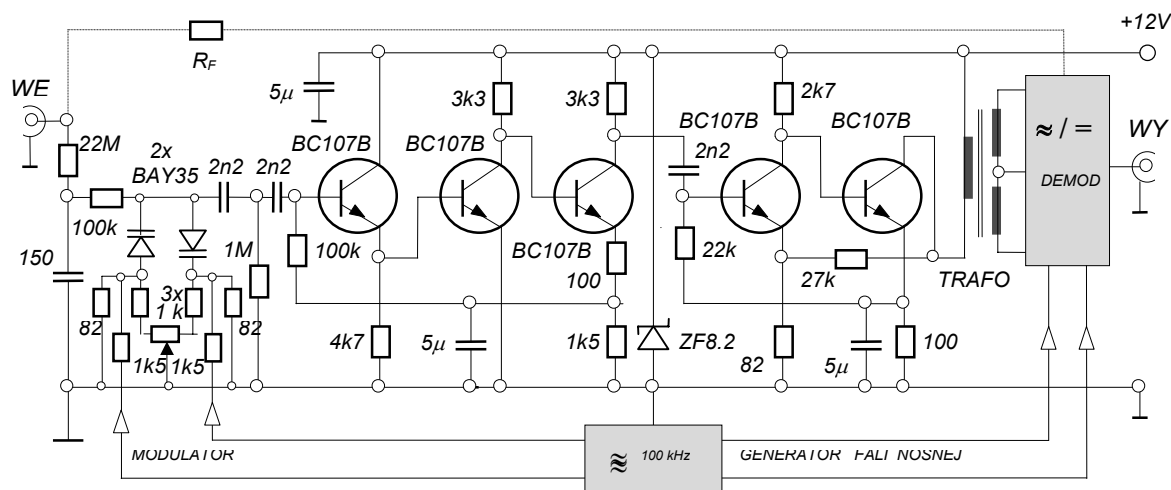


Równanie (304) ukazuje jawnie czasową zależność zmiennej  $V_{0\sim}$ . Dla praktycznie stosowanych sygnału modulującego ( $|V_{MOD}| \cong 0,1 \text{ V}$ ) współczynnik  $\alpha$  osiąga wartość  $\sim 0,4$ . Zaniedbanie zatem w równaniu (304) wyrażen w potęgach wyższych niż „jeden” sprowadza go do znanej nam już postaci (294). Prowadzi ono do zawyżenia amplitudy składowej zmiennej zaledwie o około 2,5 %, oraz do pominięcia, nie mającej istotnego znaczenia, niewielkiej dyktorsji jej przebiegu czasowego.

Wydzielona przez pojemność sprzęgającą  $C_S$  składowa zmienna przekazywana jest do zmiennoprądowego układu wzmacniającego.

Ogólnie przyjęta nazwa „*modulatory na diodach pojemnościowych*” zdaje się sugerować iż stosowane są w nich wyłącznie „*diody pojemnościowe*”, pełniące funkcję regulowanej pojemności w obwodach strojonych LC. Diody takie, o nominalnym zakresie roboczym napięć polaryzacji zaporowej, mieszczącym się na ogół w przedziale od kilku do kilkunastu woltów, w okolicy „zera” wykazują nadmierną upływność pogarszając własności modulatora. Pod tym względem lepszymi są małosygnałowe diody planarne.

Z punktu widzenia „napędu” modulatora stanowi on zrównoważony mostek źródłowy, którego ramiona utworzone są odpowiednio przez dwa identyczne źródła sygnału modulującego, oraz dwie diody pojemnościowe. Wymaga on bardzo starannego zbalansowania dla zapobieżenia bezpośredniemu przenikaniu sygnału modulującego do toru wzmacniającego. Uzyskuje się je w układzie z pośredniczącą rezystywną siecią symetryzującą. Taki właśnie sposób precyzyjnego równoważenia modulatora zastosowano w elektrometrze typu P-703<sup>113</sup> i jego późniejszej wersji 504.10<sup>114</sup>. Schemat sekcji „Front-End” tego elektrometru z symbolicznym oznaczeniem innych bloków funkcjonalnych (demodulatora i generatora w.cz.) przedstawiono na rysunku 102. W układzie modulatora zastosowano autentyczne diody pojemnościowe (warikapy) typu **BAY35**, przy których rezystancja wejściowa elektrometru z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego wyniosła  $2 \cdot 10^9 \Omega$ . Dopełnienie warunku (300) znalazło wyraz w wartości amplitudy napięcia modulującego równej ok. 100 mV, oraz 20-to miliwolt-



Rys. 102. Schemat sekcji „Front-End” elektrometru P-703<sup>113</sup>.

