

## ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ СТІЙКОСТІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НАПРУГА-СТРУМ З КОМПЛЕКСНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

© Баланиук Ю.В., Василюк В.Я., Шклярський В.І., 2014

Запропоновано методику визначення стійкості перетворювача напруга-струм, виконаного за схемою підсилювача постійного струму з глибоким зворотним зв'язком за струмом і навантаженням на індуктивність. Наведено аналітичні вирази для визначення запасу стійкості за фазою та амплітудою. Графічно показано вплив опору резистора шунтування індуктивного навантаження на стійкість роботи перетворювача.

Ключові слова: перетворювач напруга-струм, комплексне навантаження, індуктивне навантаження, швидкодія, точність, стійкість.

J. Balanyuk, V. Vasylyuk, V. Shkliarskyi  
Lviv Polytechnic National University

## ENSURING THE STABILITY OF VOLTAGE-TO-CURRENT CONVERTER WITH COMPLEX LOAD

© Balanyuk J., Vasylyuk V., Shkliarskyi V., 2014

In this paper, the method of determining the stability of the voltage-to-current converter (VCC) with complex load, which is built on the DC amplifier with a deep negative feedback (NFB) by current. The feedback signal is formed on precise resistor, which is connected in series with an inductive load. The deep feedback and complex load can cause a violation of the stability of the VCC across the whole dynamic range of operation.

Additional complexity to ensure stability of the VCC is provided by complex nature of the load. Outside the range of middle frequencies (over 30 kHz) the transfer coefficient is determined by the inductance of load and by the resistor, which forms feedback signal. The feedback factor stops to be a real value and becomes a complex. The phase of NFB signal voltage begins to change and the NFB effect on providing the specified accuracy and on the speed of the current setting in the inductive load is reduced. Upon reaching the large phase shifts in circuit of the VCC amplifier and inductive load at certain frequencies NFB becomes positive, leading to a significant distortion of the output signal and the deterioration of the basic parameters of the VCC, in the worst case, to the self-excitation.

It is shown that the stability of VCC is affected by the gain of the amplifier without accounting the NFB influence, depth of feedback and the inductive load time constant  $t_H$ . Since the gain of the amplifier without accounting the NFB influence and transfer coefficient of the circuit, – inductive load - NFB signal formation resistor, depends on the frequency, the VCC with a load is analyzed as at least the second-order operating system. This system has a tendency to self-excitation and can only be conditionally stable.

The analysis of methods for determining the stability of VCC with deep feedback was carried out. The determination of stability criterions of Mikhailov, Routh–Hurwitz and Nyquist was considered on the real Bode diagrams. It was determined that in order to find the stability margin, the most advisable in practice to apply the Nyquist stability criterion in its graph-analytical implementation.

The stability of the VCC, which is built using operational amplifiers which are presented by one equivalent RC-circuit, was analyzed. The design method for constructing the total amplitude-frequency characteristic, accounting the parameters of the VCC and inductive load, is given. Two examples of VCC implementation: with low inductance load and with large inductance load, are considered. The analytical expressions for determination of the equivalent frequency poles of the system are presented. There is showed how to choose the shunting resistor to ensure the stability. The dependencies of the amplitude-frequency and phase-frequency characteristics on the shunt resistor of inductive load are illustrated, showing its effect on the stability of the VCC operation, as well as the margin of stability of the phase.

