

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мокров Е.А. Пьезоэлектрические преобразователи быстропеременных давлений для ракетно-космической техники // Методы и средства измерения в системах контроля и управления: Труды междунар. научно-техн. конф. / Под ред. М.А. Щербакова. – Пенза: Информационно-издательский центр Пенз. гос. ун-та, 2002. – С. 3–4.
2. Проектирование датчиков для измерения механических величин / Под ред. Е.П. Осадчего. – М.: Машиностроение, 1979.
3. Электрические измерения неэлектрических величин / Под ред. П.В. Новицкого. – М., Энергия, 1975.
4. А. с. 1454378 СССР. МКИ А61В 5/02. Датчик пульса / А.И. Тихонов, В.А. Васильев, Д.Г. Дегтярев, М.Е. Курепов. – Б.И. № 4 от 30.01.1989 г.
5. Васильев В.А. Уменьшение влияния дестабилизирующих факторов на информативный сигнал датчиков // Датчики и системы. – 2002. – № 4. – С. 12–15.
6. Васильев В.А. Повышение информационной эффективности датчиков // Методы и средства измерения в системах контроля и управления: Труды междунар. научно-техн. конф. / Под ред. М.А. Щербакова. – Пенза: Информационно-издательский центр Пенз. гос. ун-та, 2002. – С. 6–8.
7. Дизели. Справочное пособие конструктора. – Л.: Государственное научно-техническое издательство машиностроительной литературы, 1957.

УДК 621.382.323

СИНТЕЗ УПРАВЛЯЕМЫХ АТТЕНУАТОРОВ С МАЛЫМИ НЕЛИНЕЙНЫМИ ИСКАЖЕНИЯМИ

В.Л. Ким

Томский политехнический университет
E-mail: sov@camsam.tpu.ru

Предложена методика синтеза управляемых аттенуаторов (УА) на полевых транзисторах с малыми нелинейными искажениями и развязкой сигнальной и управляющей цепей. Реализация УА на двоярных полевых транзисторах позволяет снизить коэффициент второй гармоники до 0,3 % в диапазоне частот до 100 кГц.

В электронных и радиотехнических устройствах, системах автоматического регулирования, в средствах измерений и контроля широко применяются управляемые аттенуаторы. Основными требованиями к УА являются: обеспечение необходимого динамического диапазона изменения коэффициента передачи при приемлемом уровне нелинейных искажений в широкой полосе частот и малая инерционность по управляющему входу. С функциональной точки зрения УА представляет собой переменное устройство, построенное на нелинейных элементах (НЭ). Сравнительные характеристики различных НЭ (диодов, биполярных и полевых транзисторов, варикапов, фотоэлектрических приборов и других) приведены в [1, 2]. Методом экспертных оценок [2] выявлено, что одним из наиболее близких к свойствам идеального УА является полевой транзистор (ПТ). ПТ в качестве УА имеет ряд преимуществ: безынерционность, незначительное потребление мощности от источника управляющего напряжения, возможность работы без постоянного смещения на стоке, надежность и малые размеры.

В широкополосных УА на ПТ, работающих в диапазоне частот от нуля и выше, необходимо осуществить развязку (изоляция) сигнальных и управляющих цепей для исключения появления дополни-

тельных погрешностей выходного сигнала, например, постоянной составляющей $U_{\text{вых0}}$. В таких УА в качестве элемента развязки применяются активные элементы (усилители или повторители). Последние усложняют схему и конструкцию УА, а также приводят к появлению дополнительных частотных и фазовых искажений выходного сигнала.

Поставим следующую задачу: синтезировать УА с малым уровнем вносимых нелинейных искажений и развязкой сигнальных и управляющих цепей. При синтезе в качестве исходного УА выберем известный аттенуатор на ПТ с резистором в цепи стока [3], в котором практически полностью развязаны сигнальные и управляющие цепи. Тогда общая задача синтеза УА с малым значением коэффициента гармоник выходного сигнала.

Отметим, что в УА на ПТ нелинейные искажения в основном определяются уровнем второй гармоники напряжения на стоке [4].

Канал ПТ при низких уровнях напряжения стока можно рассматривать как нелинейный переменный резистор, сопротивление которого зависит от напряжения затвор-исток. Представим ПТ в виде пассивного трехполюсного нелинейного элемента с узлами 1, 2, 3 (1, 3 – сигнальные, 2 – управляющий) и управляемого задающим напряжением U_2 (рис. 1).

