



УДК 629.7, УДК 629.05

**METER OF WEAK ALTERNATING CURRENTS  
ВИМІРЮВАЧ СЛАБКИХ ЗМІННИХ СТРУМІВ****Startsev V.I. / Старцев В.І.***s.t.s., as.prof. / к.т.н., доц.***Derevyagin Y. V. / Дерев'ягін Я.В.***senior researcher / ст.наук.співраб.***Bekirov V. Y. / Бекіров В. Ю***senior researcher / ст.наук.співраб.***Chudnovsky V. Y. / Чуднівський В. Я.***Design engineer / Інженер-конструктор**Polytechnic National University, Odessa, ave. Shevchenko, 1, 65044**Національний університет "Одеська політехніка", Одеса, просп. Шевченка, 1, 65044*

**Анотація.** Описано вимірювач змінних струмів із широким динамічним діапазоном. Отримано вирази для визначення оптимального вхідного опору, що забезпечує максимальну чутливість. Наведено вирази, що визначають параметри **амплітудної характеристики**.

**Ключові слова:** міжпланетна плазма, пастка заряджених частинок, модуляція, вхідний струм, чутливість, вхідна ємність, компенсація ємності, автоматичне регулювання посилення.

Для повної характеристики міжпланетної плазми необхідно знати такі експериментально визначені величини: швидкість спрямованого макроскопічного руху (величина та напрям швидкості), концентрацію плазми, швидкість хаотичного (теплого) руху електронів та іонів, склад основних іонів та їх температуру, а також зв'язок між плазмою та магнітними полями.

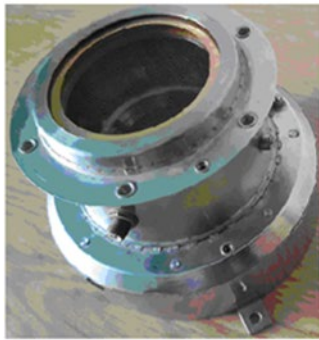
Для вимірювання параметрів потоку заряджених часток широке застосування отримали багатоелектродні пастки, що дозволяють вимірювати інтегральні, так і диференціальні енергетичні спектри.

На малюнку 1 показана пастка заряджених частинок (а) та блок схема вимірювача потоку заряджених частинок (б) модуляційним методом [1].

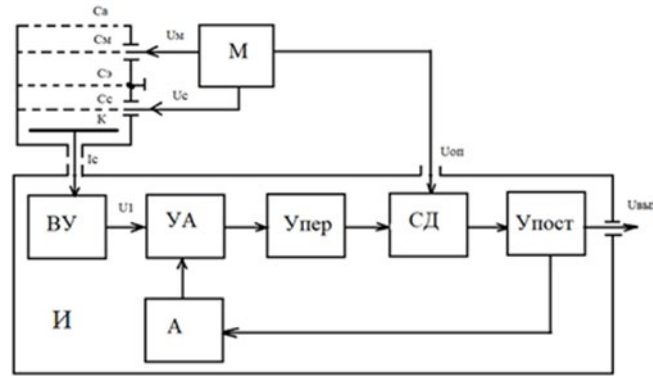
Форма модулюючої напруги показано на малюнку 2. Модулююча напруга складається із суми постійної та змінної напруги. Періодично ця напруга змінюється за заданим законом, щоб забезпечити вимірювання розподілу потоку заряджених частинок енергії. Максимальне значення модулюючої напруги не перевищувало 10 кВ. Змінна напруга з модулятора ( $U_{оп}$ ) надходить на синхронний детектор вимірювача.

Струм сигналу  $I_c$  з частотою  $f_0$ , що знімається з колектора  $K$ , пропорційний кількості заряджених частинок в одиницю часу. У вимірювачі  $I$  сигнал посилюється, синхронно детектується і перетворюється на уніфіковану вихідну напругу постійного струму  $U_{ввих} = 0.1 \div 6 В$ .

