

СООБЩЕНИЯ
ОБЪЕДИНЕННОГО
ИНСТИТУТА
ЯДЕРНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ

ДУБНА



С 344, За
Б - 738

20/12-75

13 - 9110

А.А.Богдзель, М.Н.Дражев

4110 / 2-75

УПРАВЛЯЕМЫЕ АТТЕНЮАТОРЫ
НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ
В ИНВЕРСНОМ ВКЛЮЧЕНИИ

1975

13 - 9110

А.А.Богдзель, М.Н.Дражев*

УПРАВЛЯЕМЫЕ АТТЕНЮАТОРЫ
НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ
В ИНВЕРСНОМ ВКЛЮЧЕНИИ

* Институт электроники, София, НРБ.

Объединенный институт
ядерных исследований
БИБЛИОТЕКА

В последнее время в связи с увеличением объема обрабатываемой информации возрастает необходимость в создании электронных устройств, основные параметры которых регулируются при помощи ЭВМ. Это дает возможность не только использовать универсальные программы для установки начальных условий и контроля основных параметров во время измерений, но и оптимизировать эти параметры, работая в режиме *on line*.

С этой целью в ряде работ /1, 9, 10/ предусмотрена возможность электронного управления основными параметрами при помощи аналоговых сигналов. В качестве элемента управления в таких устройствах чаще всего используется полевой транзистор. Управление подобного типа наряду с преимуществами /возможность плавного регулирования/ имеет и ряд недостатков. Здесь следует указать на жесткие требования, которые предъявляются к идентичности и постоянству параметров элементов аналогового управления, и - отсюда - трудность обеспечения высокой степени воспроизводимости и стабильности устройств. Другая особенность управления аналогового типа связана с необходимостью создания сравнительно сложных цифроаналоговых преобразователей /6/, в которых число двоичных разрядов n определяется величиной δ - допустимой погрешностью установления регулируемого параметра:

$$n = - \frac{\lg \delta}{\lg 2} \quad /1/$$

В ряде случаев целесообразно использовать устройства регулирования не аналогового, а дискретного типа.

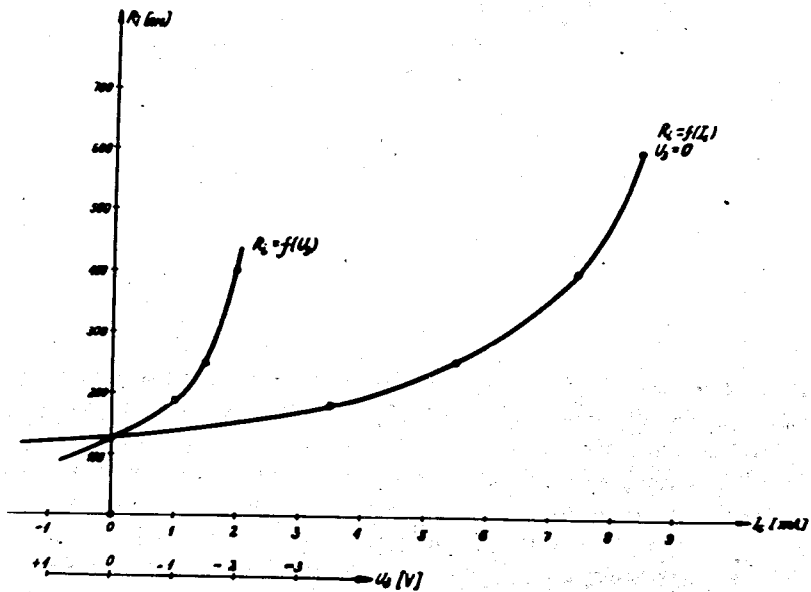


Рис. 1. Сопротивление открытого ключа на полевом транзисторе как функция напряжения затвора и тока стока.

Основным их преимуществом является высокая стабильность и точность установления регулируемых параметров, поскольку активные элементы здесь работают в ключевом режиме и основные параметры, в первом приближении, определяются высокостабильными пассивными схемными элементами.