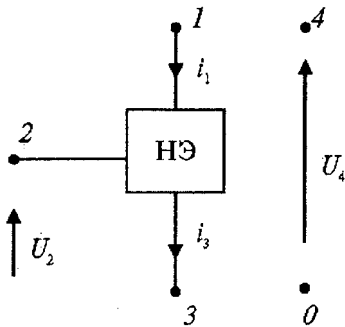


Рис. 1. Условное представление HЭ в декартовой системе координат

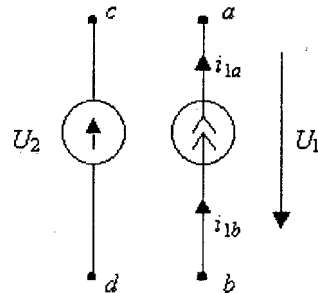


Рис. 2. Эквивалентная схема HЭ в системе полюсных величин

В общем случае трехполюсный HЭ входит составной частью в более сложную схему с выходным узлом 4 и базисным узлом 0. В дальнейшем для определенности с направлениями токов и напряжений в схеме вектор выходного напряжения \vec{U}_4 , коллинеарный (параллельный и совпадающий по направлению) единичному вектору \vec{j} прямоугольной декартовой системы координат будем считать базисным вектором схемы.

Рассмотрим векторный i -многополюсник, описываемый системой уравнений

$$i_m = f_m(\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n),$$

где $m = 1, 2, 3, \dots, n$; i – полюсные токи; φ_n – полюсные потенциалы.

Итерационная тейлоровская двучленная модель этого многополюсника имеет вид [5]

$$I = I_k + Y_k \Delta\varphi_k,$$

где Y_k – матрица первых частных производных (матрица Якоби); $\Delta\varphi_k = \varphi_{k+1} - \varphi_k$ – вектор приращения узловых потенциалов; k – номер итерации.

Математической моделью управляемого HЭ (рис. 2) в системе полюсных величин являются следующие выражения

$$\left. \begin{aligned} i_{1a} &= f(\varphi_a - \varphi_b, \varphi_c - \varphi_d) \\ i_{1b} &= -f(\varphi_a - \varphi_b, \varphi_c - \varphi_d) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

В этом случае двучленная тейлоровская модель приводится к виду

$$\left. \begin{aligned} i_{1a} \\ -i_{1b} \end{aligned} \right\} = \left. \begin{aligned} i_{1a} \\ -i_{1b} \end{aligned} \right\}^k + \begin{vmatrix} \frac{\partial f}{\partial \varphi_a} & \frac{\partial f}{\partial \varphi_b} & \frac{\partial f}{\partial \varphi_c} & \frac{\partial f}{\partial \varphi_d} \end{vmatrix}^k \begin{vmatrix} \Delta\varphi_a \\ \Delta\varphi_b \\ \Delta\varphi_c \\ \Delta\varphi_d \end{vmatrix}, \quad (2)$$

где $f = f(\varphi_a - \varphi_b, \varphi_c - \varphi_d) = f(U_1, U_2)$.

Для разложения около нулевой точки выражение (2) преобразуется следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{1a} \\ \Delta i_{1b} \end{aligned} \right\} = \begin{vmatrix} \frac{\partial f}{\partial U_1} & \frac{\partial f}{\partial U_2} \\ \frac{\partial f}{\partial U_1} & -\frac{\partial f}{\partial U_2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Delta U_1 \\ \Delta U_2 \end{vmatrix}, \quad (3)$$

где $\Delta U_1 = \Delta\varphi_a - \Delta\varphi_b$, $\Delta U_2 = \Delta\varphi_c - \Delta\varphi_d$. Пусть функция $f(U_1, U_2)$ содержит нечетные и четные составляющие по U_1 , т.е.

$$f(U_1, U_2) = f_1(U_1, U_2) + f_2(U_1, U_2),$$

где $f_1(U_1, U_2)$ и $f_2(U_1, U_2)$ – нечетная и четная функции, соответственно.

