

УДК 62-555.41

РЕГУЛИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА С МАЛЫМИ НЕЛИНЕЙНЫМИ ИСКАЖЕНИЯМИ

Ю. М. ФОМИЧЕВ, Ю. Н. ВАРАКУТА

(Представлена научным семинаром кафедры радиотехники)

Рассмотрены возможности построения регулирующих устройств с малыми нелинейными искажениями на электронных лампах с отклонением луча и полевых транзисторах.

Дан анализ работы регулирующих устройств на лампах с отклонением луча при использовании отрицательной обратной связи и цепи компенсации. Результаты экспериментальных исследований отражены на графиках.

Получены выражения для коэффициентов гармоник аттенюатора на полевых транзисторах, показана возможность уменьшения нелинейных искажений, приведены результаты расчетов и результаты эксперимента с управляемыми аттенюаторами.

Иллюстраций 8, таблиц 2, библиографий 4.

Одним из узловых элементов в системах автоматического регулирования источников калиброванного напряжения является регулирующее (управляющее) устройство (РУ), которое изменяет амплитуду выходных колебаний в соответствии с законом управляющего сигнала. Для построения РУ с параметрами, приближающимися к идеальным, необходим электрически управляемый элемент с линейной вольт-амперной характеристикой по цепи регулируемого сигнала и максимальной крутизной регулирования по цепи управления. В статье рассмотрены различные возможности построения линейных (по цепи основного сигнала) РУ на электронных лампах и полупроводниковых приборах.

Из электронных ламп, пригодных для построения РУ, наибольший интерес представляют разработанные в последние годы лампы с отклонением луча типа Н-41, Н-37 [1].

Наличие у лампы трех управляющих электродов в сочетании с двухтактным выходом дает возможность строить на них различные схемы регулирующих устройств.

Известно, что введение отрицательных обратных связей в РУ нежелательно, так как ведет к ухудшению регулировочных свойств.

В этом отношении выгодно отличаются РУ на лампе с отклонением луча. Наличие двухтактного выхода по сигналу регулирования позволяет охватить каскад отрицательной обратной связью по основному и в то же самое время положительной обратной связью по управляющему сигналам. Это приводит к уменьшению нелинейных искажений каскада с сохранением и даже некоторым улучшением его регулировочных свойств.

Рассмотрим работу такого РУ (рис. 1). Напряжение, действующее между управляющей сеткой и катодом, равно

$$U_1 = \frac{U_{\text{вх}} \cdot R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} - \frac{U_2'' R_3}{R_2 + R_1 \parallel R_3} \quad (1)$$

Изменение регулирующего напряжения будет приводить к изменениям и выходных напряжений (U_2' , U_2''), причем при возрастании U_p U_2' будет увеличиваться, а U_2'' — уменьшаться. Согласно (1) это приведет к возрастанию U_1 и соответственно U_2' и, таким образом, к росту крутизны регулирования.

Для выяснения того, как изменяется гармонический состав выходного сигнала при охвате РУ указанной связью, найдем решение графа,

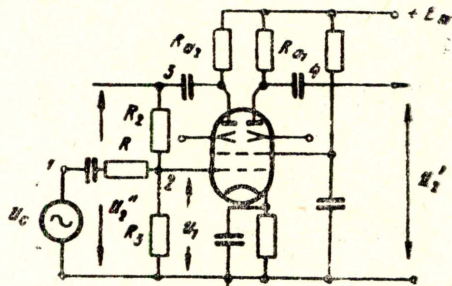


Рис. 1

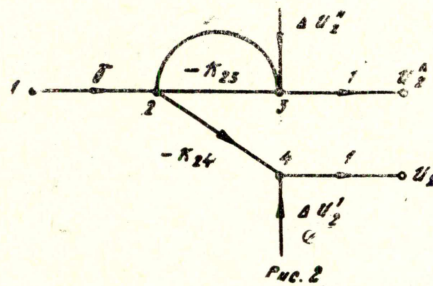


Рис. 2

составленного для этой схемы (рис. 2) относительно добавочного продукта $\Delta U_2''$ в выходном напряжении РУ (U_2'). На рис. 2 обозначено:

- γ — коэффициент передачи из точки 1 в точку 2 (рис. 1);
- β — коэффициент передачи из точки 3 в точку 2 (т. е. коэффициент обратной связи);
- K_{24} — коэффициент усиления без обратной связи (передача из точки 2 в точку 4);
- K_{23} — коэффициент передачи из точки 2 в точку 3;
- $\Delta U_2''$ — добавочный продукт в выходном напряжении U_2'' без обратной связи.

