

Прикладное телевидение. – М.(Л.), 1962. 5. Лечение женского и мужского бесплодия. Вспомогательные репродуктивные технологии / Под ред. В.И. Кулакова, Б.В. Леонова, Л.Н. Кузьмичёва. – М., 2005. 6. Физиология человека / Р. Шмидт, Г. Тевс; Пер. с англ. Н.Н. Алипова, О.В. Левашова и М.С. Морозовой; Под ред. акад. П.Г. Костюка. – М., 1996. 7. Абакумов В.Г. Фотозлектрические сканирующие устройства преобразования информации. – К., 1979.

УДК 621.372.553(088.8)

І. Бучма^{1,3,4}, Р.В. Проць^{1,3}, К.С. Семенистий^{1,2}

¹Національний університет "Львівська політехніка",

²кафедра радіоелектронних пристроїв та систем,

³кафедра автоматики та телемеханіки,

⁴Політехніка Опольська (Польща)

ЗАСТОСУВАННЯ КОНВЕРТОРІВ ВІД'ЄМНОГО ОПОРУ В РАДІОТЕХНІЧНИХ ПРИСТРОЯХ

© Бучма І., Проць Р.В., Семенистий К.С., 2006

Розглянуто застосування конверторів від'ємного опору з метою покращання характеристик коливних кіл і генераторів з гіраторами і регуляторів фазового зсуву. Показано можливість побудови частотно незалежних широкодіапазонних регуляторів фазового зсуву з малою нелінійністю амплітудних і фазових залежностей.

Application of converters of negative resistance with a purpose improvement of characteristics of oscillate circuits and generators with gyrators and regulators of phase changes are considered. Possibility of construction frequency independent wide-band regulators of phase changes with small nonlinear of amplitudes and phase distortions are shown.

Вступ

Істотного покращання параметрів радіотехнічних пристроїв різноманітного призначення можна досягнути шляхом застосування в цих пристроях від'ємних опорів або джерел напруги з від'ємним внутрішнім опором. Вказані елементи є двополюсниками, у яких струм, що протікає через них, за напрямом протилежний до прикладеної напруги. Такі двополюсники прийнято називати конверторами від'ємного опору (КВО) і вони можуть бути реалізовані лише з використанням активних електронних схем [1, 2].

Попередній аналіз

Схему КВО показано на рис. 1.

Якщо до неінвертуючого входу операційного підсилювача $D1$ прикладено напругу $U_{вх}$, то на його виході одержимо напругу

$$U_{вих} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{вх}.$$

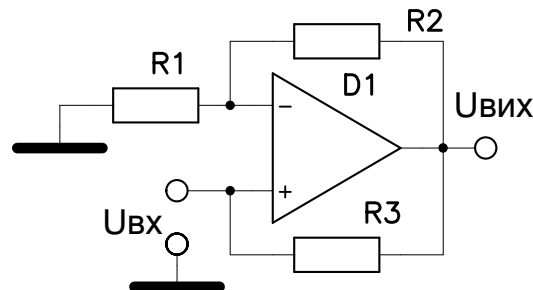


Рис. 1. Схема КВО

Оскільки її рівень більший від рівня вхідної напруги і полярності їх однакові, то напрямок струму через резистор R_3 протилежний до напруги U_{ex} і, якщо у схемі використано тільки резистори, то, без врахування частотних параметрів $D1$, вхідний опір КВО визначається залежністю [1]

$$R_{ex} = -\frac{R_1}{R_2} \cdot R_3.$$

У цій схемі резистор R_3 можна замінити на котушку індуктивності або конденсатор і у цьому випадку можна говорити про від'ємну індуктивність чи ємність [1].

Якщо $R_2 = R_3$, то $R_{ex} = -R_1$, що є зручним для конструювання нових схемних рішень, і тому в подальшому розглядатимемо застосування тільки цього варіанта.