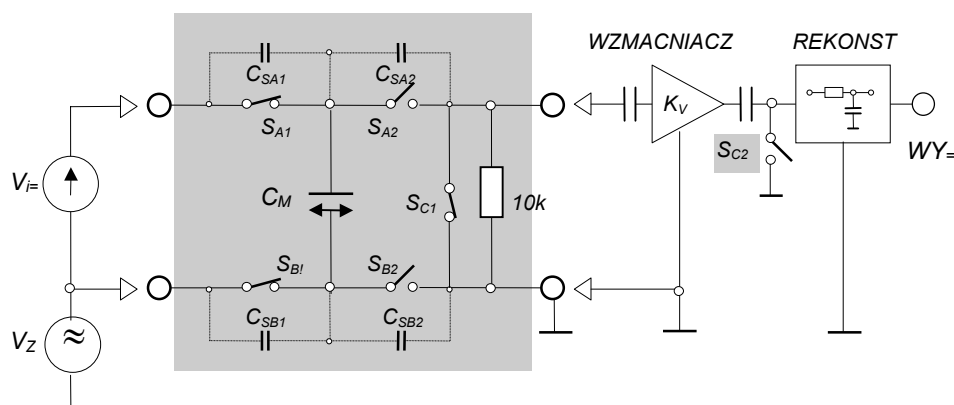
wym zakresie napięciowym, zaś wykorzystanie bezinercyjności modulowanych pojemności złączowych manifestuje się wysoką częstotliwością sygnału modulującego (100 kHz). Zmodulowany sygnał informacyjny ulega wzmocnieniu we wzmacniaczu tranzystorowym o wzmocnieniu w otwartej pętli  $K_V = 5000$ . Zawiera on dwie pojemnościowo sprzężone sekcje. Pierwszą z nich stanowi konwencjonalne „trójka” ze stabilizującą pętlą ujemnego sprzę-

żenia zwrotnego. Sekcja druga, wychodząca już poza strukturę „Front-End”, reprezentuje układ dwustopniowy z pętlami dodatniego i ujemnego sprzężenia zwrotnego. Cała kaskada objęta jest globalną pętlą sprzężenia zwrotnego, determinującą prądowe zakresy pomiarowe elektrometru. Najczulszy zakres prądowy [ $4 \cdot 10^{-12}$  A (fs)] ustala rezystancja w globalnej pętli sprzężenia zwrotnego o wartości  $R_F = 5 \cdot 10^9 \Omega$ . Jak łatwo zauważyć, omawiany elektrometr skonfigurowany został w układzie wzmacniacz transimpedancyjnego i nie przewidziano w nim możliwości pośredniego pomiaru natężenia prądu w trybie napięciowym (N). To ograniczenie funkcjonalne spowodowane jest głównie wpływem upływności diod modulatora. Dla spełnienia podstawowego warunku ( $R_{ZAKR} \ll R_i$ ), przy wnoszonej przez nie relatywnie niskiej ( $10^9 \Omega$ ) rezystancji równoległej niezbędną byłaby wówczas redukcja rezystancji równoległej, determinującej najczulszy zakres elektrometru, do poziomu co najwyżej  $10^6 \Omega$ . W konsekwencji najczulszy zakres prądowy wyniósłby tylko [ $2 \cdot 10^{-8}$  A].

### 4.3. Wzmacniacze średniego poziomu typu (SC)

Przedstawione niżej unikalne rozwiązanie wzmacniacza<sup>115</sup>, zaliczane aktualnie do kategorii układów „z *przełączanymi pojemnościami*”, wyprzedziło niemal o dekadę wyodrębnienie się tej nowej, szerokiej klasy układów oznaczanych skrótowo symbolem „SC” (*switched capacitor*)<sup>116,117</sup>. Już choćby z tego tylko względu wydaje się celowym udzielenie mu nieco uwagi.

Wzmacniacz ten, mówiąc najogólniej, został opracowany dla *repcji i wzmocnienia* sygnału stałoprądowego generowanego w *źródle napięciowym*, połączonym z układem odbiorczym *izolowaną* od masy *długą linią dwuprzewodową*, przebiegającą w *silnym polu zakłóceń indukowanych*. Konkretnym jego przeznaczeniem było wykorzystanie w systemie kontroli pracy reaktorów jądrowych w wewnątrz-rdzeniowych pomiarach temperatury i natężenia strumienia neutronów, stosujących odpowiedniego typu czujniki (detektory) termoelektryczne. Zadane warunki pracy toru transmisji sygnału z czujnika do receptora nakładają na układ odbiorczy wymaganie zastosowania odpowiedniego stopnia wejściowego, zapewniającego maksymalną redukcję zakłóceń indukowanych. W omawianym wzmacniaczu, w stopniu tym, stanowiącym w istocie jego sekcję „Front-End” zastosowano właśnie układ z *przełączaną pojemnością*, pełniący funkcję *układu próbkującego*. Rysunek 103 pokazuje jego schemat szczegółowy na tle ogólnej struktury wzmacniacza.