Тогда выражение (3) можно записать следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{1a} \\ \Delta i_{1b} \end{aligned} \right\} = \begin{vmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial U_1} & \frac{\partial f_1}{\partial U_2} \\ \frac{\partial f_1}{\partial U_1} & -\frac{\partial f_1}{\partial U_2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Delta U_1 \\ \Delta U_2 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \frac{\partial f_2}{\partial U_1} & 0 \\ \frac{\partial f_2}{\partial U_1} & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Delta U_1 \\ \Delta U_2 \end{vmatrix}. \quad (4)$$

Из анализа выражения (4) следует, что для уменьшения четных коэффициентов гармоник необходимо второе слагаемое, т.е. матрицу узловых дифференциальных проводимостей обратить в нуль. Одним из возможных путей является суммирование этой матрицы с аддитивно обратной (противоположной) ей матрицей. При получении противоположной матрицы учтем следующие положения:

1) функция $f_3(U_1, U_2) = \partial f_2(U_1, U_2) / \partial U_1$ является нечетной функцией от U_1 ;

2) уравнение управляемого HЭ при изменении знака U_2 на противоположный (рис. 3) описывается следующим образом:

$$-i_2 = f(-U_1, -U_2).$$

Тогда функция

$$f_3(-U_1, -U_2) = \frac{\partial f_2(-U_1, -U_2)}{\partial U_1} = -\frac{\partial f_2(U_1, U_2)}{\partial U_1}.$$

Таким образом может быть получена противоположная матрица

$$-A = \begin{vmatrix} -\frac{\partial f_2}{\partial U_1} & 0 \\ \frac{\partial f_2}{\partial U_1} & 0 \end{vmatrix}.$$

Действительно, в системе полюсных величин имеем следующую систему уравнений

$$\left. \begin{aligned} -i_{2a} &= f(\varphi_b - \varphi_a, \varphi_d - \varphi_c) \\ i_{2b} &= f(\varphi_b - \varphi_a, \varphi_d - \varphi_c) \end{aligned} \right\}.$$

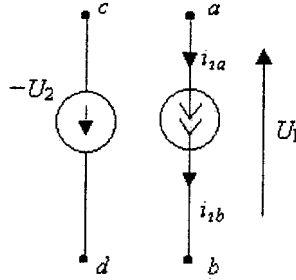


Рис. 3. Инверсное включение НЭ

Соответственно и двухчленная тейлоровская модель после преобразований запишется следующим образом

$$\begin{vmatrix} \Delta i_{2a} \\ \Delta i_{2b} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{\partial f(-U_1, -U_2)}{\partial U_1} & \frac{\partial f(-U_1, -U_2)}{\partial U_2} \\ \frac{\partial f(-U_1, -U_2)}{\partial U_1} & \frac{\partial f(-U_1, -U_2)}{\partial U_2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Delta U_1 \\ \Delta U_2 \end{vmatrix}. \quad (5)$$

Разделив функцию $f(-U_1, -U_2)$ на нечетную и четную составляющие, преобразуем (5) к виду

$$\begin{vmatrix} \Delta i_{2a} \\ \Delta i_{2b} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{\partial f_1(U_1, U_2)}{\partial U_1} & \frac{\partial f_1(U_1, U_2)}{\partial U_2} \\ \frac{\partial f_1(U_1, U_2)}{\partial U_1} & \frac{\partial f_1(U_1, U_2)}{\partial U_2} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \Delta U_1 \\ \Delta U_2 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \frac{\partial f_2(U_1, U_2)}{\partial U_1} & 0 \\ \frac{\partial f_2(U_1, U_2)}{\partial U_1} & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Delta U_1 \\ \Delta U_2 \end{vmatrix}.$$

Просуммировав последнее выражение с (4), получим

$$\begin{vmatrix} \Delta i_{1a} + \Delta i_{2a} \\ \Delta i_{1b} + \Delta i_{2b} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 2 \frac{\partial f_1(U_1, U_2)}{\partial U_1} & \frac{\partial f_1(U_1, U_2)}{\partial U_2} - \frac{\partial f_2(-U_1, -U_2)}{\partial U_2} \\ -2 \frac{\partial f_1(U_1, U_2)}{\partial U_1} & \frac{\partial f_1(U_1, U_2)}{\partial U_2} - \frac{\partial f_2(-U_1, -U_2)}{\partial U_2} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \Delta U_1 \\ \Delta U_2 \end{vmatrix}. \quad (6)$$

В этом выражении отсутствуют производные четной функции $f_2(U_1, U_2)$.

Таким образом, управляемый эквивалентный НЭ, математическая модель которого представлена формулой (6), имеет существенно меньшие нелинейные искажения, чем исходный УА. Положительный эффект достигнут путем использования дополнительного НЭ, вектор задающего напряжения которого инверсен базисному вектору схемы.

