

PACS 85.60.DW  
УДК 621.383.049.77

## СХЕМОТЕХНІКА ЗАРЯДОВОЧУТЛИВИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

*О. Г. Швець, І. М. Раренко*

Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича  
58012 Чернівці, Коцюбинського 2, (0372)584893,  
microel@chnu.cv.ua, ogshvets@mail.ru

### Анотація

#### СХЕМОТЕХНІКА ЗАРЯДОВОЧУТЛИВИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

*О. Г. Швець, І. М. Раренко*

В даній роботі розглянуто можливі критерії проектування принципів схем зарядово-чутливих підсилювачів, які разом із напівпровідниковим сенсором задають нижню межу енергетичної чутливості при проведенні досліджень іонізуючого випромінювання.

**Ключові слова:** детектор, іонізуюче випромінювання, підсилювач, шум, ємність, імпульс

### Abstract

#### ELECTRONIC DESIGN OF CHARGE SENSITIVE AMPLIFIERS

*A. G. Shvets, I. M. Rarenko*

Possible ways of electronic design of charge sensitive amplifiers are presented in the paper. Designed amplifiers with semiconductor sensors determine low limit of energy sensitivity at studying of ionized radiation.

**Key words:** sensors, ionized radiation, amplifier, noise, capacity, impulse

### Аннотация

#### СХЕМОТЕХНИКА ЗАРЯДОВОЧУСТВИТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

*А. Г. Швець, И. М. Раренко*

В работе рассмотрены возможные критерии проектирования принципиальных схем зарядочувствительных усилителей, которые вместе с полупроводниковым сенсором определяют нижнюю границу энергетической чувствительности при проведении исследований ионизирующего излучения.

**Ключевые слова:** детектор, ионизирующее излучение, усилитель, шум, ёмкость, импульс

### Вступ

Напівпровідникові сенсори (НПС), або детектори, в даний час мають широке застосування в дослідженнях пов'язаних з детекту-

ванням рентгенівського та  $\gamma$ -випромінювань. Для обробки сигналів з різноманітних НПС застосовують амплітудні спектрометри, на вході яких, окрім самого НПС, використовується зарядовочутливий підсилювач (ЗЧП). Це

обумовлено тим, що ємність  $C_g$  р-п переходу детектора з бар'єрною структурою залежить від його напруги зміщення  $U_g$ . Навіть коли ця напруга — стабілізована величину  $C_g$  неможна вважати постійною. Тому для інтегрування імпульсу струму доводиться використовувати попередній підсилювач, чутливий до заряду. Його основна функція — перетворення заряду із НПС в сигнали напруги, які потім передаються на вхід спектрометричного підсилювача (СП), де відбувається підсилення та формування імпульсів до рівня прийняттого для роботи аналогово-цифрового перетворювача (АЦП).

### Схемотехніка ЗЧП

Аналіз роботи підсилювачів свідчить, що тільки вхідний каскад найбільше обумовлює величину шумів [1]. Польовий транзистор (ПТ) по своїм характеристикам (вхідний струм, крутизна, вхідна ємність) більше інших активних елементів підходить для вхідних ланок малошумячих ЗЧП. Зокрема, струм каналу утворюють тільки основні носії заряду. Підсилюючі властивості ПТ не залежать від часу життя неосновних носіїв (що покращує швидкодію), як це має місце у біполярних транзисторів.

Шуми вхідної ланки ЗЧП можна розділити на два види: паралельні та послідовні.

Послідовні шуми утворюються статистичними флуктуаціями струмів елементів схеми, наприклад, тепловим шумом каналу польового транзистора [1], що дорівнює:

$$\bar{i}_{шк}^2 = 4kTG \frac{2}{3} \Delta f, \quad (1)$$

де  $kT=4 \cdot 10^{-21}$  Дж (при  $T=300$ К) — енергія теплового руху;

$G$  — провідність каналу ( $\text{Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$ );

$f$  — смуга частот підсилювача.

Якщо взяти за основу розподілену модель польового транзистора (тобто, затвор не сконцентрований біля витоку, а розподілений впродовж всього каналу — від витоку до сток) можна зазначити, що тепловий шум каналу по своєму змісту — еквівалентний резистору під'єднаному послідовно із затвором:

$$R_s = 2/3R_k, \quad (2)$$

де  $R_k=1/S$  опір відкритого каналу витік-стік.

$S$  — крутизна характеристики польового транзистора в робочій точці ( $\text{мА/В}$ ).