**Key words:** voltage to current converter, complex load, inductive load, converter speed, accuracy, stability.

**Вступ.** Основним завданням перетворювачів напруга-струм (ПНС) з комплексним навантаженням є прецизійне формування струму в індуктивному навантаженні відповідно до вхідного сигналу [1, 2]. Для забезпечення високої точності перетворення вхідної напруги сигналу на вихідний струм навантаження використовується глибокий від'ємний зворотний зв'язок (ВЗЗ) за струмом. Сигнал ВЗЗ формується на прецизійному резисторі, ввімкненому послідовно з індуктивним навантаженням. Глибокий ВЗЗ може стати причиною порушення стійкості роботи ПНС у всьому динамічному діапазоні роботи або в окремих випадках у разі подання сигналу прямокутної форми чи сигналів, фронти яких значно коротші від періоду сигналу. Додатково ускладнює забезпечення стійкості комплексний характер навантаження. За межами середніх частот (понад 30 кГц) коефіцієнт передачі визначається індуктивністю навантаження та опором резистора формування сигналу зворотного зв'язку, коефіцієнт зворотного зв'язку перестає зберігати дійсне значення і стає комплексним. Фаза напруги сигналу ВЗЗ починає змінюватися і дія ВЗЗ, спрямована на забезпечення заданих параметрів, зменшується. У разі досягнення великих фазових зсувів у колі підсилювача ПНС та індуктивного навантаження на певних частотах ВЗЗ стає додатним, що призводить до значного спотворення вихідного сигналу та погіршення основних параметрів ПНС, в гіршому випадку до самозбудження. Оскільки підсилювач ПНС має обмежену смугу пропускання частот, то модуль його петлевого підсилення ( $\beta K$ ) на високих частотах проходить одиничне підсилення, спадаючи до нуля. Для визначення стійкості ПНС у частотній області необхідно дослідити поведінку частотної характеристики ( $\beta K(j\omega)$ ) у частотній площині в околі точки  $(-1, j\omega)$  [3, 4].

**Аналіз методів визначення стійкості ПНС з глибоким ВЗЗ.** На стійкість ПНС впливають коефіцієнт підсилення його підсилювача без урахування дії ВЗЗ, глибина зворотного зв'язку, стала часу індуктивного навантаження  $\tau_H$ . Оскільки коефіцієнт підсилення підсилювача без врахування дії ВЗЗ та коефіцієнт передачі ланки індуктивне навантаження – резистор формування сигналу ВЗЗ залежать від частоти, то ПНС з навантаженням утворюють операційну систему як мінімум другого порядку, яка може бути лише умовно стійкою.

Розглянемо критерій стійкості Найквіста на реальних діаграмах Бode для ПНС [5]. На рис. 1, а у вигляді інерційної ланки з частотою злому  $F_p$ , частотою одиничного підсилення  $F_T$ . Для індуктивного навантаження характерні частота впливу комплексного навантаження  $F_{HL}$  та власна резонансна частота комплексного навантаження  $F_{HP}$ . Сумарна амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) перетинає вісь частот у точці  $F_{\Pi}$  зі швидкістю, близькою до  $-40$  дБ/дек (рис. 1, б). Сумарна фаза в точці  $F_{\Pi}$  наближається до  $180^\circ$ , що свідчить про схильність системи до самозбудження. Застосування резистора шунтування індуктивного навантаження дає змогу змінити сумарну АЧХ так, що вона перетинає вісь частот зі швидкістю, близькою до  $-20$  дБ/дек (рис. 2, а), а фаза в критичній точці віддаляється від величини  $-180^\circ$  у бік збільшення запасу стійкості за фазою  $\Phi_M$ , під якою розумітимемо доповнення до кута  $-180^\circ$  фазового кута підсилення на частоті  $F_{\Pi}$ .

$$\Phi_M = -\arctg(F_{\Pi} / F_p) - \arctg(F_{\Pi} / F_{HL}) + 180^\circ. \quad (1)$$

Якщо  $F_p \ll F_{\Pi}$  та  $F_{HL} \ll F_{\Pi}$ , що практично завжди виконується у всіх випадках використання в ПНС у вхідних колах операційних підсилювачів, то крутий спад характеристики петлевого підсилення  $\beta K$  приводить до стану на грані самозбудження з нульовим запасом за фазою  $\Phi_M$ .