Вимірювальний підсилювач (малюнки 1 і 3) має наступні параметри: чутливість (при відношенні сигнал/шум  $N=1$ )  $I_{смин} = 10^{-13} А$ ; динамічний діапазон  $I_{смакс} / I_{смин} = 3 \cdot 10^4$ ; швидкодія  $\leq 0.1 С$ ; діапазон робочих температур  $-20 \div +60 ^\circ С$ ; нестабільність коефіцієнта перетворення (у всьому динамічному діапазоні)  $|\delta K_{np}| \leq 3\%$ ; споживана потужність 0.2 Вт.



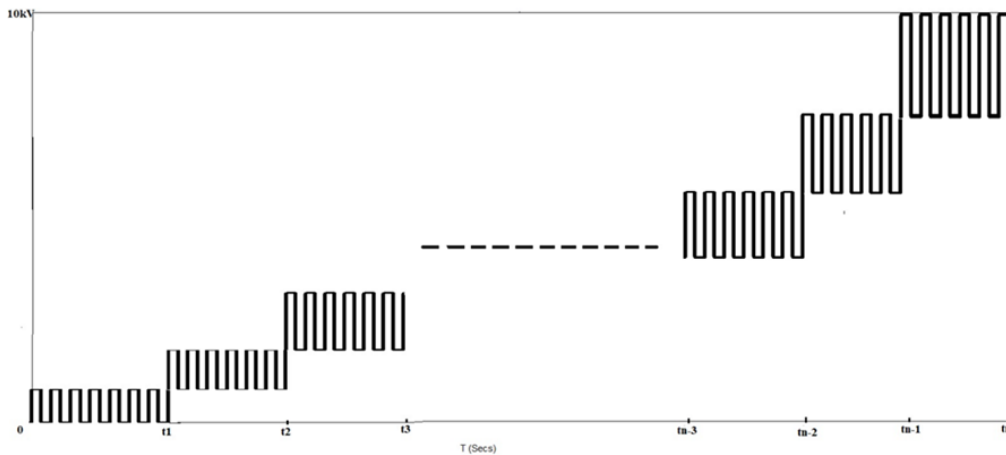
а



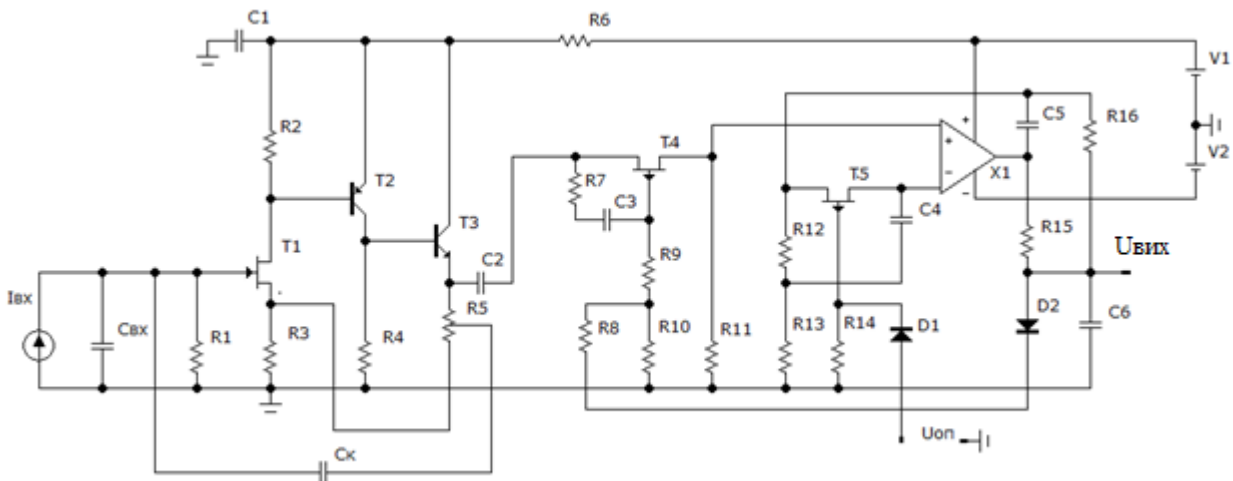
б

**Малюнок 1. Пастка заряджених частинок (а) та блок схема вимірювача параметрів потоку заряджених частинок (б).**

*Ca – апертурна сітка; Cm – модуляційна сітка; Ce - екранна сітка; Cc – супресорна сітка; K – колектор; M – модулятор; Um – модуляційна напруга; ВП – вхідний пристрій; КА - керований атенюатор; Пзмін - підсилювач змінного струму; CD – синхронний детектор; Ппост – підсилювач постійного струму; А – атенюатор у ланцюзі автоматичного регулювання посилення, I – вимірник, Uc – негативна напруга, що служить для придушення фотоелектронів, Uоп - опорна змінна напруга, що керує синхронним детектором.*



**Малюнок 2. Модулююча напруга.**



**Малюнок 3 Схема підсилювача.**



Синхронне детектування дозволяє звузити смугу пропускання вимірювача та усунути квадратурну перешкоду, спричинену прямим пролазанням напруги, що модулює потік заряджених частинок. Напруга на виході синхронного детектора (СД) залежить від кута зсуву фаз між вхідною та опорною напругою. При цьому відношення сигнал/шум на початку шкали буде рівним:

$$N_{\text{МН}} = \frac{U_{\text{ВЫХ МН}}}{U_{\text{ВЫХ Ш}}} = \frac{|I_{\text{СМН}}| \cos \varphi}{|Y_{\text{ВХ}}|} / F_{\text{Ш}} \cdot U_{\text{Ш ВХ}},$$