З виразу (2) слідує, що вихідна шумова напруга каналу транзистора характеризується вхідним колом затвор-витік. Паралельні шуми обумовлені струмом утечки детектора, вхідним струмом першого каскаду підсилення та тепловим шумом резистора, через який живиться детектор. Вхідний шум найбільш пов'язаний із струмом затвора та визначається дробовим ефектом постійних струмів в цьому колі. Паралельний шум характеризується еквівалентним шумовим резистором  $R_p$  який під'єднано між затвором та витоком вхідного польового транзистора:

$$R_p = 2kT/q_e I_z, \quad (3)$$

де  $I_z$  — сума струмів, що протікають через затвор;

$q_e$  — заряд електрона.

Використовуючи кремнієві польові транзистори слід мати на увазі їх важливу властивість — покращення шумових характеристик на низьких (до 100 К) температурах. При оптимальному охолодженні струм затвора зменшується, крутизна збільшується. Проведені нами досліди показали, що при температурі в межах 250 К має місце збільшення крутизни при сталому  $R_s$ . Це в свою чергу дозволяє одержати зменшення послідовного шуму майже у 2 рази.

Із аналізу інформації з схемотехніки підсилювачів [2] та експерименту з різними схемами включення польового транзистора стало зрозуміло, що найбільш ефективно на вході ЗЧП використати схему із загальним витоком, для якої  $R_s$  знаходиться в межах (100-150 Ом). Також було виявлено: для зменшення впливу послідовних каскадів підсилення на шумові характеристики вхідного каскаду потрібно використовувати польовий транзистор з великою крутизною  $S$  (не менше 7 мА/В).

При низькій температурі паралельний шум затвора вхідного транзистора зменшується більш відчутно, що дозволяє подати живлення через резистор, шум якого при цьому, компенсується за рахунок великої крутизни транзистора.

Вхідний каскад ЗЧП у вигляді каскадної схеми [3] дозволяє одержати велике стійке підсилення за рахунок низького вхідного опору транзистора із загальною базою, що значно послаблює дію прохідної ємності затвор-витік  $C_{зв}$ .

За умови застосування напівпровідникових детекторів із телуриду кадмію (CdTe) з бар'єром

Шоттки, які мають низьку динамічну ємність  $C_q$  (менше 10пФ) [4], доцільно використати схему витокового повторювача на вході ЗЧП. Додатний зворотний зв'язок через ємність затвор-витік  $C_{зв}$  при незначній  $C_q$  веде до часткової компенсації вхідної ємності  $C_{вх}$ . Амплітуда вхідного сигналу, при цьому, росте, а вплив шуму слідуючого каскаду зменшується. Таке схематичне рішення дозволяє звільнити коло стоку для можливості регулювання струму “утечки” з метою відновлення заряду на конденсаторі зворотнього зв'язку ЗЧП. Цей метод замикання зворотнього зв'язку через коло стоку базується на тому, що зменшення потенціалу на стоці польового транзистора нижче визначеної межі веде до значного збільшення струму затвора, тобто відновлення початкового потенціалу на виході ЗЧП [5]. Наприклад, для транзистора КП307Ж (ПТ рекомендований виробником для ЗЧП [6]) гранична напруга стоку становила 8-10 вольт.

Для створення низькоомного навантаження на вхідний польовий транзистор, яке послаблює дію його прохідної ємності, доцільно застосувати підсилювач струму (низький вхідний та високий вихідний опори).

Вихідний каскад ЗЧП — це повторювач напруги, який забезпечує узгодження по навантаженню з наступними каскадами підсилення та обробки сигналу.

На рис.1 зображена структурна схема зарядово-чутливого підсилювача. Амплітуда підсилюваного сигналу  $U(t)$  пропорційна площі вхідного імпульсу струму детектора  $i_g$  та величині заряду  $Q$ , який вимірюється.

$$U(t) = A \int_0^{\infty} i_g(t) \cdot dt = AQ, \quad (4)$$

де  $A$  — коефіцієнт перетворення (зарядовочутливість) мВ/МеВ.