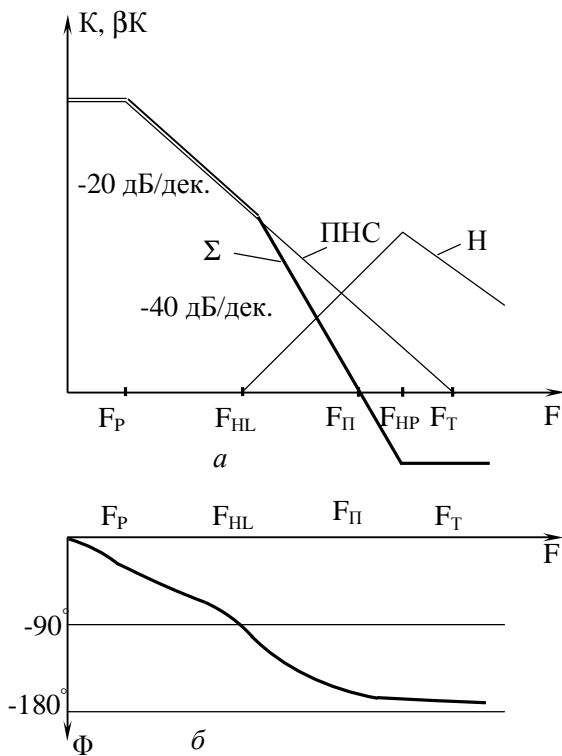


Рис. 1. АЧХ (а) і ФЧХ (б) ПНС з комплексним навантаженням

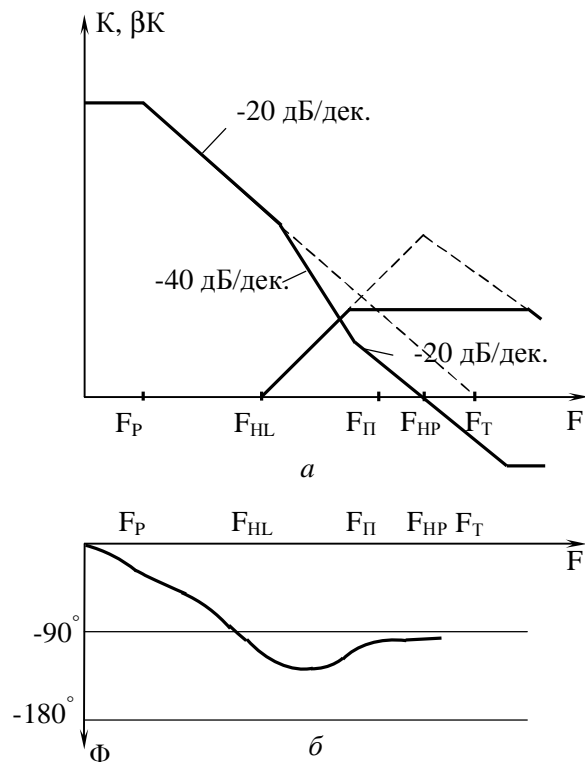


Рис. 2. АЧХ (а) і ФЧХ (б) ПНС з навантаженням та використанням резистора шунтування

Другий параметр, який характеризує стійкість, – запас стійкості операційної системи за підсиленням  $V_M$  – величина, обернена до модуля петлевого підсилення на частоті  $F_{\Pi}$ , за якої досягається фазовий кут  $180^\circ$ :

$$V_M = 1 / |\beta K(F_{\Pi})| \text{ при } \arg \beta K(jF_{\Pi}) = 180^\circ. \quad (2)$$

Додатний запас стійкості за фазою ( $\Phi_M > 0$ ) означає стійкий ПНС, від'ємний або нульовий запас ( $\Phi_M \leq 0$ ) – нестійкий. Запас за фазою  $\Phi_M > 45^\circ$  слід розглядати як добрий, а  $\Phi_M > 30^\circ$  – як задовільний. Аналогічно запас стійкості за підсиленням  $V_M > 1$  відповідає стійкій операційній системі.

