

ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.317.7

АНАЛІЗ ДИНАМІЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ІНВАРІАНТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІНФОРМАЦІЇ З КОРЕКТУЮЧИМИ ПОВТОРЮВАЧАМИ СИГНАЛІВ

© I. Маслов, 2003

Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу,
вул. Карпатська, 15, 76019, Івано-Франківськ, Україна

Розглянуто динамічні властивості широкопasmових операційних вимірювальних підсилювачів, побудованих за ітераційним принципом.

Рассмотрены динамические свойства операционных измерительных усилителей с широкой полосой пропускания, построенных по итерационному принципу.

Dynamic properties of operating measuring iteration amplifier with the wide range are considered in the article.

Статизм є основним недоліком статичних систем степеня з від'ємним зворотним зв'язком (ВЗЗ). Він зумовлений сигналом розузгодження на вході підсилювача прямого каналу перетворення і призводить в перехідному режимі роботи системи до динамічної похибки, а у встановленому режимі – до статичної похибки, значення яких зворотно пропорційні до рівня вхідного сигналу.

Уникнути вказаних недоліків замкнутих систем степеня можливо за допомогою зменшення похибки статизму. Це досягається або використанням дуальних сигналів у прямому і зворотному каналах пристрою, або заміною ВЗЗ на квадратурний і комбінований зворотний зв'язок. Вказані способи дають змогу значно зменшити похибку статизму підсилювачів в діапазоні частот від одиниць герц до десятків мегагерц. Однак практична реалізація цих напрямків пов'язана із значними труднощами. Вони зумовлені необхідністю забезпечення в широкому частотному діапазоні високої стабільності підсилювачів, фазових зсувів їх сигналів і петльового підсилення в місцевих контурах позитивного зворотного зв'язку. Крім того, в статичних системах з квадратурним і комбінованим зворотним зв'язком, як і при ВЗЗ, це відбувається за рахунок відповідної втрати підсилення.

Подальше підвищення точності і ефективності статичних систем можливо за допомогою комбінування структурних прийомів корекції похибки з

комбінованим зворотним зв'язком. У таких системах сигнал розузгодження вводиться в основний канал як сигнал мультиплікативної або адитивної поправки. В системах з адитивною корекцією немає замкнутого контуру регулювання помилки, а, отже, для них знімаються всі обмеження на стійкість. Такі пристрої не мають статизму. Їх підсилювачі безпосередньо підсилюють вхідний сигнал, а сигнал розузгодження як сигнал помилки створюється в допоміжному (коректувальному) каналі і додається (або віднімається) до (або від) вхідного або вихідного сигналів як сигнал адитивної корекції за допомогою додаткового диференціального суматора-повторювача сигналів, який одночасно застосовується для ізоляції коректувального кола від джерела сигналів або навантаження.

Покажемо це на прикладі схеми перетворювача, що зображена на рис. 1. Він складається з трьох підсилювачів K_1 , K_2 , K_3 , двох зворотних перетворювачів $ЗП_1$, $ЗП_2$ та трьох суматорів $C_1 \div C_3$. Дія завади показана сигналом U_3 на виході додаткового підсилювача K_3 . Схема описується рівняннями:

$$K_1(p) = \frac{K}{(p\tau_1 + 1)(p\tau_2 + 1)}, \tau_1 \geq \tau_2;$$

$$k_1(p) = \frac{(p\tau_1 + 1)}{K \left[\frac{p\tau_1}{(1+K)+1} \right]};$$

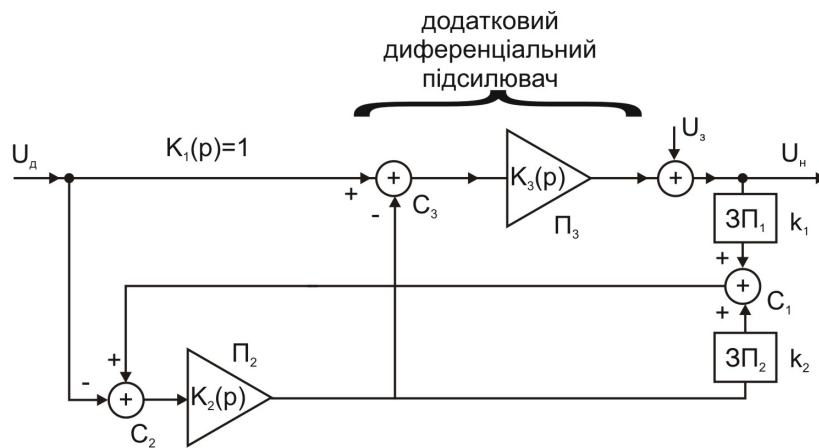


Рис.1. Структурна схема перетворювача з вихідним диференціальним суматором

$$k_2(p) = \frac{1}{(p\tau_2 + 1) \left[\frac{p\tau_1}{(1+K) + 1} \right]}$$

$$K_2(p) = \left[\frac{K_{02}(p)}{1 + K_{02}(p)} \right];$$

$$K_{02}(p) = \frac{K_{02}}{(p\tau_n + 1)(p\tau_6 + 1)}; K_{02} \gg 1;$$

а передавальну характеристику і коефіцієнт придушення сигналу завади встановлюють відповідно до рівнянь:

$$K = \frac{K_1(1 - k_2A_2 + K_2)}{(1 - k_2K_2 + k_1K_1K_2)};$$

$$\frac{U_3}{U_n} = \frac{(1 - k_2K_2 + k_1K_1K_2)}{1 - k_2K_2}.$$

Динамічна стабільність системи визначається знаменником рівняння для величини K . Якщо виконуються умови настроювання схеми:

$$k_2(p)K_2(p) = 1,$$

$$k_1(p)K_1(p) = k_2(p),$$

$$K_{02} = 1,$$

вона буде абсолютно стійкою, якщо стійкими будуть підсилювачі Π_1 і Π_2 . Водночас

$$K = K_1(1 - k_2K_2 + K_2),$$

$$\frac{U_3}{U_n} = K_{02} \frac{p \left[\frac{\tau_n}{K_{02}} + \tau_2 + \frac{\tau_1}{(1+K)} \right] + 1}{p \left\{ \tau_n + K_{02} \left[\tau_2 + \frac{\tau_1}{(1+K)} \right] \right\} + 1},$$

а частота, на якій значення $\frac{U_3}{U_n}$ падає до рівня 3 дБ, якщо $\tau_n \geq 2K_{02}\tau_6$, становить:

$$\omega_0 = \left[\frac{1}{\tau_2 + \frac{\tau_1}{(1+K)} + \frac{\tau_n}{K_{02}}} \right].$$

Умови частотної корекції характеристики системи на низькій і високих частотах легко забезпечують, вводячи частотно-коректувальні ланки одночасно в обидва зворотні перетворювачі $3\Pi_1$ і $3\Pi_2$.

Застосування ітеративного принципу корекції загальної помилки значно знижує вимоги до технічних характеристик коректувальних повторювачів сигналів. Очевидно, що вибираючи структуру пристроїв з ітераційною корекцією помилки, перевагу слід віддавати тим з них, в яких операція корекції спотворень сигналів зберігається до великих рівнів сигналів. Проектування подібних високоточних статичних пристроїв стезення стосуються роботи П.П. Орнатського, М.А. Земельмана, Л.І. Волгіна, Ю.М. Туза, В.Д. Ціделко та інших. Однак розвиток схемотехніки таких пристроїв, на жаль, здійснюється евристично, що не дає можливості характеризувати отримані рішення як оптимальні. Крім того, в літературі, по суті, відсутні відомості, що пояснюють, як треба вибирати коректувальні пристрої і який якісний ефект це забезпечує.

З цього погляду перспективнішим напрямом синтезу структур і моделей пристроїв з ітеративною корек-

цією похибки є метод орієнтовних графів*, який дає змогу обґрунтувати повноту отриманих класів пристроїв.