Коэффициенты передачи добавочных продуктов в выходной сигнал (U_2') будут равны

$$T_{\Delta 4} = 1, \quad T_{\Delta 34} = - \frac{K_{24}\beta}{1 + K_{23}\beta},$$

тогда

$$\begin{aligned} \Delta U_{2\text{св}}' &= \Delta U_2' \cdot T_{\Delta 4} + \Delta U_2'' \cdot T_{\Delta 34} = \\ &= \Delta U_2' - \Delta U_2'' \cdot \frac{K_{24} \cdot \beta}{1 + K_{23} \cdot \beta}. \end{aligned} \quad (2)$$

Из полученного выражения следует, что при одинаковых анодных нагрузках и $K_{23} = K_{24}$, а $K\beta \gg 1$ можно получить очень малые нелинейные искажения.

Недостатком такой схемы, кроме общеизвестных для параллельной отрицательной обратной связи, является то, что при изменении U_p (в любую сторону) будут возрастать нелинейные искажения. Это особенно хорошо видно, если принять $\Delta U_2'' = \Delta U_2'$, тогда (2) примет вид

$$\Delta U_{2\text{св}}' \approx \Delta U_2' \left(1 - \frac{K_{24}\beta}{1 + K_{23}\beta} \right).$$

При регулировании K_{24} и K_{23} изменяются в разные стороны и $\Delta U_{2\text{св}}'$ растет, стремясь в пределе к $\Delta U_2'$. Таким образом, если нет необходимости в широком динамическом диапазоне, можно выбрать

определенный участок регулирования, в котором нелинейные искажения будут достаточно малы.

Все вышеизложенное хорошо подтверждается экспериментальными данными, приведенными на рис. 3, где кривые 1 и 3 показывают зависимость нелинейных искажений от напряжения регулирования при различных коэффициентах обратной связи (β), а кривые 2 и 4 представляют регулировочные характеристики РУ при тех же β . Как видно из графиков, крутизна регулирования возрастает с увеличением глубины обратной связи и составляет при

$$\beta = \frac{1}{2}, S_p = 3,4, \text{ а при } \beta = \frac{1}{5} \\ = \frac{1}{5}, S_p = 1,6.$$

Необходимо также заметить, что РУ с обратной связью имеют хорошую линейность регулировочной характеристики. Максимальный динамический диапазон их равен 30—35 дБ, при этом линейный участок составляет 15—20 дБ.

Возможность получения сдвинутых по фазе на 180° выходных напряжений открывает еще одну интересную возможность линейзации РУ на лампах с отклонением луча. Рассмотрим схему рис. 4: здесь основной сигнал подается на один из отклоняющих электродов, а второй — по переменной составляющей заземлен*). Регулирующее же напряжение может подаваться либо на управляющую сетку, либо на экранную. При таком включении и хорошей идентичности по обоим анодам на выходе получается два одинаковых по амплитуде противофазных напряжения, как в обычном двухтактном каскаде.

Посмотрим, что произойдет, если выделенный в точке С суммарный сигнал подать на управляющую сетку, как показано на рис. 4.

Переменные составляющие напряжений, действующих на анодах, равны:

$$\left. \begin{aligned} e_a &= -\frac{1}{2} R_a S_1 e_1 + R_a S_3 e_2 + K_{дв} R_a e_1 e_2; \\ e_b &= -\frac{1}{2} R_a S_1 e_1 - R_a S_3 e_2 - K_{дв} R_a e_1 e_2; \end{aligned} \right\}, \quad (3)$$

где S_1 — крутизна характеристики по первой сетке;
 S_3 — крутизна по отклоняющему электроду;

$$K_{дв} = \frac{\partial I_a}{\partial U_{c1} \partial U_{c3}} = \frac{\partial S_1}{\partial U_{c3}} = \frac{\partial S_3}{\partial U_{c3}}$$

*) В лампах с отклонением луча это эквивалентно подаче на отклоняющие электроды двух противофазных напряжений с вдвое меньшей амплитудой.