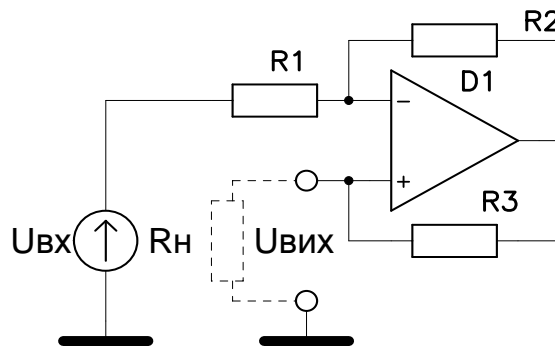


Рис. 2. Джерело напруги з від'ємним внутрішнім опором

Якщо вхідну напругу U_{ex} подати через резистор R_1 на інвертуючий вхід (рис. 2), то напруга на резисторі $R_н$ дорівнюватиме

$$U_{вих} = \frac{R_н}{R_1 - R_н} \cdot U_{ex}.$$

Ця схема у відношенні до $R_н$ є джерелом напруги U_{ex} з від'ємним внутрішнім опором, який дорівнює $-R_1$.

У першій і другій схемах застосовано операційний підсилювач $D1$, який охоплений ланками додатного і від'ємного зворотного зв'язку. Тому під час використання наведених схем в електронних вузлах необхідно забезпечити їх стійкість, тобто глибина від'ємного зворотного зв'язку через ланку R_2R_1 повинна бути більшою від додатного через резистор R_3 і внутрішній опір джерела вхідної напруги U_{ex} для схеми на рис. 1. Аналогічно, для схеми на рис. 2 повинна виконуватись умова

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} > \frac{R_н}{R_н + R_3}.$$

На рис. 3 показано схеми дільників напруг, в яких КВО замінені від'ємним опором $-R_1$ (рис. 3, а) і генератором напруги U_{ex} з від'ємним внутрішнім опором $-R_1$ (рис. 3, б). Коефіцієнти передачі цих дільників визначаються в такий спосіб.

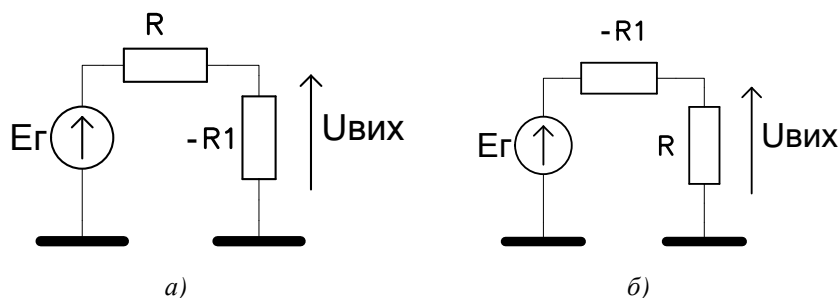


Рис. 3. Схеми дільників напруги з КВО

Для схеми рис. 3, а під час виконання умови забезпечення стійкості $R < |-R_1|$

$$U_{вих} = \frac{-R_1}{R - R_1} E_{Г}.$$

Коефіцієнт передачі при цьому додатний і більший від 1.

Для схеми рис. 3, б за тієї ж умови забезпечення стійкості

$$U_{вих} = \frac{R}{R - R_1} E_{Г}.$$

Коефіцієнт передачі при цьому від'ємний і більший від 0.

Застосування КВО в пристроях з гіраторами

Наведені схеми можуть бути використані для компенсації втрат у коливному контурі, але, з урахуванням частотних властивостей підсилювача, таке їх використання на підвищених частотах не є раціональним. Тому вказані схеми можуть бути ефективно використані на низьких частотах, наприклад, в активних RC-фільтрах для покращання їх характеристик. Приклад такого використання показано на рис. 4. Схема на підсилювачі D2 є гіратором, який часто називають синтезованою індуктивністю [3]. Разом з конденсатором C₁ ця схема є паралельним коливним контуром з резонансною частотою

$$\omega_0 = 1/\sqrt{C_1 C_2 R_4 R_5},$$

де $R_4 R_5 C_2 = L$ – величина синтезованої індуктивності.