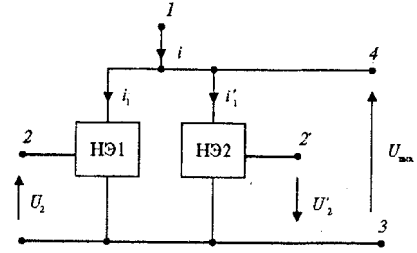


Рис. 4. Параллельное включение нелинейных элементов

Рассмотрим реализацию УА с компенсацией четных гармоник на основе НЭ с полиномиальной ВАХ [6]:

$$i = K_1 U_1 + K_2 U_1^2 + K_3 U_1^3 + K_4 U_1^4, \quad (7)$$

где K_1, K_2, K_3 и K_4 – константы.

Разобьем функцию (7) на нечетную и четную составляющие:

$$i = i_{\text{неч}} + i_{\text{чет}},$$

где

$$i_{\text{неч}} = K_1 U_1 + K_3 U_1^3, \quad (8)$$

$$i_{\text{чет}} = K_2 U_1^2 + K_4 U_1^4. \quad (9)$$

При прямом включении первого управляемого НЭ1, т.е. когда векторы \vec{U}_1 и \vec{U}_2 коллинеарны базисному вектору \vec{U}_4 , его ВАХ описывается выражениями (8) и (9). В инверсном включении (векторы \vec{U}_1 и \vec{U}_2 противоположны вектору \vec{U}_4) для второго НЭ2 справедливы следующие выражения:

$$i'_{\text{неч}} = -K'_1 U_1 - K'_3 U_1^3, \quad (10)$$

$$i'_{\text{чет}} = K'_2 U_1^2 + K'_4 U_1^4. \quad (11)$$

Включим управляемые НЭ1 и НЭ2 параллельно друг другу (рис. 4) и предположим, что напряжение U_1 является выходным напряжением схемы, т.е. $U_1 = U_4 = U_{\text{вых}}$. Тогда с учетом формул (8–11) общий ток УА определяется как:

$$i = i_1 - i'_1 = (K_1 + K'_1) U_{\text{вых}} + (K_3 + K'_3) U_{\text{вых}}^3 + (K_2 - K'_2) U_{\text{вых}}^2 + (K_4 - K'_4) U_{\text{вых}}^4. \quad (12)$$

При идентичности параметров НЭ1 и НЭ2, т.е. $K_1 = K'_1, K_2 = K'_2, K_3 = K'_3$ и $K_4 = K'_4$, выражение (12) преобразуется к виду

$$i = 2K_1 U_{\text{вых}} + 2K_3 U_{\text{вых}}^3. \quad (13)$$

Так как управляющие напряжения U_2 и U'_2 имеют разные знаки, то в случае использования полевых транзисторов возможны два варианта построения УА с компенсацией четных гармоник. Первый из них приведен на рис. 5. Здесь применяются комплементарные транзисторы VT1 и VT2. Данная схема аналогична схеме УА на биполярных транзисторах [7]. Основным недостатком таких аттенюаторов является невозможность точного согласования параметров комплементарных ПТ ввиду разной природы носителей заряда и технологии изготовления каналов. Несогласованность (неидентичность) параметров ПТ приводит к тому, что $K_2 \neq K'_2$ и $K_4 \neq K'_4$. Вследствие этого происходит лишь час-

тичная компенсация четных гармоник. Кроме того, для управления УА необходимы разнополярные источники управляющих напряжений U_2 и U'_2 , что создает определенные трудности при реализации УА.

Рассмотрим другой вариант построения УА – УА на согласованной паре ПТ (рис. 6). ПТ с одинаковыми типами проводимости обладают более высокой степенью идентичности параметров и, следовательно, в УА на таких транзисторах четные гармоники уменьшаются в большей степени, чем в УА на комплементарных ПТ.

Для выполнения требования противоположности вектора \vec{U}'_2 вектору $\vec{U}_{\text{вых}}$ и вектору \vec{U}_2 в рассматриваемой схеме источник управляющего напряжения \vec{U}'_2 включается между выходным зажимом и затвором транзистора VT2. В этом случае общий ток описывается выражением (13).

На рис. 7, а, б, в, г приведены принципиальные схемы УА, отличающиеся вариантами выполнения источника U'_2 . Последний может быть выполнен из источника управляющего напряжения U_2 , резистора R2 и конденсатора C1 (рис. 7, а). Данная схема в основном предназначена для работы УА на переменном токе. Схемы, изображенные на рис. 7, б, в, могут работать как на переменном, так и на постоянном токе. При этом цепи формирования источника U'_2 не содержат реактивных элементов. Однако, эти схемы ввиду отсутствия линейной зависимости U'_2 от U_2 отличаются малым значением диапазона изменения коэффициента передачи УА по управляющему входу.