Щоб сигнал на виході ЗЧП не залежав від напруги зміщення  $U_q$  та ємності детектора вводиться зворотний зв'язок по заряду- конденсатор  $C_1$ . Паралельно  $C_1$  під'єднано резистор  $R_1$ , який розряджає його після кожного вхідного імпульсу, тобто відновлює заряд на  $C_1$  і одночасно являється опором навантаження НПС. Постійна часу  $\tau_0 = R_1 C_1$  визначає швидкість відновлення потенціалу на вході ЗЧП після реєстрації зарядженої частинки. Також  $R_1$  здійснює зворотній зв'язок по постійному струмі. Існує багато точок зору як відновлюва-

ти заряд на конденсаторі зворотнього зв'язку  $C_1$  рис.1. Зокрема, опір високоомних резисторів залежить від частоти, а активна складова його зменшується з її ростом [7]. Це збільшує рівень шуму. До тогож, ця залежність відхиляє форму вихідної напруги ЗЧП від експоненційного спаду, що ускладнює компенсацію відемного викиду. Резистор  $R_1$  під'єднаний до входу ЗЧП збільшує вхідну ємність  $C_{вх}$ . Проте для більшості застосувань (за винятком спектрометричних прецизійних схем) шунтування конденсатора  $C_1$  резистором  $R_1$ , дозволяє одержати рівень шуму, близький до мінімального ( $E_{ш} = 150-200$ еВ) при збереженні високої швидкодії. Можливе усунення зазначених недоліків розглянуто в роботі [5].

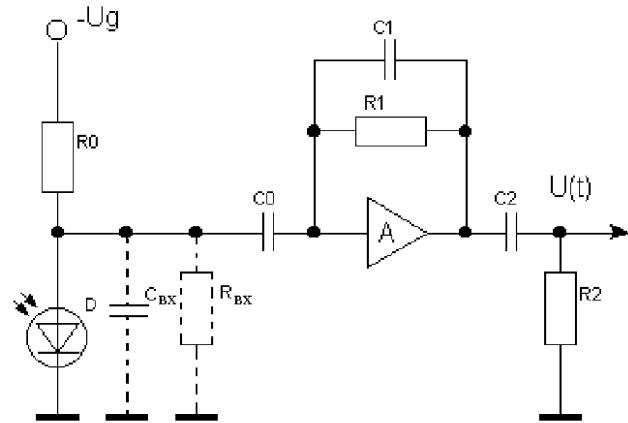


Рис. 1 Структурна схема зарядовочутливого підсилювача

Заряд з НПС, виділяється на вхідній ємності  $C_{вх}$ , та утворює імпульс напруги, що підсилюється ЗЧП в  $K$  раз.  $C_{вх}$  являє собою суму, що складається із ємності детектора  $C_g$ , вхідної ємності польового транзистора  $C_{п}$ , та динамічної ємності зворотного зв'язку  $C_1(1+K)$ , тобто:

$$C_{вх} = C_g + C_{п} + C_1(1+K). \quad (5)$$

При цьому вхідний опір підсилювача дорівнює:

$$R_{вх} = R_o/K. \quad (6)$$

Амплітуда вихідного імпульсу напруги ЗЧП дорівнює

$$U_{вих}(t) = \frac{Q}{C_{вих}} \cdot K. \quad (7)$$

При умові, що коефіцієнт підсилення  $K$  ЗЧП досить великий  $(C_g + C_{п})/C_o \ll K$ , то

$$U_{вих}(t) = Q/C_o. \quad (8)$$

Зарядовочутливість за таких умов дорівнює:

$$L = A = \frac{K}{C_g + C_n + C_2(K+1)}, \quad (9)$$

або визначається через ємність конденсатора  $C_1$  рис.1, тобто

$$L = 1/C_1. \quad (10)$$

При великих завантаженнях [8] у вхідних колах детектора спостерігається накладання імпульсів. Обумовлює це форма вихідного сигналу НПС — малий час наростання та тривалий експоненційний спад. Результат: флуктуації сумарної вихідної напруги детектора значно перевищують амплітуду одиночних імпульсів. Накладені імпульси приводять до перевантаження ЗЧП. Інформація про них, або випаде із вимірювань, або буде спотворена. Диференційна ланка  $C_3R_3R_4$  рис.2 запобігає цьому, укорочуючи імпульси та здійснює їх часову дискримінацію [8]. Постійну часу  $t_{\text{диф}} = R_3C_3$  вибирають з умови:  $t'_n = t_{\text{диф}} = t_{\text{вх}}$ , де

$t'_n$  — час наростання сигналу;

$t_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}C_{\text{вх}}$  — постійна часу вхідного кола ЗЧП рис.1, яка визначає час спаду сигналу.