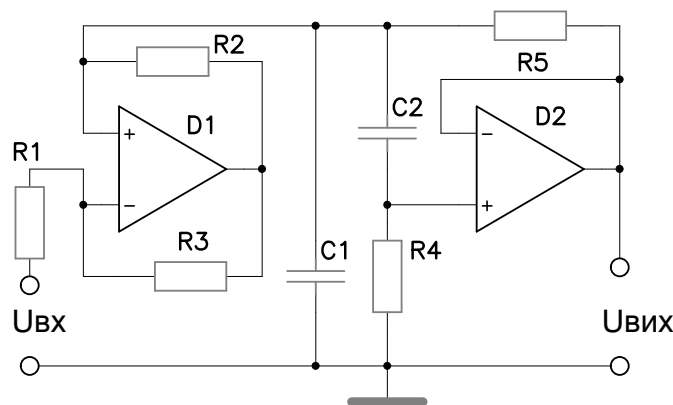


Рис. 4. Коливний контур з гіратором

Добротність контура дорівнює

$$Q = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \sqrt{1 + \frac{C_2 R_4}{C_1 R_5}}.$$

Величина опору R_5 повинна бути малою, і тому її вибирають такою, що дорівнює мінімальному значенню опору навантаження цього операційного підсилювача. Значення опору R_4 повинно лежати в межах $200R_5 > R_4 \gg R_5$ [3]. Добротність контура досягає максимуму за умови $C_1 = C_2$. Враховуючи вказані обмеження, добротність контура не перевищує 7.

Коливний контур на основі гіратора з'єднаний з генератором напруги $U_{вх}$ на операційному підсилювачі D1, внутрішній опір якого дорівнює $-R_1$. Відповідним вибором величини R_1 компенсуються втрати у контурі і добротність такого контура можна збільшити у десятки разів. Наприклад, без КВО при $C_1 = C_2 = 10$ нФ, $R_4 = 200$ кОм, $R_5 = 1$ кОм резонансна частота дорівнює 1,12 кГц за добротності 7 і резонансного опору контура – 100 кОм. Якщо $R_1 = 110$ кОм, то добротність контура досягає значення 70 за резонансного коефіцієнта передачі, що дорівнює 10.

Якщо значення R_1 вибрати меншим, але близьким до величини резонансного опору контура, то схема перетворюється в автогенератор синусоїдної напруги. Амплітуда цієї напруги близька за

значенням до напруги живлення операційних підсилювачів і завдяки великій добротності контура коефіцієнт гармонік такого генератора дуже малий. Крім того, відпадає потреба в застосуванні вузла автоматичного керування рівнем вихідної напруги, інерційність якого повинна бути великою порівняно з періодом генерованої напруги і який може бути джерелом нелінійних спотворень [1].

Застосування КВО в регуляторах фазового зсуву

На рис. 5 показано схему генератора на мості Віна, особливістю якого є наявність трьох виходів: з нульовою фазою $U_{вих3}$, квадратурного $U_{вих2}$ і з можливістю регулювання фази в межах $0 \dots 90^\circ U_{вих2}$, незалежно від зміни частоти генератора.

Квадратурну вихідну напругу одержуємо в такий спосіб [4]. Напруга на інвертуючому вході $D1$, незалежно від частоти генерування, описується виразом

$$\dot{U}_i = \frac{1}{3}(2 + j)U_{вих3}.$$

Вихідна напруга підсилювача $D1$ дорівнює

$$\dot{U}_{вих1} = \left[\frac{1}{3}(2 + j) \cdot \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right) - \frac{R_6}{R_5} \right] \cdot U_{вих3}.$$

При $R_6 = 2R_5$ напруга $\dot{U}_{вих1} = jU_{вих3}$, тобто ця напруга, квадратурна до напруги $U_{вих3}$, і дорівнює їй за амплітудою, незалежно від частоти генерування.