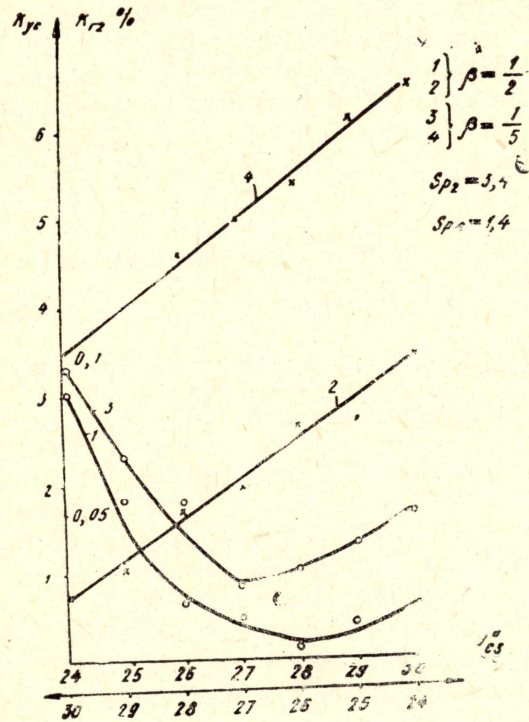


Рис. 3

— коэффициент двойного управления, который показывает как изменяется крутизна характеристики анодного тока по одному из управляющих электродов при изменении напряжения на другом.

В связи с тем, что суммарный сигнал l_1 мал, в первом приближении можно считать крутизну S_1 постоянной, тогда гармонические составляющие в выходном сигнале появятся за счет нелинейности S_3 . Разложив последнюю в ряд Тейлора по степеням l_2 и проведя соответствующие преобразования, найдем гармонический состав выходного напряжения при рассматриваемом построении РУ

$$e_a = R_a S_3 e_2 + \frac{S_3^1 R_a e_2^2}{1 + K} + \frac{1}{2} S_3'' R_a e_2^3 + \frac{K_{дв} R_a^2 e_2^3}{1 + K}.$$

Отсюда следует, что член, дающий вторую гармонику, уменьшается в $(1 + K)$ раз, где $K = \frac{1}{2} R_a S_1$ — коэффициент усиления по одному из анодов. Но при этом увеличивается содержание третьей гармоники на величину, равную $\frac{K_{дв} \cdot R_a^2 e_2^3}{1 + K}$.

Так как у ламп с отклонением луча $K_{дв}$ мал, а K в реальных каскадах можно получить большим, то увеличение третьей гармоники будет незначительным. В то же время преобладающую вторую гармонику можно свести к очень малой величине. При регулировании будет происходить изменение коэффициента усиления (K) и соответственно будут изменяться нелинейные искажения.

Испытаниям подвергался макет, собранный по принципиальной схеме рис. 4. Регулирование коэффициента усиления осуществ-