Якщо розглядати ЗЧП за класичною схемою рис.1, сигнал на його виході матиме форму експоненційного спаду:

$$U(t)_{\text{зчп}} = (q/C)\exp[-t/\tau_0], \quad (11)$$

де  $t$  — тривалість імпульсу.

$q$  — величина заряду на конденсаторі  $C_1$  під час реєстрації детектором зарядженої частинки; при цьому потенціал на виході ЗЧП змінюється на  $\Delta U = q/C_1$ .

Вихідний сигнал  $U(t)_{\text{зчп}}$ , проходячи через диференційну ланку матиме від'ємний викид напруги, який небажаний, та спричиняє перевантаження наступних кіл підсилення або обробки з послідовним спотворенням та навіть втратою інформації. Спосіб виключення таких викидів (в зарубіжній літературі як “спосіб компенсації полюса нулем”) базується на шунтуванні конденсатора  $C_3$  диференційної ланки резистором  $R_4$  за умови:

$$R_4 = \tau_0/C_3. \quad (12)$$

Досліджуючи роботу реальних схем ЗЧП авторами було виявлено наступне. Для оптимального функціонування диференційної ланки рис.1. необхідно, щоб вихідний опір ЗЧП був менший величини  $R_3$ , а вхідна ємність наступного каскаду повинна бути значно меншою

$C_3$ . Не виконання цих умов веде до зменшення амплітуди та збільшення тривалості імпульсу на виході ЗЧП. Напівпровідниковий детектор потребує напруги зміщення  $U_g$ , яка може негативно впливати на роботу підсилювача. Перехідний конденсатор  $C_0$  рис.1 запобігає цьому. Резистор  $R_0$  стабілізує струм через детектор D. Постійна часу схеми в цьому випадку:

$$\tau = R_0(C_0 + C_q), \quad (13)$$

де  $C_q$  — ємність детектора.

На рис.2 подані спроектовані принципові схеми ЗЧП, які були випробувані разом із напівпровідниковим детектором CdTe з бар'єром Шоттки при напрузі зміщення  $U_g = 20 \div 400$  В. Сигнал з НПС на вхід підсилювача подавався через перехідний конденсатор  $C_1$  рис.2.

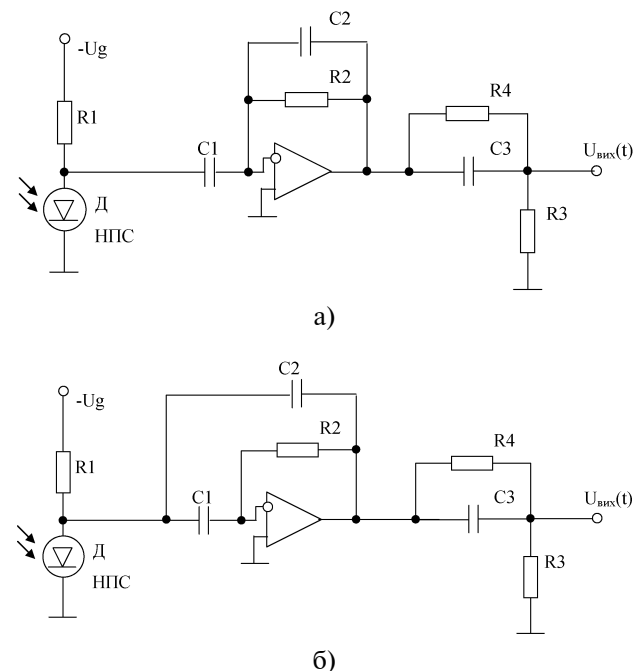


Рис. 2. Принципові схеми зарядовочутливого підсилювача з різними способами під'єднання конденсатора зворотнього зв'язку  $C_2$ : а) через конденсатор  $C_1$ ; б) безпосередній зв'язок  $C_2$  і детектора

В якості підсилювачів було опробовано ОП ОРА128В (В-В), ОРА129, ОРА657U, AD8603[9].

Доцільно визначити вплив конденсатора  $C_1$  на роботу цілої схеми — НПС плюс ЗЧП, а також місця під'єднання конденсатора зворотнього зв'язку  $C_2$ . На рис. 2, а зображено схема, де  $C_2$  з'єднаний паралельно  $R_2$ . На рис. 2, б  $C_2$  під'єднаний безпосередньо до детектора.