Этот недостаток устранен в схеме на рис. 7, г. УА состоит из двух соединенных параллельно аттенюаторов на транзисторах VT1 и VT2 с общим входом управления. При этом управляющее напряжение U'_2 дополнительного транзистора VT1 формируется на сопротивлении R3.

Как показано в работе [8], при $R3=R4$ происходит компенсация четных гармоник аттенюатора на VT1. Так как на затворы транзисторов VT1 и VT2 поступает одно и то же управляющее напряжение, то при идентичных характеристиках полевых транзисторов линейризуется и основная транзистор VT2 [9]. В таблице приведены усредненные значения коэффициентов гармоник (разброс менее 10 %) по результатам испытаний десяти аттенюаторов УА1, выполненных на интегральных транзисторных сборках

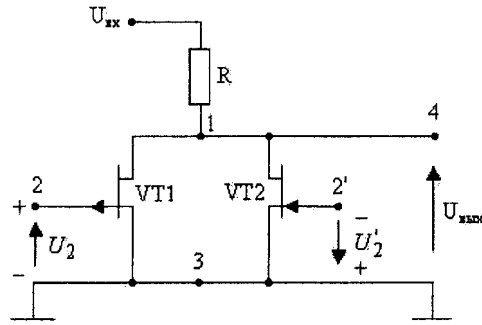


Рис. 5. УА на разнотипных ПТ

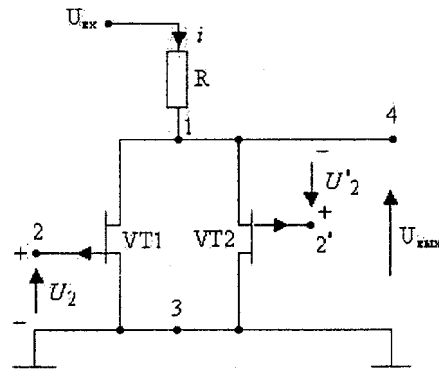


Рис. 6. УА на однотипных ПТ

К504НТ4В ($R1 = R2 = 6,8 \text{ кОм}$, $R3 = R4 = 100 \text{ кОм}$, $U_{\text{ВХ}} = 5 \text{ В}$, $U_2 = 0...4 \text{ В}$), и исходного аттенюатора УА2 (VT2, R2 при отсутствии аттенюатора VT1).

Исследования проводились на измерительной установке, состоящей из генератора синусоидальных сигналов ГЗ-118, селективного микровольтметра В6-9 и измерителя нелинейных искажений С6-7. Измерения постоянной составляющей выходного сигнала вольтметром В7-21 показали практически полное отсутствие прохождения управляющего напря-

Таблица. Нелинейные искажения синтезированного (УА1) и исходного (УА2) аттенюаторов, K_r – коэффициент гармоник, K_{r2} – коэффициент второй гармоники, %

Коэффициент гармоник	Частота, кГц										$U_{\text{Вых}}$, мВ
	0,02		1		10		20		100		
	УА1	УА2	УА1	УА2	УА1	УА2	УА1	УА2	УА1	УА2	
K_{r2}	0,01	0,6	0,01	0,6	0,015	0,7	0,02	0,8	0,03	0,8	100
K_r	0,02	0,6	0,02	0,6	0,025	0,7	0,03	0,8	0,05	0,8	
K_{r2}	0,05	2	0,05	2	0,06	2	0,07	2,2	0,08	2,5	200
K_r	0,06	2	0,06	2	0,07	2	0,08	2,2	0,1	2,5	
K_{r2}	0,1	3	0,1	3	0,2	3	0,2	3	0,3	3,5	300
K_r	0,15	3	0,15	3	0,2	3	0,2	3	0,3	3,5	