Аналіз системи другого порядку показує, що відповідний коефіцієнт передачі можна подати у такому вигляді [3]:

$$G = G_{\text{ИД}} / (1 + 2\xi p / \omega_{\Pi} + p^2 / \omega_T^2) \quad (3)$$

з власною частотою коливань

$$\omega_{\Pi} = \sqrt{\omega_T \cdot \omega_{\text{HL}}}, \quad (4)$$

та коефіцієнт вгамівності

$$\xi = (1/2) \sqrt{(\omega_{\text{HL}} / \omega_T)}, \quad (5)$$

де  $G$  та  $G_{\text{ИД}}$  – реальний та ідеальний коефіцієнти передачі;  $p$  – комплексна частота,  $p = j\omega$ ;  $\omega_{\text{HL}}$  – колова частота, яка визначається виразом  $\omega_{\text{HL}} = R_{33} / L_N$ ;  $R_{33}$  – опір резистора формування сигналу ВЗЗ.

Під час проектування реальних ПНС необхідно враховувати, що їх важко подати у вигляді одного еквівалентного каскаду з частотами  $F_{\Pi}$  та  $F_T$ . Як правило, ПНС реалізуються за трикаскадною (або більше) схемою, що спричиняє додаткові спотворення АЧХ та, відповідно, ФЧХ реального ПНС, що важко врахувати, визначаючи запас стійкості. Тому апріорно під час проектування ПНС необхідно виходити з того, щоб частоти злому АЧХ були розміщені вище від частот  $F_T$  та  $F_{\text{НР}}$ . Крім того, режими роботи всіх каскадів необхідно вибирати так, щоб

напівпровідникові прилади, які використовуються, не потрапляли в режим насичення, що додатково може різко погіршити стійкість ПНС.

Визначаючи стійкість, можна використати критерій Михайлова [6]. Для цього необхідно вивести диференційне рівняння замкнутої системи та подати його в операторній формі  $D(p)I_{HL}=0$ . Однак цей метод важко реалізувати для реального пристрою, що може бути представлений в спрощеному вигляді системою третього чи четвертого порядку. Відомим є також критерій Рауса–Гурвіца [7]. Цей критерій дає змогу зробити висновок про стійкість замкнутої системи за допомогою дослідження коефіцієнтів характеристичного рівняння, але він не дає ніяких відомостей про фазу та підсилення. Тому для визначення запасу стійкості найдоцільніше в практичній роботі застосовувати критерій стійкості Найквіста в його графоаналітичній реалізації.

**Аналіз стійкості ПНС, реалізованих з використанням операційних підсилювачів.** У роботі [8] аналізується схема, представлена однією еквівалентною RC-ланкою. В цьому ПНС застосований операційний підсилювач з внутрішньою корекцією, а вихідний підсилювач настільки ширококутовий, що не вносить ніяких додаткових спотворень. Таке представлення допустиме лише для ПНС, комплексне навантаження яких має дуже малу індуктивність (як правило,  $L < 20\text{--}30$  мкГн), малий рівень максимальних струмів (до  $0,05\text{--}0,1$  А) та великий опір резистора, на якому формується сигнал ВЗЗ ( $20\text{--}50$  Ом). Такий випадок можливий у разі формування струмів у котушках корекції фокусувально-відхилювальних комплексів електронно-променевих трубок надвисокої роздільної здатності.

Для формування сканувального растра на екрані електронно-променевої трубки надвисокої роздільної здатності використовуються котушки відхилення з індуктивністю  $100$  мкГн. Максимальний струм відхилення для таких котушок відхилення  $\pm 4$  А. У цьому випадку в ПНС необхідно застосувати додаткові проміжні каскади, які забезпечують необхідний коефіцієнт підсилення, а для цього потрібно аналізувати еквівалентну схему підсилювача з великою кількістю еквівалентних RC-ланок. В [3] розглядається стійкість систем другого порядку, однак проведений в ній аналіз доволі складний і важкозастосовуваний на практиці, якщо ПНС подано двома еквівалентними RC-ланками і еквівалентною схемою навантаження у вигляді LRC-контуру. Тому для аналізу стійкості ПНС використаємо метод, запропонований в роботі [9]. Відповідно до цієї методики для індуктивності навантаження  $L_{H1} = 100$  мкГн (рис. 3, а) та  $L_{H2} = 1500$  мкГн (рис. 4, а):