Орієнтовний граф G_1 , що відображає структуру одноканального перетворювача, зображений на рис. 2, де \dot{A}_1 – вузол джерела вхідної електричної величини (напруги або струму); \dot{A}_2 – вузол вихідної перетвореної активної величини; \dot{A}_3 – вузол активної величини на вході підсилювача прямої передачі; \dot{A}_4 – вузол активної величини на виході підсилювача прямої передачі; K – передача гілки, що відображає підсилювач прямої передачі; β – передача гілки, що відображає ланку ВЗЗ.

Похибку статизму підсилювача як перетворювача величини \dot{A}_1 у величину \dot{A}_2 зручно проаналізувати на інвертованому графі G_2 , який отримується інверсією шляху $\dot{A}_1 \rightarrow \dot{A}_3 \rightarrow \dot{A}_4 \rightarrow \dot{A}_2$. У графі G_2 для зручності додатково введено кілька одиничних гілок, що відображають односпрямованість проходження сигналів, а підсилювач прямої передачі розділений на два підсилювальні каскади ($K'K'' = K$). Із графа G_2 видно, що активна величина \dot{A}_1 дорівнює:

$$\dot{A}_1 = -\dot{A}_2\beta + \dot{A}_2 \frac{1}{K},$$

звідки відносно похибку зворотного перетворення ($\dot{A}_2 \rightarrow \dot{A}_1$) можна записати у вигляді:

$$\delta_0 = \frac{\dot{A}_1 - (-\beta\dot{A}_2)}{\beta\dot{A}_2} = \frac{1}{K\beta},$$

а зв'язок між δ_0 і відносною похибкою статизму перетворювача описується рівнянням:

$$\delta = \frac{1}{1 + \delta_0} - 1 = \frac{\delta_0}{1 + \delta_0}.$$

Як було показано, точність будь-якого перетворювача можна покращити, вводячи в нього коректувальні пристрої. У перетворювачі по графу G_2 похибка спричинена проходженням сигналу по шляху $\dot{A}_2 \rightarrow \dot{A}_4 \rightarrow \dot{A}_5 \rightarrow \dot{A}_6 \rightarrow \dot{A}_3 \rightarrow \dot{A}_1$. Тому зручно використати паралельну коректувальну гілку K_{K0} , що з'єднує вершини \dot{A}_2 та \dot{A}_1 і має коефіцієнт передачі

$-\frac{1}{K'K''}$ (штрихова гілка графа G_2). Але через нестійкість цієї ланки краще використати безпосередньо гілки $1/K'$ та $1/K''$. Корекція досягається введенням паралельно до одиничних гілок $\dot{A}_2 \rightarrow \dot{A}_4$, $\dot{A}_5 \rightarrow \dot{A}_6$, $\dot{A}_3 \rightarrow \dot{A}_1$ допоміжних коректувальних гілок з коефіцієнтом передачі “-1” за допомогою розв'язувальних повторювачів сигналів.

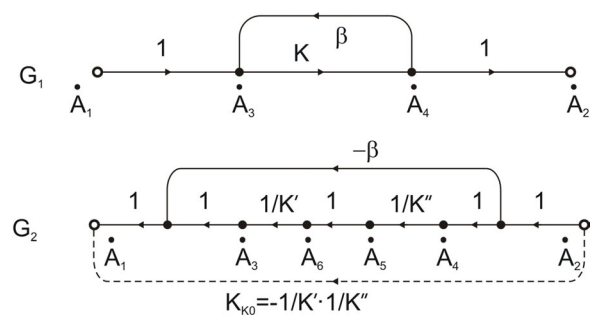


Рис. 2. Прямий та інвертований графи структури одноканального підсилювача

Можливі п'ять варіантів графа G_1 передачі операційного підсилювача з коректувальними повторювачами. У чотирьох варіантах коректувальний підсилювач входить в гілку прямої або зворотної передачі ланки, що додатково під'єднується до входу або виходу вузла \dot{A}_3 , а у п'ятому варіанті – у гілку зворотної передачі ланки, яка знаходиться в розриві вузла \dot{A}_3 .