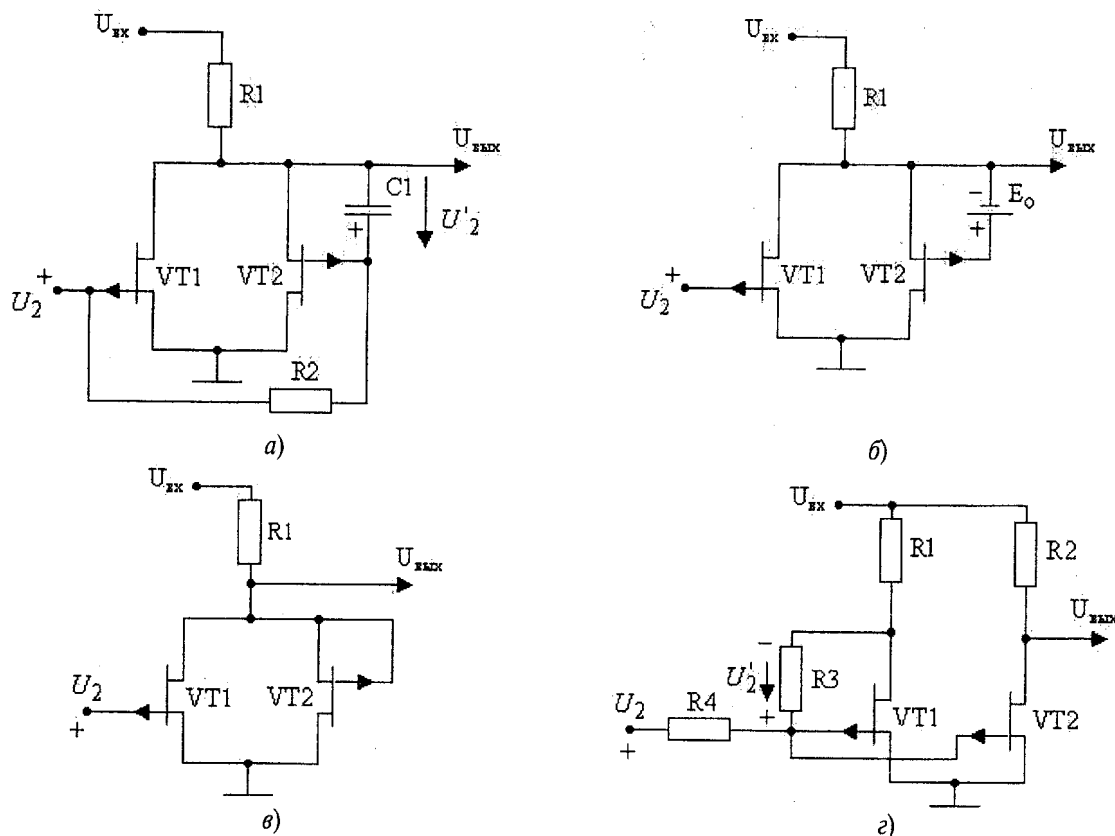


Рис. 7. Варианты реализации УА на однотипных ПТ

жения ($U_{вых0} < 10$ мкВ при $U_{2max} = +5$ В) у синтезированного аттенюатора, нелинейные искажения ко-

торого уменьшаются более чем в 10 раз и не превышают 0,3 % в диапазоне частот до 100 кГц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алексенко А.Г., Коломбет Е.А., Стародуб Г.И. Применение прецизионных аналоговых микросхем. — М.: Радио и связь, 1985. — 304 с.
2. Крылов Г.М., Хоняк Е.И. Сравнительные характеристики и коэффициент качества электрически управляемых резисторов // Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей. Под ред. И.Ф. Николаевского. — М.: Радио и связь, 1984. — Вып. 24. — С. 111–118.
3. Кобболд Р. Теория и применение полевых транзисторов / Пер. с англ. В.В. Макарова. — Л.: Энергия, 1975. — 304 с.
4. Фомичев Ю.М., Варакута Ю.Н. Регулирующие устройства с малыми нелинейными искажениями // Известия Томского политехнического института. — 1974. — Т. 298. — С. 43–53.
5. Ильин В.Н. Основы автоматизации схемотехнического проектирования. — М.: Энергия, 1979. — 391 с.
6. Ким В.Л. Синтез регулирующих элементов на двойных полевых транзисторах // Новые методологии проектирования изделий микроэлектроники: Материалы междунар. научн.-техн. конф., 19–20 декабря 2002 г. — Владимир: Изд-во ВГУ, 2002. — С. 59–60.
7. Крылов Г.М. Принципы и методы регулировки усиления в транзисторных усилителях. — М.: Энергия, 1974. — 256 с.
8. Игнатов А.Н. Полевые транзисторы и их применение. — М.: Радио и связь, 1984. — 216 с.
9. А. с. 1061240 СССР, МКИ³ H03C 3/30. Устройство с регулируемым коэффициентом передачи / В.М. Сергеев, В.И. Чуфистов, В.Л. Ким. — Опубл. 15.12.83, Бюлл. № 46. — 2 с.