В качестве ключей чаще всего используются электро-механические реле, диоды, полевые и биполярные транзисторы. Когда быстродействие регулирования не является основным определяющим фактором, а важно обеспечить высокую стабильность, удобно применять миниатюрные электро-механические реле т.н. "reed relays". Они обладают высокой долговечностью, их переходное сопротивление порядка 10^{-2} Ом, а мощность управления может быть порядка 30 мВт.

Однако в современных регуляторах дискретного типа чаще всего используются полевые транзисторы в ключевом

режиме /2-5, 11/. Наряду с преимуществами ключей на полевых транзисторах /высокоомные цепи управления, возможность коммутации сигналов обеих полярностей/ следует отметить их слабую сторону: большую зависимость сопротивления замкнутого ключа от напряжения управления и величины коммутирующего сигнала /см. рис. 1/.

В качестве ключей в устройствах с управлением дискретного типа можно использовать и обычные биполярные транзисторы /7, 8/.

Применение биполярных транзисторов не в нормальном, а в инверсном режиме имеет определенные преимущества и, в первую очередь, очень малое напряжение на замкнутом ключе. Так, например, для кремниевого транзистора типа КТ326 постоянное напряжение $U_{\text{н}}$ во

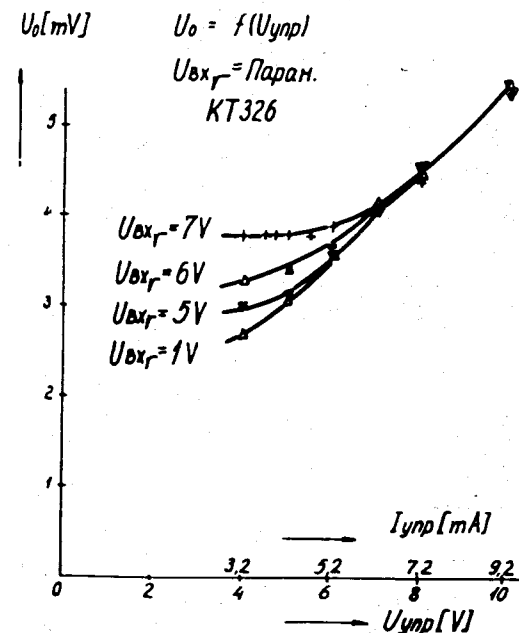


Рис. 2. Остаточное напряжение открытого ключа как функция тока сигнала управления для разных амплитуд переключаемого импульса.

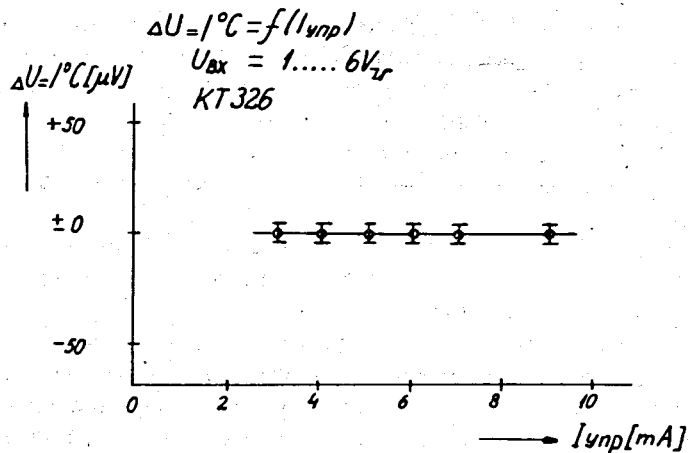


Рис. 3. Температурный коэффициент остаточного напряжения открытого ключа в зависимости от тока управления.