де  $\dot{Y}_{\text{ВХ}} = 2\pi j f_0 C_{\text{ВХ}} + 1/R_{\text{ВХ}}$  – провідність вхідного ланцюга;  $F_{\text{Ш}}$  - коефіцієнт шуму вхідного підсилювача;  $U_{\text{Ш ВХ}}$  - середньоквадратична шумова напруга опору в еквівалентній смузі частот синхронного детектора  $\Delta f$ .

Фазовий зсув визначається переважно вхідним ланцюгом, тобто  $\cos \varphi = 1/R_{\text{ВХ}} |\dot{Y}_{\text{ВХ}}|$ . Компенсація його за допомогою фазообертача в ланцюзі опорного сигналу призводить до ускладнення схеми при відносно малому виражі щодо сигнал/шум. Для схеми без компенсації фазового зсуву:

$$|I_{\text{С min}}| = N_{\text{min}} F_{\text{min}} \sqrt{4KTdf} [1 + (2\pi f_0 C_{\text{ВХ}} R_{\text{ВХ}})^2] / \sqrt{R_{\text{ВХ}}} \quad (1)$$

де  $N_{\text{min}}$  – задане ставлення сигнал/шум,  $F_{\text{min}}$  – коефіцієнт шуму вхідного підсилювача,  $f_0$  – частота модуляції плазми у пастці заряджених частинок,  $C_{\text{ВХ}}$  – ємність датчика заряджених частинок, монтажна ємність схеми вхідного каскаду та власні ємності електронних компонентів.

Поліпшення чутливості можливе шляхом зменшення частоти  $f_0$  та ємності  $C_{\text{ВХ}}$ . Зменшення частоти доцільно до того часу, доки почнеться різке зростання фліккер - шуму польового транзистора до частот 300 – 500 Гц, але це водночас призводить до збільшення розмірів і ваги апаратури.

Основну складову  $C_{\text{ВХ}}$  – це ємність колектора пастки заряджених частинок. Зменшення розмірів колектора пастки зменшує його ємність, але одночасно в стільки ж разів зменшує кількість заряджених частинок, що збираються, що призводить до зниження чутливості апаратури.