1. Будуємо АЧХ ПНС (залежності 1). Для цього необхідно знати загальний коефіцієнт підсилення  $K_0$  в області низьких частот без урахування дії ВЗЗ і частоти зрізу  $F_{E1}$  і  $F_{E2}$  еквівалентних ланок відповідних каскадів ПНС.

2. Будуємо АЧХ навантаження. При цьому необхідно враховувати резонансну частоту навантаження  $F_{HP} = 1/2\pi \cdot \sqrt{L_H C_H}$  і частоту впливу навантаження на коефіцієнт передачі сигналу до резистора формування сигналу зворотного зв'язку  $F_H = R_{33}/2\pi \cdot L_H$  (залежності 5).

3. Будуємо, підсумовуючи, загальну АЧХ ПНС (залежності 2). Якщо швидкість спаду АЧХ у межах  $-20$  дБ  $< K < +20$  дБ більше за  $-20$  дБ/дек, то ПНС схильний до самозбудження. В зв'язку з цим необхідно застосувати активний шунт  $R_{III}$ , величина якого визначається із співвідношення:

$$R_{III} \leq \rho \cdot F_{III} / F_{KP}, \quad (6)$$

де  $\rho = \sqrt{L_H / C_H}$  – характеристичний опір індуктивного навантаження,  $F_{III}$  – частота, яка визначається перетином АЧХ підсилювача з віссю, відповідно до  $K = 20$  дБ (залежності (3) і (4)).

4. Будуємо ФЧХ ПНС згідно з виразом:

$$\Phi = \sum_{P=1}^n \arctg(F / F_P) - \sum_{Z=1}^n \arctg(F / F_Z), \quad (7)$$

де  $n$  – кількість відповідних згинів.

5. Перевіряємо запас стійкості за фазою і запас стійкості за амплітудою.

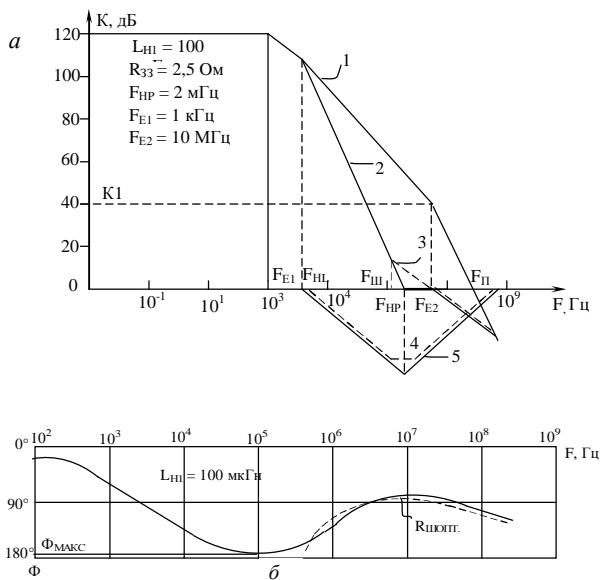


Рис.3. АЧХ і ФЧХ ПНС для визначення стійкості за індуктивності навантаження  $L_{H1} = 100$  мкГн