В обох випадках вихідний сигнал був експоненційно спадаючим із від'ємним викидом,

тривалість якого приблизно дорівнювала  $\tau/\tau_0$ , де  $\tau$  де постійна часу ланки пов'язаної з резистором живлення детектора  $R_1$ , яка для двох схем (рис. 2, а,б) однакова і визначається як:

$$\tau = R_1(C_1 + C_g), \quad (14)$$

де  $C_g$  – ємність детектора

Постійна часу  $\tau_0$  для схеми на рис. 2,а дорівнює:

$$\tau_{0a} = R_2 C_2, \quad (15)$$

а для схеми на рис. 2,б дорівнює:

$$\tau_{0б} = R_0 C_0 C_1 / C^*, \quad (16)$$

де  $C^* = C_1 + C_g$ .

Із даних співвідношень видно, що у схемі на рис. 2, б величина  $\tau/\tau_0$  у  $(1 + C_g/C_1)$  раз більша ніж у схемі на рис. 2, а.

Якщо взяти до уваги тільки максимальну величину амплітуди від'ємного викиду вихідного сигналу, то коли  $C_1 = C_g$ , в схемі на рис. 2, а необхідно виконання умови  $R_1 > 15 \dots 20 R_2$ , а в схемі на рис. 2, б  $R_1 > 8 \dots 10 R_2$ . Враховуючи те, що  $R_2$  і так має значний опір ( $R_2 \geq 1$  ГОм), ці умови важко здійснити. Досліджуючи роботу даних ЗЧП було виявлено, що коли застосувати  $C_1$  великої ємності:  $C_1 > 10 C_g$ , то для обох підсилювачів виконується умова  $R_1 > 2 R_2$ . Причому із збільшенням ємності  $C_1$  амплітуда від'ємного викиду прямує до 0.

Динамічна ємність детектора  $C_{дин.}$  при якій відбувається зменшення амплітуди вихідного сигналу в 2 рази в розглянутих випадках визначається для схеми на рис. 2, а виразом:

$$C_{дин.а} = \frac{C_1 (K+1) C_2}{C_1 + (K+1) C_2}; \quad (17)$$

тобто послідовне з'єднання  $C_1$  та  $C_2 (K+1)$ , а для схеми на рис. 2, б:

$$C_{дин.б} = C_2 (K+1). \quad (18)$$

Із співвідношень (17; 18) зрозуміло:  $C_{дин.}$  схеми на рис. 2, б більша, а це в свою чергу зменшує залежність цієї ємності від опору  $R_1$ .

Проведений аналіз довів, що використання тієї чи іншої схеми обумовлено, зокрема, величиною ємності детектора. Наприклад, якщо  $C_g = C_1$ , то краще використовувати ЗЧП на рис. 2, б [10]. Звичайно, при цьому  $C_2$  – високочастотний! Дослідження довели, що отримані закономірності дійсні для всіх ОП, параметри

яких задовольняють вимогам для застосування їх в ЗЧП.

При проектуванні ЗЧП, для оцінки завантажувальної здатності, були застосовані формули Кемпбелла [11]:

$$\bar{V} = n \int_0^\infty S(t) dt = n \int_0^\infty \frac{Q}{C_0} e^{-t/\tau_0} dt = \frac{Q}{C_0} n \tau_0 = \frac{Q}{C_0} \eta, \quad (19)$$

$$\sqrt{\bar{\sigma}^2} = \left[ n \int_0^\infty S(t) dt \right]^{1/2} = \frac{Q}{C_0} \sqrt{\frac{n \tau_0}{2}} = \frac{Q}{C_0} \sqrt{\frac{\eta}{2}}, \quad (20)$$

де  $Q$  – величина заряду;

$\bar{V}$  – середнє зміщення вихідного рівня ЗЧП, зумовлені вхідним струмом детектора (детектор приєднаний до входу ЗЧП без перехідного конденсатора);

$\bar{\sigma}^2$  – середньоквадратична величина флуктуацій вихідної напруги;

$\eta$  – коефіцієнт завантаження, який показує кількість імпульсів в середньому за час  $\tau_0$ ;

$n$  – вхідне завантаження (імп./с).

Із формули (19) видно, що при збільшенні вхідного завантаження ЗЧП зміщується вихідний потенціал на його виході. Це може бути інтерпретовано як багаторазове накладання імпульсів один на одного за час  $\tau_0$ .