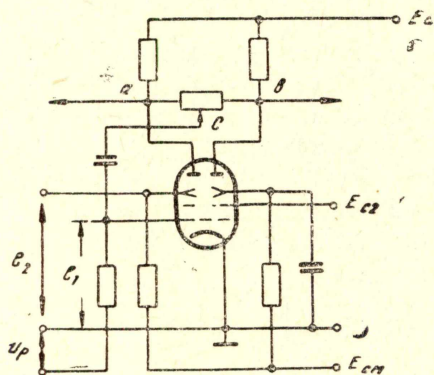


Рис. 4

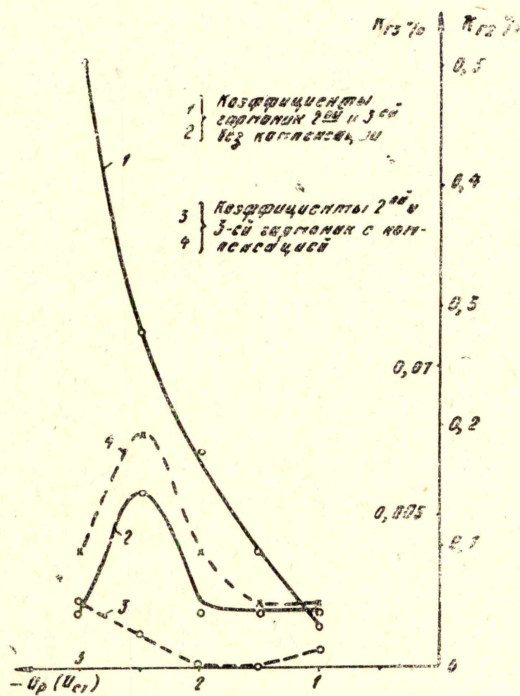


Рис. 5

лялось путем изменения напряжения смещения на управляющей сетке. Эффективность уменьшения собственных искажений РУ определялась путем измерения коэффициента второй гармоники на выходе РУ при разомкнутой и замкнутой цепи компенсации (в точке b). Результаты испытаний приведены на графиках рис. 5 для РУ с разомкнутой и замкнутой цепью компенсации соответственно. Отсюда следует, что содержание второй гармоники в выходном сигнале может быть уменьшено на один-два порядка, в то время как третья гармоника увеличивается в худшем случае всего в два раза.

Настройку каскада на наименьшие нелинейные искажения можно производить двумя путями:

1. Непосредственно сравнивая входной и выходной сигналы выбором положения средней точки C , добиться наименьшего значения 2-й гармоники.

2. С помощью осциллографа, подсоединив его в точке C и также выбором положения ее, добиться присутствия в сигнале I_1 только второй гармоники. Настройку в этом случае можно производить при разомкнутой цепи компенсации.

Необходимо заметить, что величина изменения $K_{г2}$ при регулировании зависит от того, при каком напряжении смещения на первой сетке ($-E_{c0}$) производилась настройка. Очевидно, это вызвано неполной идентичностью лампы по обоим анодам.

Проведенные исследования на макете показали, что наименьшие изменения $K_{г2}$ происходят, если настройка произведена при $E_{c0} = -2b$. Вообще же, если регулирование будет производиться в небольшом диапазоне, то настройку лучше производить в той точке, относительно которой оно будет осуществляться.

Максимальный динамический диапазон регулирования такого каскада составляет 30—33 дБ при нелинейных искажениях не больше 0,01—0,02%, причем линейный участок регулировочной характеристики равен 15—20 дБ и $K_{г} \leq 0,03\%$.

РУ на полупроводниковых элементах

В последнее время в системах автоматического регулирования источников калиброванного напряжения все большее применение получают безынерционные полупроводниковые регулирующие устройства с использованием полевых транзисторов. Использование полевых транзисторов в качестве управляемых сопротивлений в схемах управляемых аттенуаторов основано на свойстве их характеристик. При малых напряжениях сток — исток

$$|U_c| < |U_3| - |U_0|,$$

где U_c — напряжение на стоке;

U_3 — напряжение на затворе;

U_0 — напряжение отсечки,

полевой транзистор ведет себя как переменный резистор, величина которого (сопротивление между стоком и истоком) зависит от управляющего напряжения на затворе.

Это справедливо для напряжений на стоке обоих знаков при условии, что переход сток — затвор не смещается в прямом направлении

$$|U_{mc}| \leq |U_3| + |U_\varphi|,$$

где U_{mc} — амплитудное значение напряжения на стоке;

U_3 — напряжение на затворе;

U_φ — контактный потенциал.

Семейство характеристик полевого транзистора с $p-n$ -переходом в «омической» области приведено на рис. 6. Зависимость сопротивления сток — исток от напряжения на затворе относительно истока выражается приближенно формулой

$$R_{си} = R_0 \exp(\eta U_3),$$

где R_0 и η — постоянные для данного транзистора величины. Коэффициент передачи управляемого делителя (рис. 7) выражается формулой

$$K = \frac{U_{\text{вх а}}}{U_{\text{вх б}}} = \frac{R_{\text{сн}}}{R + R_{\text{сн}}}$$