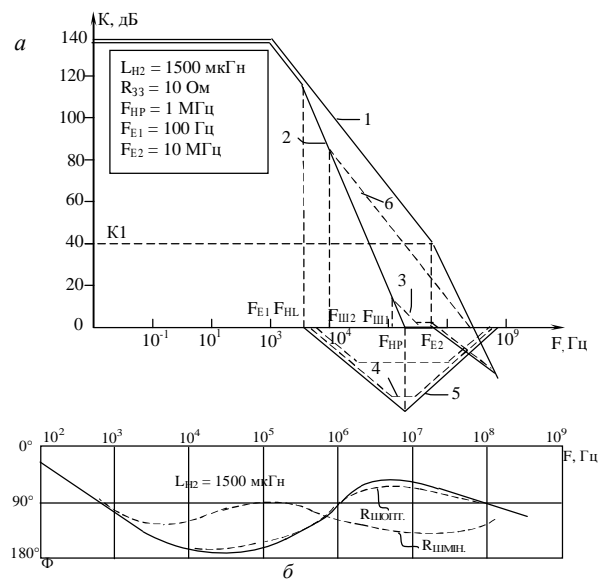


Рис.4. АЧХ і ФЧХ ПНС для визначення стійкості за індуктивності навантаження  $L_{H2} = 1500$  мкГн

На рис. 3, б та 4, б наведено ФЧХ ПНС за індуктивності  $L_{H1} = 100$  мкГн (рис. 3, б) і  $L_{H2} = 1500$  мкГн (рис. 4, б). З рисунків видно, що оптимальне шунтування забезпечує незначне покращення ФЧХ (незначне покращення запасу стійкості за фазою). Сильне шунтування (див. рис. 4, б) істотно збільшує запас стійкості за фазою, однак знижує швидкодію встановлення струму в разі роботи каскадів підсилювача в лінійному режимі.

Якщо під час аналізу величини запасу стійкості за фазою виявиться, що вона недостатня, то необхідно збільшувати частоту  $F_{E1}$ . Це можливо з використанням спеціальної корекції операційного підсилювача (так звана корекція “вперед”) [10], яка дозволила б зменшити фазові спотворення операційного підсилювача в діапазоні частот 1 кГц – 10 кГц. На рис. 4 наведено АЧХ і ФЧХ ПНС за індуктивності навантаження 1500 мкГн для випадку корекції операційного підсилювача “вперед”. Частота корекції операційного підсилювача, глибина корекції вибрані так, щоб остаточний коефіцієнт підсилення в області низьких частот (10 Гц – 1 кГц) був не меншим за 80 дБ. Порівняльний аналіз фазових характеристик (див. рис. 3, б і рис. 4, б) показує, що запас стійкості за фазою збільшився з  $18^\circ$  у випадку без корекції “вперед” до  $50^\circ$  у випадку з корекцією.

Необхідно зазначити, що, використовуючи корекцію “вперед”, потрібно враховувати також погіршення швидкодії при встановленні струму з великою динамічною точністю. Однак вона може бути незначною через відсутність необхідності шунтування індуктивного навантаження резистором шунтування  $R_{ш}$ . у наведеному прикладі за динамічної похибки  $\epsilon_d < 0,01\%$  час встановлення практично не зменшується внаслідок того, що  $K \approx 80$  дБ.

Аналіз різних варіантів побудови ПНС показує, що частоту  $F_{E2}$  необхідно вибирати з умови  $F_{E2} \approx (5 - 8) F_{HP}$ . У разі реалізації його за трикаскадною схемою необхідно, щоб частота третього каскаду відповідала залежності:

$$F_{E3} > [(3 \div 5)K_0 \sqrt{K1 / K1}] F_{HP}, \quad (8)$$

де  $K1$  – коефіцієнт підсилення підсилювача за частотою  $F_{E2}$ . Необхідно також зазначити, що надмірне шунтування може призвести до самозбудження ПНС (залежність б на рис. 4, а).