У даних ЗЧП рис. 2 величини застосованих елементів:  $R_1 = 1$  ГОм,  $C_1 = 1$  пФ. Виміряна амплітуда вихідного імпульсу ЗЧП становила 56 мВ, що задовольняє теоретичним розрахункам  $q/C_0 \approx 50$  мВ. Коефіцієнт завантаження  $\eta = n \tau_0 \approx 100$  при вхідному завантаженні  $n = 10^5$  імп./с. Флуктуаційна складова вихідної напруги  $\sigma = 350$  мВ згідно формули 20.

Ще одна принципова схема ЗЧП, яка була спроектована авторами на основі вище зазначеного зображена на рис.3. Вхідний каскад – витоковий повторювач VT1 з динамічним навантаженням VT2. Підсилення вхідної напруги здійснює високочастотний малошумячий ОП DA1. Його живлення зашунтовано блокуючими конденсаторами  $C_6, C_7$ . Диференційна ланка виконує компенсацією полюса нулем  $C_8 R_7 R_8$ . Загальний зворотній зв'язок в ЗЧП здійснюють елементи  $R_5 C_5$ . Чутливість даного підсилювача (при ємності зворотнього зв'язку  $C_5 = 1$  пФ) не гірше 52 мВ/МеВ. Рівень шумів не перевищує 0,8-1,2 мкВ. Коефіцієнт підсилення ЗЧП з розімкненим зворотнім зв'язком більше 50000.

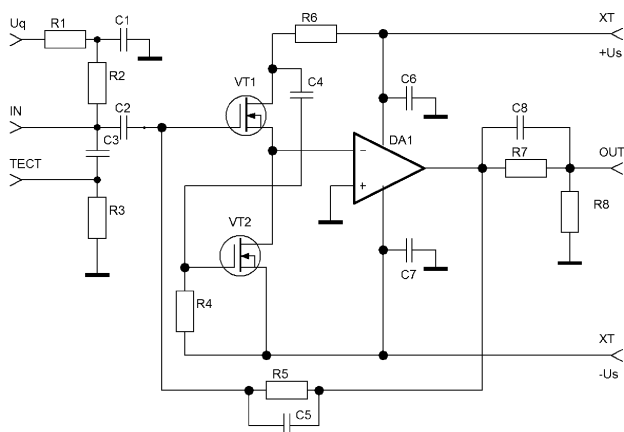


Рис.3. Принципова схема зарядочутливого підсилювача

### Висновки

В даній роботі проведено аналіз доцільності застосування тих чи інших компонентів при проектуванні ЗЧП. Дано обґрунтування схематичних рішень, використовуючи найсучаснішу елементну базу, для досягнення оптимальної обробки сигналів з НПС під час реєстрації іонізуючого випромінювання. Розроблені принципові схеми для підсилення сигналів, зокрема з детекторів на основі телуриду кадмію з бар'єром Шотткі. Запропоновані методи покращення шумових та часових параметрів ЗЧП.

### Література

1. Ван дер Зил. Шум. Источники, описание, измерение. М.: Советское радио, 1978.
2. Ковальський Е. Ядерная электроника. Пер. с англ. Под ред. И. В. Штраниха. М., Атомиздат, 1972, с.360.
3. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. — М.: Мир, 1982. — 512 с.
4. Основы экспериментальных методов ядерной физики: Учеб. Пособие для вузов./ А. И. Абрамов, Ю. А. Казанский, Е. С. Матусевич. 3-ед., перераб. и доп. — М.: Энергоатомиздат, 1985. — 488 с.: ил.
5. Синицин В. Н., Гинзбург Ю. Н. Зарядочувствительный предусилитель со стоковой обратной связью для рентгеновского спектрометра // Приборы и техника эксперимента. 1986. № 5. С. 125-127.
6. Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности: Справочник/ А.А. Зайцев, А. И. Миркин, В. В. Мокряков и др.: Под ред. А. В. Голомедова. — М.: Радио и связь, 1989. — 384 с.: ил.
7. Резисторы: Справочник/ В. В. Дубровский, Д. М. Иванов, Н. Я. Пратусевич и др.; Под ред. И. И. Четверткова и В. М. Терехова. — 2-е изд., перераб. И доп. — М.: Радио и связь, 1991. — 528 с.: ил.
8. Цитович А. П. Ядерная электроника: Учеб. Пособие для вузов. — М.: Энергоатомиздат, 1984. — 408 с. ил.
9. www.data sheet.com.
10. Howes J. H., Deighton M. O., Smith A. J. // IEEE Trans. Nucl. Sci. 1984. 5. NS-31, N1. P. 273-290.
11. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982.