Регулювання фази вихідної напруги здійснюється за допомогою потенціометра R_8 і під час регулювання фази амплітуда напруги на повзунку потенціометра змінюватиметься в межах $(0,707 \dots 1) U_{вих3}$. Для компенсації зміни цієї напруги використано властивість показаного на рис. 3, а дільника збільшувати коефіцієнт передачі за збільшення величини R .

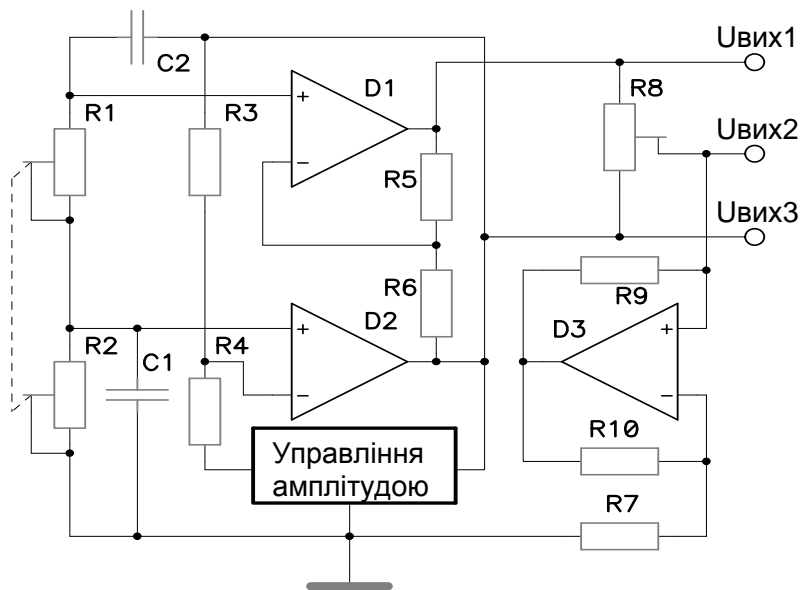


Рис. 5. Генератор з регульованим фазовим зсувом

Нехай положення повзунка потенціометра α може лінійно змінюватися від нуля до 1. Тоді значення опору між нижнім виводом потенціометра і повзунком дорівнює αR_8 , і напруга, яка знімається з повзунка потенціометра, описується виразом

$$\dot{U}_{вих2}(\alpha) = \frac{R_7(1 - \alpha + j\alpha)}{R_7 - \alpha(1 - \alpha)R_8} \cdot U_{вих3}.$$

Прийmemo, що амплітуди напруг на квадратурних виходах дорівнюють 1 і в середньому положенні повзунка (при $\alpha = 0,5$) $|\dot{U}_{вих2}(0,5)| = 1$. За цієї умови $R_7 = 0,885R_8$ і залежність $|\dot{U}_{вих2}(\alpha)|$ від зміни положення повзунка α показана на рис. 6, а.

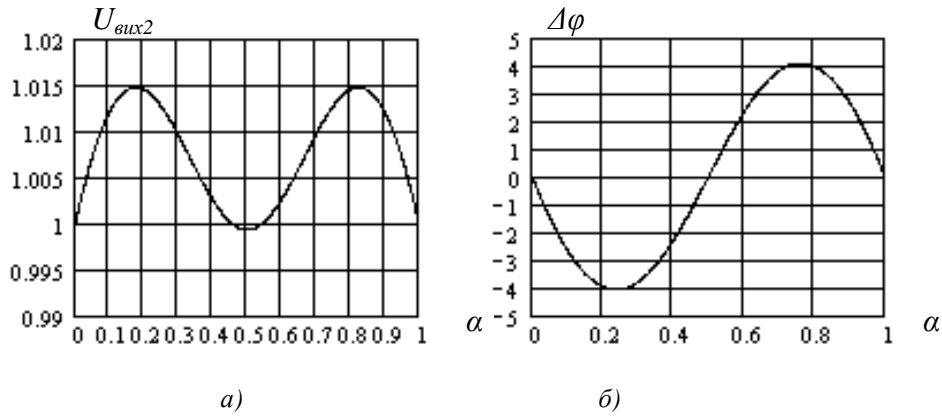


Рис. 6. Залежності амплітуди та нелінійності фазового зсуву від положення повзунка α