У разі подання на вхід одиничного стрибка з амплітудою  $E_C$  під час роботи всіх каскадів ПНС у лінійному режимі напруга на резисторі формування сигналу ВЗЗ буде змінюватися за законом [2]

$$U_{33}(t) = E_C [a(1 - e^{-\omega_1 t}) + b(1 - e^{-\omega_2 t})], \quad (9)$$

де  $\omega_1, \omega_2$  – частоти, які відповідають розташуванню полюсів АЧХ ПНС.

$$\omega_1, \omega_2 = (\omega_p / 2\omega_z) \cdot [(\omega_T + \omega_z \pm (\omega_T - \omega_z) \cdot \sqrt{1 + 4(1 - \omega_z / \omega_p)\omega_T \cdot \omega_z / (\omega_T - \omega_z)^2}] \quad (10)$$

Додаткові коефіцієнти  $a$  та  $b$  визначаються відповідно до виразів

$$a = (K_1 - K) / (K_1 - 1); \quad b = 1 - a, \quad (11)$$

де  $K_1$  – коефіцієнт підсилення на частоті дублета;  $K$  – коефіцієнт відносного розділення дублета,  $K = \omega_p / \omega_z$ .

Для забезпечення стійкої роботи ПНС необхідно, щоб частоти, які відповідають розташуванню полюсів АЧХ, відповідали умові:

$$1 + 4(1 - \omega_z / \omega_p)\omega_T\omega_z / (\omega_T - \omega_z) \geq 0. \quad (12)$$

Оскільки на практиці, як правило, виконується умова  $\omega_T \gg \omega_z \gg \omega_p$ , то для забезпечення стійкої роботи необхідно, щоб частота зламу АЧХ  $\omega_z$  відповідала виразові  $\omega_z < 0,5\sqrt{\omega_T\omega_p}$ . Підставляючи значення  $2\pi\omega_T$  замість  $F_{ш}$  у вираз (6), можна знайти оптимальне значення величини шунтувального резистора  $R_{ш}$ , який забезпечує стійку роботу ПНС.

**Висновки.** Запропоновано метод визначення стійкості перетворювача напруга-струм з комплексним навантаженням. Наведено аналітичні вирази для розрахунку полюсів амплітудно-частотної характеристики, які забезпечать стійку роботу перетворювача. Показано, як збільшити стійкість роботи перетворювача з використанням для операційного підсилювача корекції “вперед”. Наведено вираз для розрахунку опору резистора шунтування з погляду забезпечення стійкості.

1. Василюк В. Я. Перетворювач напруга-струм як засіб формування струму в комплексному навантаженні / В.Я. Василюк, В.І. Шклярський // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2012. – № 738: *Радіоелектроніка та телекомунікації*. – С. 48–56.
2. Шклярський В. І. Сканувальна телевізійна оптична мікроскопія: теорія та практика: монографія / В.І. Шклярський. – Видавництво Львівської політехніки, 2010. – 456 с.
3. Достал И. *Операционные усилители*. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
4. Серегин В.С. *Обратная связь в усилителях*. – М.: Радио и связь, 1983 – 96 с.
5. Бодэ Г. *Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью*. – М.: Изд-во иностранной литературы, 1948. – 672 с.
6. *Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники* / под ред. В.Х. Кривицкого. Т.2 – М.: Энергия, 1977. – 472 с.
7. *Справочник по радиоэлектронным устройствам* / под ред. Д.П. Линде. Т.1. – М.: Энергия, 1978. – 440 с.
8. Авдеев В. П., Ивлев В. Л. *Об устойчивости выходных усилителей генераторов электромагнитной развертки с отрицательной обратной связью по току нагрузки* // *Техника средств связи. Сер. Техника телевидения*. – 1987. – Вып. 3. – С 92–96.
9. Шклярський В. І. *Обеспечение устойчивости устройств позиционирования луча прецизионных ЭЛТ* // *Вестник Львовского политехнического института. Теория и проектирование полупроводниковых и радиоэлектронных устройств*. – Львов: Вища школа, 1983. – № 176. – С. 153 – 156.
10. Takabashi S., Tanaka S. *Design and Construction Feedforward Error Correction Amplifier* // *S.Audio Eng. Soc.* – 1981. – 29. – № 1–2. Н. 31 – 37.