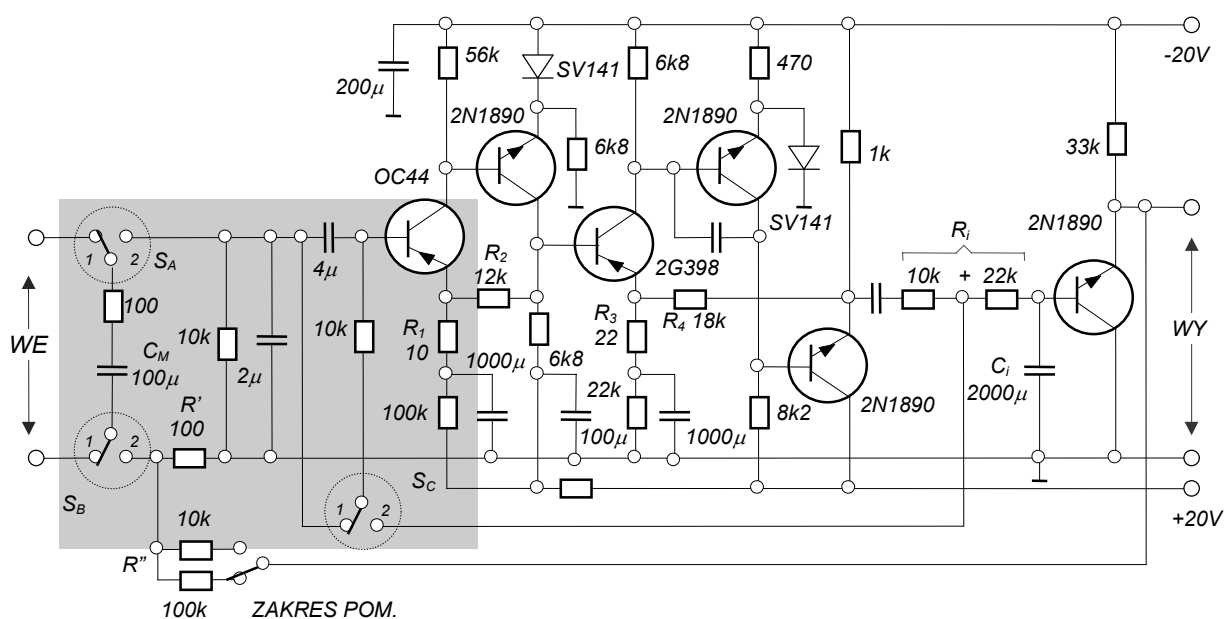
Rys. 103. Schemat struktury wzmacniacza z przełączaną pojemnością.

Wyodrębnione na powyższym schemacie źródło zakłóceń ( $V_Z$ ) reprezentuje napięcia indukowane przeciwsobnie w przewodach łączących czujnik ze wzmacniaczem. Wobec pełnej ich symetrii, nie obciążają one sygnału informacyjnego przekazywanego do pojemności  $C_M$  w fazie próbkowania (klucze  $S_{A1}$  i  $S_{B1}$  zwarte, zaś  $S_{A2}$  i  $S_{B2}$  otwarte). Zwarcie również w trakcie tej fazy wejście wzmacniacza (kluczem  $S_{C1}$ ) chroni go przed przenikaniem zakłóceń poprzez pojemności kluczy. W szcążkowej formie przedostają się one jednak na wejście wzmacniacza w drugiej fazie pracy układu próbkującego (przy alternatywnych stanach kluczy  $S_A$ ,  $S_B$  i  $S_C$ ). Względą ich wielkość, a w konsekwencji *stopień ich tłumienia*, łatwo wyznaczyć na gruncie podanego wyżej schematu. Wyrażając go, zgodnie z ogólnie stosowaną terminologią jako współczynnik redukcji sygnału sumacyjnego **CMRR** (*common mode rejection ratio*) otrzymamy

$$CMRR = \frac{C_{S_{A1}} + C_M}{C_{S_{A1}}} \quad (305)$$

Przez dobór odpowiednio dużej, w porównaniu z pojemnościami kluczy przełączających, wartości pojemności  $C_M$  uzyskać można pożądaną, wysoką wartość współczynnika tłumienia sygnału zakłócającego. Pojemności kluczy użytego w układzie komutatora elektromechanicznego wynosiły ok. 10 pF. Dla osiągnięcia założonej w projekcie wartości CMRR rzędu  $10^7$  konieczne więc było zastosowanie kondensatora o pojemności 100  $\mu$ F.