Як бачимо, використання КВО під час регулювання фази в межах $0^\circ \dots 90^\circ$ дало змогу зменшити відхилення амплітуди напруги $U_{вих2}$ з 30 до 1,5 %. На рис. 6, б показано залежність нелінійності фазового зсуву напруги $U_{вих2}$ від лінійної зміни положення повзунка потенціометра α , яка лежить в межах $\pm 4^\circ$.

Значний ефект досягається під час використання КВО для регулювання фазового зсуву у межах $0 \dots 180^\circ$ [5, 6]. На рис. 7 показано схему такого фазоповертача. На його входи подаються квадратурні напруги $U_{вх}$ і $jU_{вх}$. Потенціометр R_6 знаходиться під дією напруг: вхідної $U_{вх}$, напруги $-U_{вх}$ з виходу інвертора на підсилювачі $D1$ і з генератора напруги $jU_{вх}$ з від'ємним внутрішнім опором R_2 на підсилювачі $D2$. Аналогічно до сказаного, на виході повзунка потенціометра R_6 діє напруга

$$\dot{U}_{вих}(\alpha) = \frac{(1-2\alpha)R_2 + j\alpha(\alpha-1)R_6}{R_2 - \alpha(\alpha-1)R_6} \cdot U_{вх}.$$

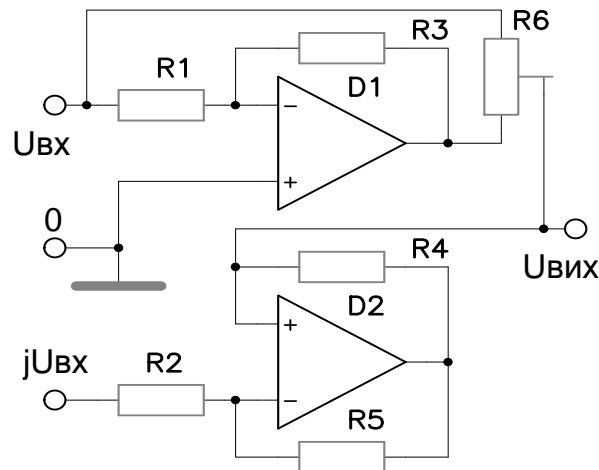


Рис. 7. Фазоповертач з діапазоном регулювання $0 \dots 180^\circ$

За $U_{вх} = 1$ і виконання умови $R_2 = 0,5R_6$ амплітуда вихідної напруги фазоповертача $U_{вих} = 1$ і не залежить від положення повзунка потенціометра (рис. 8, а залежність 1). Зміна значення фазового зсуву показана на рис. 8, б (залежність 1), а нелінійність зміни фази лежить в межах $\pm 8^\circ$ (рис. 8, в залежність 1).