Диапазон изменения коэффициента передачи аттенюатора может быть

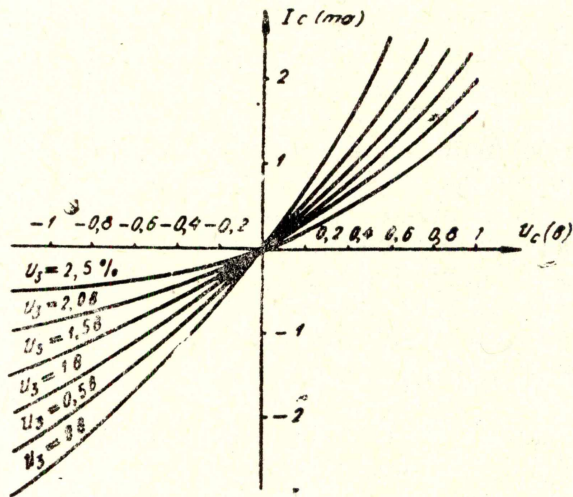


Рис. 6

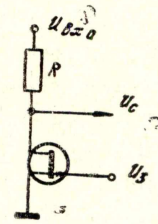


Рис. 7

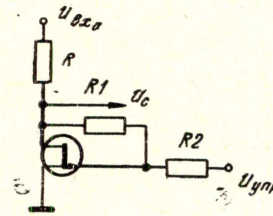


Рис. 8

значительным и зависит от величины R , $m = \frac{R_{\text{сн max}}}{R_{\text{сн min}}}$ и допустимых нелинейных искажений.

Нелинейные искажения аттенюатора с полевым транзистором

При задании тока стока i_c передаточная характеристика полевого транзистора будет выражаться функцией $U_c = f(i_c)$. Разложив ее в ряд Тейлора по степеням аргумента и задав синусоидальное значение тока через транзистор ($i_c = I_c \cos \omega t$), найдем коэффициенты высших гармонических составляющих напряжения на полевом транзисторе:

$$K_{r_2} = \frac{\frac{\alpha_2}{4} I_{mc}^2 + \frac{\alpha_4}{48} I_{mc}^4}{\alpha_1 I_{mc} + \frac{\alpha_3}{8} I_{mc}^3} \approx \frac{\alpha_2 \cdot I_{mc}}{4\alpha_1}; \quad (4,а)$$

$$K_{r_3} = \frac{\frac{\alpha_3}{24} I_{mc}^3}{\alpha_1 I_{mc} + \frac{\alpha_3}{8} I_{mc}^3} \approx \frac{\alpha_3 \cdot I_{mc}^2}{24\alpha_1}, \quad (4,б)$$

где $\alpha_1; \alpha_2; \alpha_3; \dots \alpha_n = \frac{d^n U}{d i^n}$.

Для количественного и качественного анализа нелинейных искажений аттенюатора необходимо определить коэффициенты $\alpha_1; \alpha_2; \alpha_3$. Прямые характеристики канальных транзисторов, канал в которых получен с применением диффузионной технологии (КП103, КП303), достаточно хорошо описываются уравнением Шокли (переход резкий, распределение носителей однородное)

$$i_c = I_{\max} \left[\frac{U_3 + U_c + U_\varphi}{U_0} \left(3 - 2 \sqrt{\frac{U_3 + U_c + U_\varphi}{U_0}} - \frac{U_3 + U_\varphi}{U_0} \left(3 - 2 \sqrt{\frac{U_3 + U_\varphi}{U_0}} \right) \right), \right. \quad (5)$$

где I_{\max} — ток стока при $U_3 = 0$ и $|U_c| > |U_0|$. Для $i_c = f(U_c)$ нельзя найти обратную функцию $U_c = f(i_c)$. Чтобы найти производные $\frac{d^n U_c}{di_c^n}$, воспользуемся правилом дифференцирования неявной функции.

Продифференцируем обе стороны уравнения $i_c = f(U_c)$ по i_c ;

$$1 = \frac{df(U_c)}{dU_c} \cdot \frac{dU_c}{di_c};$$

отсюда
$$\frac{dU_c}{di_c} = \alpha_1 = \left[\frac{df(U_c)}{dU_c} \right]^{-1}; \quad (6, a)$$

$$\alpha_2 = \frac{d^2 f(U_c)}{di_c^2} = \frac{d}{dU_c} \left[\frac{df(U_c)}{dU_c} \right]^{-1} \cdot \frac{dU_c}{di_c} = - \frac{d^2 f(U_c)}{dU_c^2} \left[\frac{df(U_c)}{dU_c} \right]^{-3}; \quad (6, b)$$

$$\alpha_3 = \frac{d^3 f(U_c)}{di_c^3} = \left\{ - \frac{d^3 f(U_c)}{dU_c^3} \cdot \frac{dU_c}{dU_c} + 3 \left[\frac{d^2 f(U_c)}{dU_c^2} \right]^2 \left[\frac{df(U_c)}{dU_c} \right]^{-5} \right\}. \quad (6, b)$$