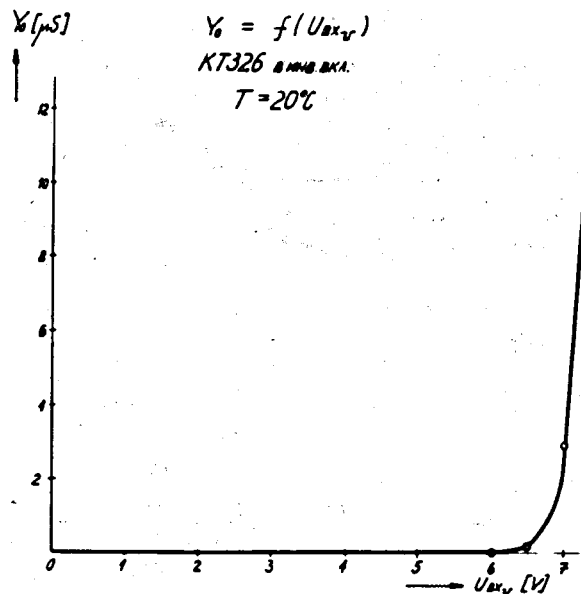


Рис. 4. Проводимость закрытого ключа как функция амплитуды переключаемого импульса.

включенном состоянии даже для тока управления порядка $9 \cdot 10^{-3}$ А не превышает $5 \cdot 10^{-3}$ В/см. рис. 2/, а его температурный коэффициент в диапазоне до $40^\circ C$ меньше, чем $10^{-5} B/^\circ C/см.$ рис. 3/. Проводимость закрытого ключа для импульсов отрицательной полярности с амплитудой, не превышающей 6 В, для кремниевых транзисторов незначительна /например, для транзисторов типа KT326 в инверсном включении она составляет $\approx 10^{-7} Ом^{-1}$ -см. рис. 4/.

Схема, которая использовалась для снятия характеристик транзисторного ключа, а также зависимости тока управления и напряжения на базе транзистора от напряжения управления, показана на рис. 5. Импульсное сопротивление открытого ключа меняется в некоторых границах в зависимости от амплитуды коммутируемого сигнала и тока управления. Для токовых сигналов, не превышающих $1,5 \cdot 10^{-3}$ А, что соответствует в данном

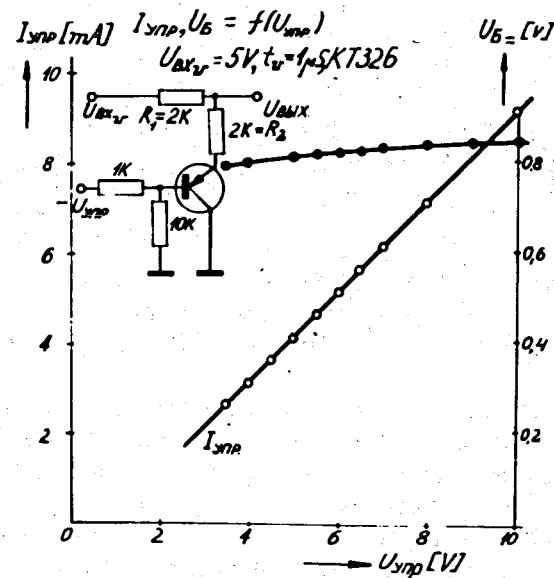


Рис. 5. Ток управления и напряжение база-коллектор ключевого транзистора в зависимости от напряжения управления.

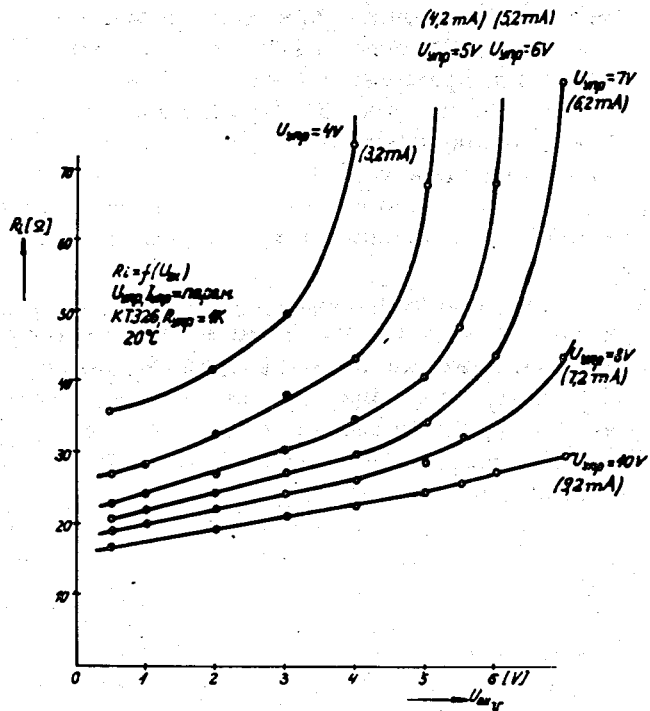


Рис. 6. Внутреннее сопротивление открытого ключа как функция амплитуды входного сигнала для разных токов управления.