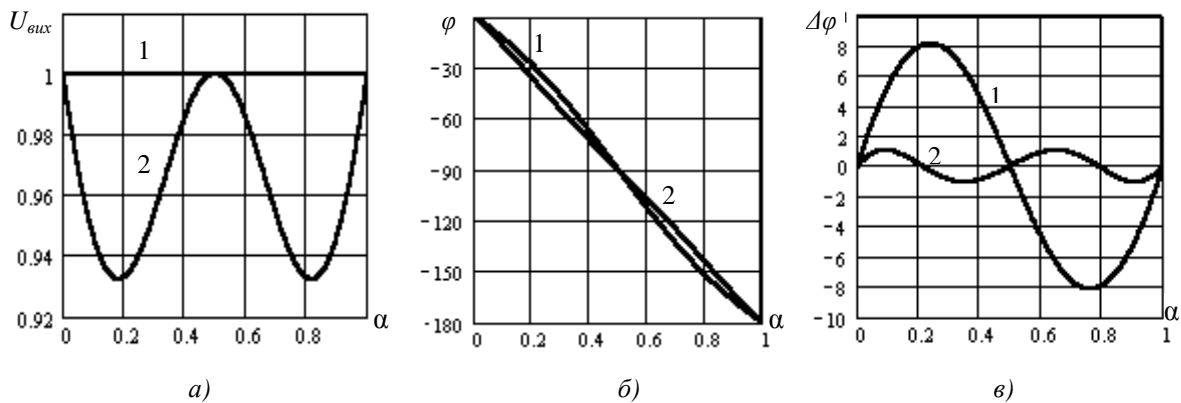


Рис. 8. Залежності амплітуди, фазового зсуву та нелінійності фазового зсуву від положення повзунка α

За потреби зменшення нелінійності фази необхідно змінити параметри генератора з від'ємним опором: збільшити його напругу до значення $j2,1U_{ex}$ і величину резистора R_2 встановити такою, що дорівнює $0.775R_6$. Відповідні залежності модуля і фази вихідної напруги фазоповертача, а також нелінійність зміни фази показано на рис. 8 (залежності 2). Максимальне значення нелінійності модуля досягає 7 % і фази $\pm 1,1^\circ$.

На основі схеми рис. 7 можна побудувати фазоповертач з регулюванням фази в межах $0^\circ \dots 360^\circ$ [7]. За невеликого ускладнення схеми фазоповертача з мінімальною нелінійністю фази також можна зменшити нелінійність модуля до значення $\pm 2\%$ [8].

Висновки

Використання КВО в області низьких та інфранизьких частот дає змогу побудувати високо-добротні коливні системи.

Генератор синусоїдної напруги на основі гіратора з КВО дає можливість відмовитися від традиційного застосування інерційного вузла в управлінні рівнем вихідної напруги в RC-генераторах, який обмежує частотний діапазон генерованої напруги і є джерелом нелінійних спотворень.

Фазоповертачі з використанням КВО вигідно відрізняються високою лінійністю регулювання фази порівняно з широковикористовуваними для регулювання фази мостовими фазоповертачами, причому на відміну від останніх їх діапазон регулювання включає крайні значення: $0, 90, 180$ чи 360° .

Важливою особливістю наведених фазоповертачів є те, що вони не містять частотнозалежних елементів, тобто вони є широкосмуговими.

1. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное пособие. – М., 1982.
2. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – Л., 1980.
3. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей в линейных ИС. – М., 1985.
4. Блажкевич И.И., Проць Р.В. Формирование квадратурного напряжения в RC-генераторах // Вестник ЛПИ "Теория и проектирование радиоэлектронных устройств и систем". – 1989. – № 236. – С. 12–16.
5. А. с. № 1363444 (СССР). Фазовращатель / Проць Р.В., Семенистый К.С., Сирый О.В. Опубл. в БИ. – 1987. – №48.
6. Проць Р.В., Семенистый К.С. Фазовращатель на основе конвертора отрицательного сопротивления // Вестник ЛПИ "Теория и проектирование радиоэлектронных устройств и систем". – 1990. – № 245. – С. 62–65.
7. А. с. № 1578804 (СССР). Фазовращатель / Проць Р.В., Семенистый К.С. Опубл. в БИ. – 1990. – №26.
8. Проць Р.В., Семенистый К.С. Широкодиапазонный регулятор фазового зсуву // Вісник ЛПІ "Теорія і проектування радіоелектронних пристроїв і систем". – 1992. – № 264. – С. 48–52.