Найдем производные $\frac{df(U_c)}{dU_c}$ из (5) и, подставив их значения в (6a ÷ 6b), получим:

$$\alpha_1 = \frac{1}{3 \frac{I_{\max}}{U_0} \left[1 - \left(\frac{U_3 + U_c + U_\varphi}{U_0} \right)^{1/2} \right]};$$

$$\alpha_2 = \frac{3}{2} \frac{I_{\max}}{U_0^{3/2}} (U_3 + U_c + U_\varphi)^{-1/2} \cdot \alpha_1^3;$$

$$\alpha_3 = \left[\frac{- \frac{3}{4} \frac{I_{\max}}{U_0^{3/2}} (U_3 + U_c + U_\varphi)^{-3/2}}{\alpha_1} + \frac{27}{4} \frac{I_{\max}^2}{U_0^3} (U_3 + U_c + U_\varphi)^{-1} \right] \alpha_1^5.$$

Подставляя значения α_1 ; α_2 ; α_3 в (4, а, б) и учитывая, что $I_{mc} = \frac{U_{mc}}{\alpha_1}$, получим выражения коэффициентов гармоник:

$$K_{\Gamma_2} = \frac{U_{mc}}{8U_0 \left[\left(\frac{U_3 + U_c + U_\varphi}{U_0} \right)^{1/2} + \frac{U_3 + U_c + U_\varphi}{U_0} \right]}; \quad (7, a)$$

$$K_{\Gamma_3} = \frac{U_{mc}^2}{96U_0^2} \cdot \frac{3 \left(\frac{U_3 + U_c + U_\varphi}{U_0} \right)^{1/2} - 1}{\left(\frac{U_3 + U_c + U_\varphi}{U_0} \right)^{3/2} - \left(\frac{U_3 + U_c + U_\varphi}{U_0} \right)^2}. \quad (7, b)$$

Наиболее благоприятный режим работы управляемого аттенюатора, когда на стоке отсутствует постоянное напряжение. При $U_c = 0$ выражения (7) принимают вид:

$$K_{Г_2} = \frac{U_{mc}}{8U_0 \left[\left(\frac{U_3 + U_\varphi}{U_0} \right)^{1/2} - \frac{U_3 + U_\varphi}{U_0} \right]}; \quad (8,а)$$

$$K_{Г_3} = \frac{U_{mc}^2}{96U_0^2} \cdot \frac{3 \left(\frac{U_3 + U_\varphi}{U_0} \right)^{1/2} - 1}{\left(\frac{U_3 + U_\varphi}{U_0} \right)^{3/2} - \left(\frac{U_3 + U_\varphi}{U_0} \right)^2}. \quad (8,б)$$

Полученные выражения описывают нелинейные искажения полевого транзистора, запитанного от генератора тока. Искажения в реальном аттенюаторе будут зависеть от величины сопротивления канала и величины сопротивления в верхнем плече (рис. 7)

$$K_{Г_{nа}} = \frac{K_{Г_{nпт}} \cdot R}{R + \alpha_1},$$

где $K_{Г_{nа}}$ — коэффициент n -й гармоники аттенюатора;

$K_{Г_{nпт}}$ — коэффициент n -й гармоники полевого транзистора, запитанного от генератора тока (8);

$\alpha_1 = R_{сн}$ — сопротивление сток—исток.

В табл. 1 сведены значения $K_{Г_2}$, полученные расчетным путем и в результате эксперимента с аттенюатором на транзисторе КП103М с $I_{max} = 11$ ма, $U_\varphi = 450$ мв, $U_0 = 6,4$ в. Обнаруживается хорошее совпадение теоретических и экспериментальных данных. Расхождение в области малых и больших напряжений на затворе, где характери-