случае 6 В на входе, величина сопротивления ключа не больше 30 Ом /общее последовательное сопротивление в цепи ключа $\approx 4 \cdot 10^3$ Ом, длительность импульсов $\approx 10^{-6}$ с - см. рис. 6/.

Примерно такими же характеристиками обладают и ключи для сигналов положительной полярности, выполненные на кремниевых транзисторах /например, типа КТ306 Г/ с проводимостью п-р-п. Изменение коэффициента передачи делителя с транзисторным ключом /см. схему на рис. 5/, как функция амплитуды входных сигналов для разных токов управления, показано на рис. 7. При этом интегральная нелинейность $\delta_{ин}$, вносимая ключевым устройством при токе управления $9 \cdot 10^{-3}$ А и ам-

плитудах входных сигналов, не превышающих 6 В, составляет не более 0,06% /см. рис. 8/.

Дифференциальная нелинейность $\delta_{дн}$, обусловленная ключом /при тех же условиях/, как функция амплитуды входного импульса показана на рис. 9, из которого видно, что ее величина не превышает 0,2%. Высокая температурная стабильность коэффициента передачи рассматриваемого делителя иллюстрируется рис. 10. Величина температурного коэффициента передачи ТКА для вышеуказанных условий остается заведомо меньше $10^{-4}/^\circ C$.

Использование описанных ключей в цепи обратной связи для дискретного регулирования коэффициента усиления в импульсном усилителе подтвердило их высокие параметры. Поскольку коэффициент усиления K_0 усилителя без отрицательной обратной связи достаточно велик

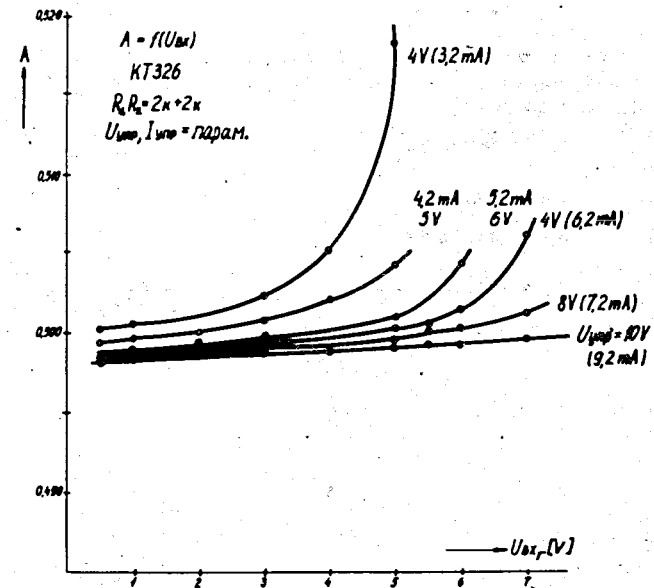


Рис. 7. Зависимость коэффициента передачи управляемого делителя от амплитуды входного импульса для разных токов управления.

$$\frac{U_{\text{вых}} - A_0 U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых, max}}} = f(U_{\text{вх}}), I_{\text{упр}} = \text{парам}$$

KT326
 $R_1, R_2 = 2K + 2K$

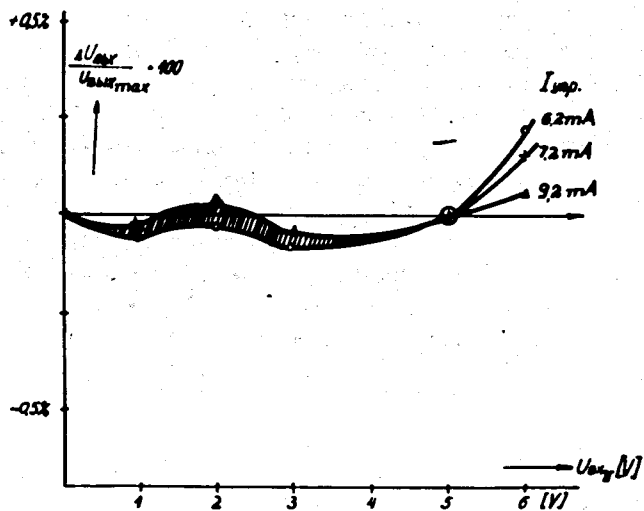


Рис. 8. Интегральная нелинейность управляемого делителя как функция амплитуды входного импульса для разных токов управления.