Дієвим способом підвищення чутливості є зменшення впливу вхідної ємності за допомогою позитивного зворотного зв'язку. Такі схеми відрізняються підвищеною надійністю та стабільністю при великій глибині компенсації вхідної ємності  $C_{\text{ВХ}} = C_{\text{ВХ H}} + C_{\text{К}}(1 - \beta_+ K_{\text{ВВ}})$ , де  $C_{\text{ВХ H}}$  - початкова вхідна ємність,  $C_{\text{К}}$  - компенсуюча ємність ланцюга позитивного зворотного зв'язку,  $\beta_+$  - коефіцієнт передачі напруги ланцюг позитивного зворотного зв'язку,  $K_{\text{ВВ}}$  - коефіцієнт посилення вхідного пристрою по напрузі. Теоретично  $C_{\text{ВХ}}$  можна звести до нуля, проте при значних відносинах  $C_{\text{ВХ H}}/C_{\text{ВХ}}$  зміни сильно впливають на величину:

$$\delta C_{\text{ВХ}} = \Delta C_{\text{ВХ}} / C_{\text{ВХ}} = \delta K_{\text{ВВ}} C_{\text{ВХ H}} / C_{\text{ВХ}} \quad (2)$$

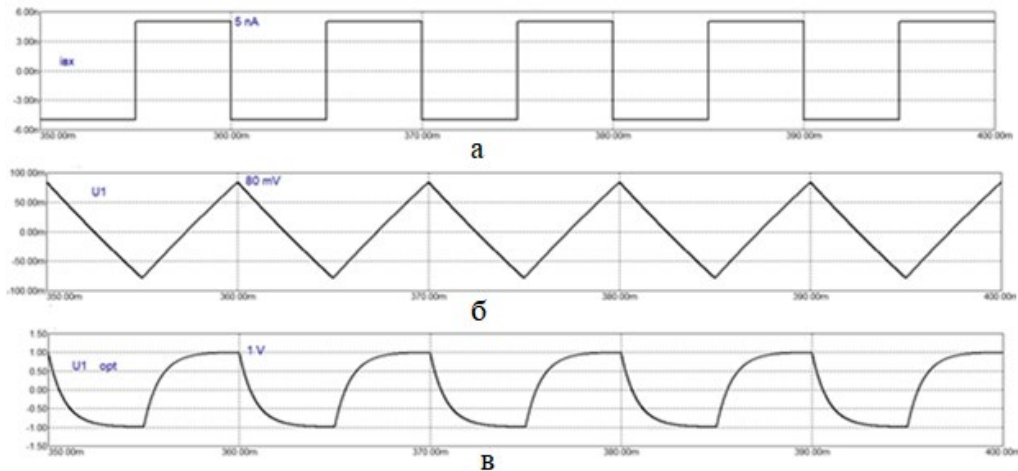
Зміни  $\delta C_{\text{ВХ}}$  у свою чергу, викликають нестабільність коефіцієнта перетворення вимірювача  $K_{\text{ПР}} = |U_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВХ}}|$ . Співвідношення (2), по-перше, визначає жорсткі вимоги до стабільності  $\delta K_{\text{ВВ}}$ , по-друге, накладає обмеження на максимально допустиме ставлення  $C_{\text{ВХ H}}/C_{\text{ВХ}}$ . Застосування підсилювача зі



слідчим негативним зворотним зв'язком дозволяє отримати  $|\delta K_{BV}| \leq 0.1\%$ . При допустимому значенні  $|\delta C_{BX}| \leq (1 \div 2)\%$  вхідну ємність можна зменшити лише у 10 – 20 разів, тобто. на практиці важко отримати  $C_{BX} \leq (1 \div 2) \text{ пФ}$ .

Досліджуючи функцію  $|I_{CMH}| = f(R_{BX})$  (1) на мінімум, знаходимо  $R_{BX \text{ опт}} = \frac{1}{2} \pi \sqrt{3} f_0 C_{BX}$ . Наприклад, при  $f_0 = 500$  Гц,  $C_{BX} = 2$  пФ,  $N = 1$ ,  $F_{ш} = 2-3$  дБ,  $\Delta f = 10$  Гц, отримуємо  $R_{BX \text{ опт}} = 10^8$  Ом та  $|I_{CMH}|_{\text{МН}} = 10^{-13}$  А.