Таблица 1

		U_3 (в)	U_c (мв)								
			0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5
$K_{Г_2}$ %	Эксперимент	200	2,0	2,1	2,2	2,4	2,6	3,0	3,3	5,1	8,4
		300	2,6	2,7	2,8	3,1	3,4	4,0	4,7	7,2	12,5
		400	3,2	3,4	3,5	3,9	4,4	5,2	6,2	9,5	16
		500	4,0	4,2	4,3	4,8	5,4	6,4	8,0	13,0	19,2
		600	4,7	5,0	5,2	5,8	6,4	7,8	9,8	15,0	23,0
		700			6,0	6,7	7,6	9,2	11,8	18,0	25,0
		800				7,7	9,0	11,0	13,5		27,0
		Расчет	200	2,28	2,18	2,23	2,3	2,6	2,9	3,3	3,9
	300		3,4	3,28	3,34	3,5	3,5	4,3	4,95	6,1	8,2
	400		4,55	4,35	4,45	4,6	5,1	5,7	6,6	8,1	11,0
	500		5,7	5,45	5,6	5,8	6,3	7,2	8,3	10,1	13,7
	600		6,75	6,55	6,7	7,3	7,6	8,6	10,0	12,1	16,5
	700			7,75	7,9	8,3	9,0	10,1	11,5	14,2	19,2
	800					9,3	10,2	11,5	13,2		22,0

стики реальных приборов отличны от характеристик «идеального» прибора Шокли.

Как видно из анализа выражений (8), в искажениях превалирует вторая гармоника. Наименьшие нелинейные искажения будут иметь attenuаторы, в которых применены транзисторы с большим напряжением отсечки. Нелинейные искажения, вносимые регулирующим звеном системы авторегулирования прецизионных источников переменного напряжения, не должны превышать 0,01—0,03%. Такие нелинейные искажения могут быть получены в управляемых attenuаторах с полевыми транзисторами при напряжениях на стоке в несколько милливольт. Это существенный недостаток РУ с полевыми транзисторами, так как для получения на выходе источника калиброванного переменного напряжения выходных напряжений 10 в и выше, необходимо применение усилителей с очень большим коэффициентом усиления и малыми нелинейными искажениями. Возможно получение малых нелинейных искажений при напряжениях на стоке в несколько сотен милливольт, если приняты специальные меры по линеаризации характеристик полевого транзистора.

Способ уменьшения нелинейных искажений

Основной проблемой, связанной с применением полевых транзисторов в схеме управляемого attenuатора, является устранение нелинейного и асимметричного характера их вольт-амперных характеристик.

Известен способ линеаризации и симметрирования зависимости $i_c = f(U_c)$ (5), при котором часть напряжения стока подается на затвор (рис. 8). Характеристика полевого транзистора с $p-n$ -переходом будет в этом случае описываться уравнением

$$i_c = \frac{3 I_{\max} [U_z + U_c(1-k) + U_\varphi]}{U_0} - 2 I_{\max} \left[\frac{U_z + U_c(1-k) + U_\varphi}{U_0} \right]^{3/2} - \\ - \frac{3 I_{\max} (U_z + U_\varphi - k U_c)}{U_0} + 2 I_{\max} \left[\frac{U_z + U_\varphi - k U_c}{U_0} \right]^{3/2},$$

где k — коэффициент передачи делителя на сопротивлениях R_1, R_2 .

Как уже упоминалось, нелинейные искажения attenuатора с полевым транзистором определяются уровнем 2-й гармоники. Поэтому условием линейности характеристик будет $K_{\Gamma_2} = 0$, или $\alpha_2 = 0$

$$\alpha_2 = - \frac{\frac{3}{2} \frac{I_{\max}}{U_0^{3/2}} k_0^2 (U_z + U_\varphi - k_0 U_c)^{-1/2} - \frac{3}{2} \frac{I_{\max}}{U_0^{3/2}}}{\left\{ 3 \frac{I_{\max}}{U_0} + 3 \frac{I_{\max}}{U_0^{3/2}} [k_0 (U_z + U_\varphi - k_0 U_c) - (1 - k_0)] \cdot \right.} \\ \left. \cdot \frac{[U_z + U_\varphi + (1 - k_0) U_c]^{-1/2} (1 - k_0)^3}{[U_z + U_\varphi + (1 - k_0) U_c]^{-1/2}]^2} \right\}} = 0;$$

$$k_0^2 (U_z + U_\varphi - k_0 U_c)^{-1/2} - (1 - k_0)^2 [U_z + U_\varphi + (1 - k_0) U_c]^{-1/2} = 0. \quad (9)$$

При отсутствии на стоке постоянного напряжения выражение (9) принимает вид $[k_0^2 - (1 - k_0)^2] (U_z + U_\varphi)^{-1/2} = 0$, откуда $k_0 = \frac{1}{2}$,

k_0 — значение коэффициента передачи делителя обратной связи, при котором $K_{\Gamma_2} = 0$.