Якщо коректувальний повторювач входить в гілку зворотної передачі, загальна похибка підсилювача дорівнює:

$$\delta_0 = \frac{(1 - K_K)}{K\beta},$$

а неточність підсилювача, вводячи коректувальний повторювач в гілки прямої передачі графів, визначають так

$$\delta_0 = \left(\frac{1}{K_K} - 1 \right) \left(1 - \frac{1}{K\beta} \right).$$

Перший варіант кращий, оскільки неточність повторювача ($K_K \neq 1$) впливає тільки на похибку другого порядку мализни. З наведених рівнянь випливає, що коли коефіцієнт передачі коректувального повторювача в робочій смузі частот пристрою буде дорівнювати одиниці, то похибка статизму дорівнюватиме нулеві. Це, однак, вимагає вибору такої переда-

*Сигорский В.П., Петренко А.И. Основы теории электронных схем. – К., 1986.

вальної характеристики коректувального повторювача, щоб стійкість підсилювача не порушувалась.

Як основний одноканальний підсилювач візьмемо абсолютно стійкий підсилювач, у якого спад логарифмічної АЧХ у низько- і високочастотних ділянках не перевищує 20 дБ/декаду. Позначимо:

$K_0\beta_0$ – статичний коефіцієнт петльового підсилення ланок з ВЗЗ; T_n – стала часу реальної диференціальної ланки, що визначає нижню частоту $\omega_H = 1/T_n$; T_e – стала часу аперіодичної ланки, яка визначає верхню частоту $\omega_e = 1/T_e$ робочої смуги;

ω_{zn} – нижня частота зрізу АЧХ, що дорівнює $1/T_n K_0\beta_0$; ω_{ze} – верхня частота зрізу АЧХ, яка становить $K_0\beta_0/T_e$. Передавальну характеристику повторювача опишемо рівнянням:

$$K_K(p) = \frac{K_{K0} T_{KH} p}{(T_{KH} p + 1)(T_{KB} + 1)}.$$

Коефіцієнт передачі повторювача буде дорівнювати одиниці тільки на одній частоті

$\omega_0 = 1/\sqrt{T_{KH} T_{KB}}$, якщо $K_{K0} = 1 + \frac{T_{KB}}{T_{KH}}$. Очевидно,

що коректувальний повторювач буде мало впливати на характеристику основного підсилювача, коли за мінімального $K_0\beta_0$ частота $\omega_{KH} = \frac{1}{T_{KH}} > \omega_{0H}$, а

$$\omega_{KB} = \frac{1}{T_{KB}} < \omega_{0B}.$$

Враховуючи вимоги нехтування фазових зсувів сигналу, які вносяться коректувальним повторювачем в області нижніх і верхніх частот ($\psi_H = \psi_B \leq 5^\circ$, $\text{tg } \psi_H = \text{tg } \psi_B \leq 0,1$) робочого діапазону перетворювача,

сталі часу T_{KH} і T_{KB} коректувального повторювача слід вибрати із співвідношень:

$$T_{KH} \leq \frac{0,1(K_0\beta_0)_{\min} T_H}{K_{K0}},$$

$$T_{KB} \geq \frac{10 K_{K0} T_B}{(K_0\beta_0)_{\min}}.$$

Тоді для того, щоб отримати кращу точність за умови використання в схемі перетворювача коректувального повторювача сигналів в усій робочій смузі частот пристрою на рівні:

$$\gamma = \frac{\delta_0}{\delta_{0K}} = \frac{1}{(1 - K_{K0})}$$

статичний коефіцієнт підсилення повторювача відповідно на нижній і верхній робочих частотах можна вибирати із рівнянь:

$$K_{K0} = 1 - \frac{1}{T_{KH} \omega_H},$$

$$K_{K0} = 1 - T_{KB} \omega_B,$$

або достатньо:

$$K_{K0} = \frac{1}{1 + \frac{10}{(K_0\beta_0)_{\min}}}.$$

Першими двома рівняннями для K_{K0} користуються, якщо необхідно, щоб похибка перетворення була сталою на всіх робочих частотах.

Відзначимо, що отримані результати можна використовувати з кількома коректувальними повторювачами сигналів. Необхідно тільки, щоб на частотах зрізу АЧХ перетворювача сума фазових зсувів усіх повторювачів не перевищувала заданого значення. Загальна перевага в точності перетворювача буде визначатись добутком відношень γ_i для кожного із повторювачів.