В описуваній схемі  $R_{BX} = R_V (1 + \beta_- K_{BVH})$ , де  $R_V$  - опір витоку рп переходу польового транзистора ( $R_V > 10^9$  Ом),  $\beta_- = R_3 / (R_3 + R_5)$  - коефіцієнт передачі дільника в ланцюзі негативного зворотного зв'язку вхідного каскаду,  $K_{BVH}$  - коефіцієнт посилення за напругою вхідного каскаду без зворотного зв'язку ( $K_{BVH} \approx 1000$ ). Тому необхідна величина  $R_{BX \text{ опт}}$  та стабільність цієї величини визначається резистором  $R_1$ .



Малюнок 4.

На малюнку 4а показана форма вхідного струму з амплітудою 5 нА та частотою 100 Гц.

На малюнку 4б показано форму вихідної напруги першого каскаду вимірювача (ВП). Напряга трикутної форми з амплітудою 80 мВ. Вхідна ємність близько 300 пФ.

На малюнку 4в показана форма вихідної напруги ВП з оптимальною компенсацією вхідної ємності. Напряга формою близько до форми вхідного струму, з амплітудою 1 В. Вплив вхідної ємності істотно зменшено, що дозволило отримати необхідну чутливість вимірювача.

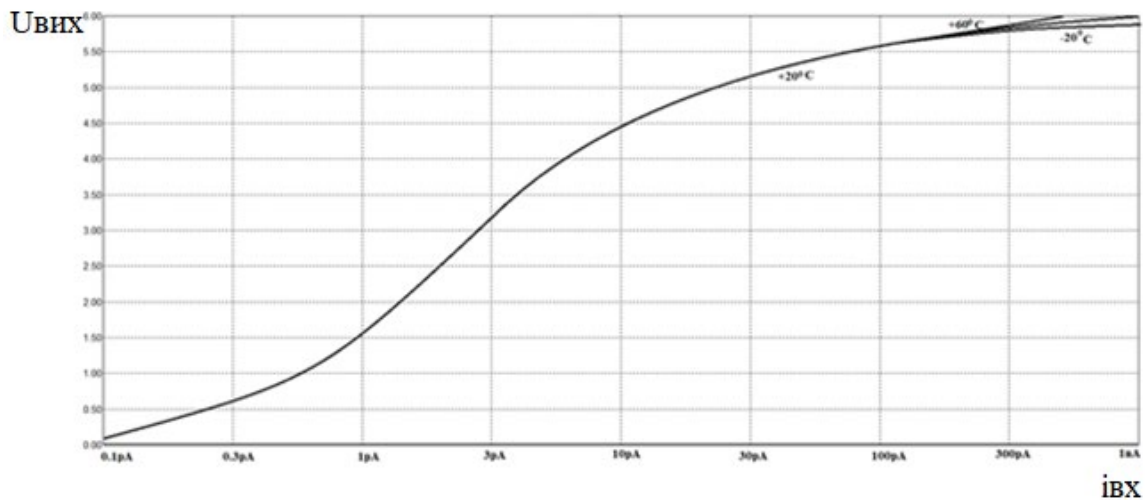
Орієнтовно значення не компенсованої вхідної ємності оцінюється в 5 пФ.

При повній компенсації вхідної ємності ( $C_{BX} = 0$ ) величина модулюючої напруги, що проходить на колектор через ємність, модулятор – колектор, дорівнює  $U_{\text{ПР}} = I_{\text{ПР}} R_{BX} \cos \varphi = U_M R_1^2 / [R_1^2 + (1/\omega C_{МК})^2]$ . Щоб  $U_{\text{ПР}}$  не перевищувало  $U_{\text{Ш ВХ}}$ , необхідно забезпечити значення цієї ємності:



$$C_{MK} < \frac{1}{\omega R_{BX}} \sqrt{U_{ШВХ} / U_M}.$$

Застосування сіток, що екранують  $C_3$  (малюнок 1) дозволяє отримати необхідну величину  $C_{MK} < 10^{-4} n\Phi$ .