Экспериментально для транзисторов КП103И, КП103М, КП303В получено значение $k_0 = 0,53$ для области значений напряжения на

Таблица 2

	$\sim U_c (\text{мВ})$ $ U_3 (\text{В})$	КП103М $U_0 = 4,3 \text{ В}$			КП103И $U_0 = 2,1 \text{ В}$			КП303В $U_0 = 2,5 \text{ В}$		
		200	300	400	200	300	400	200	300	400
К $_{Г_3}$ %	0,5	0,01	0,01	0,01	0,03	0,04	0,05	0,01	0,023	0,03
	1,0	0,01	0,01	0,01	0,035	0,045	0,06	0,02	0,03	0,04
	1,5	0,01	0,01	0,015	0,045	0,06	0,08	0,03	0,035	0,05
	2,0	0,015	0,015	0,02						
	2,5	0,033	0,04	0,05						
К $_{Г_3}$ %	0,5	0,01	0,015	0,02	0,1	0,15	0,25	0,02	0,033	0,07
	1,0	0,015	0,02	0,025	0,11	0,21	0,4	0,03	0,04	0,06
	1,5	0,02	0,025	0,025	0,2	0,4	0,65	0,07	0,12	0,25
	2,0	0,025	0,033	0,04						
	2,5	0,05	0,1	0,15						

затворе $0,1 \leq \frac{U_3}{U_0} \leq 0,6$, вне этой области K_0 является нелинейной функцией $\frac{U_3}{U_0}$.

Результаты исследований аттенюаторов по рис. 8 сведены в табл. 2.

Регулирующие свойства аттенюаторов с полевыми транзисторами

Как видно из (5), характеристика аттенюатора по управляющему входу нелинейна. Дифференциальный коэффициент передачи выражается отношением:

$$K_{\text{пер}} = \frac{\frac{dU_c}{U_c}}{\frac{dU_3}{U_3}} = \frac{dU_c}{dU_3} \cdot \frac{U_3}{U_c};$$

$$\frac{dU_c}{dU_3} = \frac{dU_c}{dR_{\text{си}}} \cdot \frac{dR_{\text{си}}}{dU_3}; \quad U_c = \frac{R_{\text{си}} U_{\text{вх}a}}{R + R_{\text{си}}};$$

$$\frac{dU_c}{dR_{\text{си}}} = \frac{U_{\text{вх}a} \cdot R}{(R + R_{\text{си}})^2}; \quad K_a = \frac{R_{\text{си}}}{R + R_{\text{си}}}; \quad R = \frac{R_{\text{си}}(1 - K_a)}{K_a}.$$

Здесь K_a — коэффициент передачи аттенюатора по сигнальному входу

$$\frac{dU_c}{dR_{\text{си}}} = \frac{U_c(1 - K_a)}{R_{\text{си}}}.$$

Значение $R_{\text{си}}$ определялось ранее ($R_{\text{си}} = \alpha_1$)

$$\frac{dR_{\text{си}}}{dU_3} = \frac{1}{3 \frac{I_{\text{max}}}{U_0} \left(1 - \sqrt{\frac{U_3}{U_0}}\right)^2 \cdot 2 \sqrt{U_3 U_0}};$$

$$K_{\text{пер}} = - \frac{U_3(1 - K_a)}{2 \left(\sqrt{\frac{U_3}{U_0}} - \frac{U_3}{U_0} \right) U_0}. \quad (10)$$

Выражение (10) получено в предположении, что регулирование происходит в пределах малых отклонений от установившегося состояния.

Результаты экспериментов и теоретические исследования показывают, что РУ на лампах с отклонением луча и полевых транзисторах могут успешно применяться при построении источников калиброванного переменного напряжения, они позволяют получать малые нелинейные искажения при высоких регулирующих свойствах. То обстоятельство, что эти РУ безынерционны, дает известную свободу разработчику при выполнении системы стабилизации с большим коэффициентом стабилизации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Новые приемно-усилительные радиолампы. Проспект, Министерство электронной промышленности СССР, 1967.
2. Л. Севин. Полевые транзисторы. «Советское радио», 1968.
3. Б. В. Малин, М. С. Сонин. Параметры и свойства полевых транзисторов «Энергия», 1967.
4. Bilotti A. Operation of a MOS Transistor a Variable Resistor. Proc. IEEE, v. 54 Aug. 1966.