W rezultacie cyklicznego przełączania komutatora na wyjściu układu próbkującego formowany jest **sygnał okresowo zmienny** o bieżącej wartości średniej proporcjonalnej do poziomu sygnału wejściowego. Po **wzmocnieniu** w stowarzyszonym wzmacniaczu zmiennoprądowym poddany jest on procesowi **rekonstrukcji**, polegającemu na przywróceniu ciągłości przebiegu sygnału wyjściowego. Operację wygładzania przebiegu zrealizowano w układzie kluczowanego czwórnikca całkującego **RC** o odpowiednio dużej wartości stałej czasowej. Pełny schemat omawianego wzmacniacza z zacienioną sekcją „Front-End” przedstawiono na rysunku 104. Dla uproszczenia uwzględniono na nim tylko zestyki vibratorów (komutatorów) elektromechanicznych, pomijając obwód ich zasilania napięciem przemiennym 50 Hz.



**Rys. 104.** Pełny schemat ideowy wzmacniacza średniego poziomu sygnału termoelektrycznego detektora neutronów<sup>115</sup> w układzie z przełączaną pojemnością.

Napięciowy wzmacniacz zmiennoprądowy zawiera dwie sekcje objęte indywidualnymi (stabilizującymi i sygnałowymi) pętlami sprzężenia zwrotnego. Globalne jego wzmocnienie napięciowe w otwartej pętli „zewewnętrznej” ( $R'-R''$ ) określone jest wartościami rezystancji  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  i  $R_4$  zgodnie z relacją.

$$K_V = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} = 10^6 \quad (306)$$

Transmitancję całego układu (wzmacniacz + człon gładzący + pętla „zewewnętrzna” ujemnego sprzężenia zwrotnego), z jaką przenoszone są na wyjście próbki sygnału wejściowego, daje się z dobrym przybliżeniem opisać funkcją<sup>115</sup>

$$K_F(p) \cong \frac{K_V F_i(p) \exp\left(-\frac{pT}{2}\right)}{1 + \beta K_V F_i(p) \exp\left(-\frac{pT}{2}\right)} \quad (307)$$

gdzie  $F_i(p)$  jest transmitancją czwórnika całkującego,  $T$  – okresem próbkowania, a człon wykładniczy reprezentuje opóźnienie wymuszone działaniem systemu komutacji ( $S_{C-1,2}$ ), natomiast  $\beta(p)$  stanowi transmitancję pętli „zewewnętrznej” sprzężenia zwrotnego. Na jej podstawie można wyznaczyć minimalną wartość stałej czasowej  $\tau_i$  czwórnika całkującego, zapewniającą stabilną pracę całego układu. Przy zaniedbaniu pomijalnego wpływu szerokości pasma wzmacniacza „ac” oraz uwzględnieniu czysto rezystywnego charakteru pętli „zewewnętrznej”, warunek stabilności daje się sprowadzić do postaci<sup>115</sup>.

$$\frac{\beta K_V}{\sqrt{1 + (\pi T)^2 R_1^2 C_i^2}} < 1 \quad (308)$$

Dla zadanych w projekcie wartości wzmocnienia napięciowego ( $K_{F \min} = 1100$ ), dokładności pomiaru ( $\delta = 0,1 \%$ ) i częstotliwości komutacji ( $f = 50 \text{ Hz}$ ), warunek (308) prowadzi do wymagania determinującego wartość stałej czasowej czwórnika całkującego  $\tau_i$  na poziomie powyżej 63 s. [ $R_i = (10+22) \text{ k}\Omega$ ;  $C_i = 2000 \text{ }\mu\text{F}$ ]. Ogranicza ona silnie pasmo przenoszenia wzmacniacza do częstotliwości  $f_g$  wynoszącej zaledwie 3 Hz. Dla pełniejszego opisu własności omawianego wzmacniacza przytoczmy jeszcze wartości kilku jego podstawowych parametrów znamionowych:

- Oporność zacisków wejściowych względem masy  $> 10^{10} \Omega$
- Współczynnik redukcji sygnału sumacyjnego (CMRR)  $5 \cdot 10^6$
- Oporność wejściowa  $> 11,5 \text{ M}\Omega$
- Pojemność wejściowa  $< 5 \text{ pF}$
- Wzmocnienie (przełączane w dwu zakresach)  $(100 \div 1000)$
- Maksymalne napięcie wyjściowe  $10 \text{ V}$
- Napięcie szumów (rms)  $< 0,15 \text{ }\mu\text{V}$
- Dryf długoterminowy  $1 \text{ }\mu\text{V}/24 \text{ h}$
- Dryf termiczny  $< 0,1 \text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$