**Малюнок 5. Амплітудна характеристика вимірювача.**

Для поліпшення стабільності коефіцієнта посилення операційний підсилювач охоплений негативним зворотним зв'язком ( $R_{12}, R_{13}$ ). При цьому нестабільність коефіцієнта посилення робочого діапазону температур не перевищувала 1%. Підсилювач постійного струму виконаний на тому ж операційному підсилювачі та охоплений негативним зворотним зв'язком ( $R_{12}, R_{10}$ )

Для розширення динамічного діапазону застосовано автоматичне регулювання посилення з керованим елементом (КА) за схемою Г-подібного дільника напруги ( $T_4, R_{11}$ ). Для зменшення нелінійних спотворень в КА (малюнок 2) введено коригуючий ланцюжок  $R_7, R_9, C_3$ .

Можна показати [3], що амплітудна характеристика, малюнок 5, на нелінійній ділянці визначається за такою формулою:

$$U_{ВХ} = X_{ВХ} / (1 + K_{ДЕЛ} X_{ВХ} / U_0),$$

де  $X_{ВХ} = K_H U_{ВХ} g_K / g_H$ ;  $K_H$  - коефіцієнт посилення каскадів, що не регулюються,  $g_K$  - провідність каналу польового транзистора при нульовому зміщенні затвора;  $g_H = 1 / R_{11}$ ;  $U_0$  - напруга відсічення польового транзистора;  $K_{ДЕЛ} = R_{10} / (R_8 + R_{10}) = U_0 / U_{ВЫХМАКС}$  - коефіцієнт передачі дільника, що визначає величину максимальної вихідної напруги  $U_{ВЫХМАКС}$ .

Так як  $U_{ВХ} = I_{ВХ} |Z| \cos \varphi$ , де зсув фази вхідного ланцюга при оптимальній компенсації, то вираз для амплітудної характеристики набуде вигляду:

$$U_{ВХ} = K_H \frac{g_K}{g_H} |Z| \cos \varphi I_{ВХ} / \left( 1 + K_H \frac{g_K}{g_H} |Z| \cos \varphi I_{ВХ} / U_0 \right),$$

а її нестабільність, викликана зміною величин  $U_0$  і  $K_{ДЕЛ}$  дорівнює:



$$\delta U_{\text{ВИХ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВИХ}}}{U_{\text{ВИХ}}} = \frac{X_{\text{ВХ}}}{1 + X_{\text{ВХ}}} (\delta U_0 - \delta K_{\text{ДЕЛ}}).$$

Зазвичай  $\delta K_{\text{ДЕЛ}} \ll \delta U_0$ , тому при великих сигналах, коли  $X_{\text{ВХ}} \gg 1$ ,  $\delta U_{\text{ВИХ}} \approx \delta U_0$ .

Для температурної компенсації змін  $U_0$  у ланцюг регулювання включений кремнієвий діод.

Описана схема дозволяє забезпечити граничну чутливість вимірювача та високу стабільність нелінійної амплітудної характеристики.

### Література

1. К.І. Грінгауз, В.В. Безруких, Л.М. Мусатів. Космічні дослідження, 1967, 5, №2, 25
2. Ст Гозлінг, Застосування польових транзисторів, 1970, «Енергія».
3. Ю.Д. Крісілов, Автоматичне регулювання та стабілізація посилення транзисторних схем, 1970, «Радянське радіо»

**Abstract.** An alternating current meter with a wide dynamic range is described. Expressions are obtained to determine the optimal input resistance providing maximum sensitivity. Expressions defining the parameters of the amplitude characteristics are given.

**Key words:** Interplanetary plasma, charged particle trap, modulation, input current, sensitivity, input capacitance, capacitance compensation, automatic gain control.

Статья отправлена: 14.02.2024 г.

© Старцев В.І.