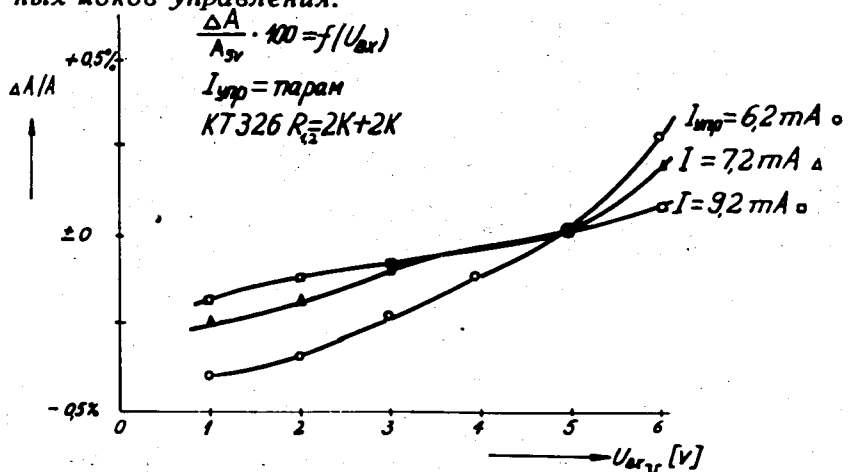


Рис. 9. Относительное изменение коэффициента передачи управляемого делителя как функция амплитуды входного импульса для разных токов управления.

($\beta K_0 \gg 1$), то коэффициент усиления K определяется практически только коэффициентом передачи замкнутой петли обратной связи.

Можно показать, что для изменения коэффициента усиления K с заданным шагом C в определенном динамическом диапазоне D существует некоторое минимально необходимое число n дискретных значений коэффициента передачи β в цепи отрицательной обратной связи. Здесь любое дискретное значение коэффициента передачи β_i определяется шагом изменения C :

$$\beta_i = C \cdot \beta_{i-1}$$

/2/

$$TKA = f(U_{\text{вх}})$$

KT326, $R_1, R_2 = 2K$

- $I_{\text{упр}} = 9.2 \text{ mA}$
- △ $= 7.2 \text{ mA}$
- ▽ $= 6.2 \text{ mA}$
- $= 5.2 \text{ mA}$

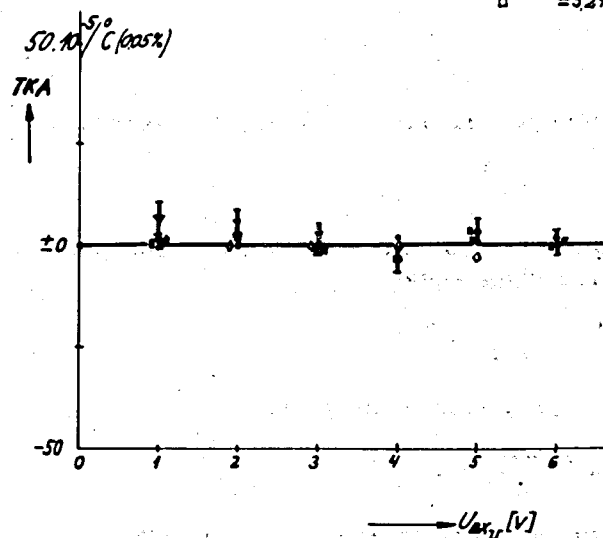


Рис. 10. Температурный коэффициент передачи управляемого делителя как функция амплитуды входного импульса для разных токов управления.

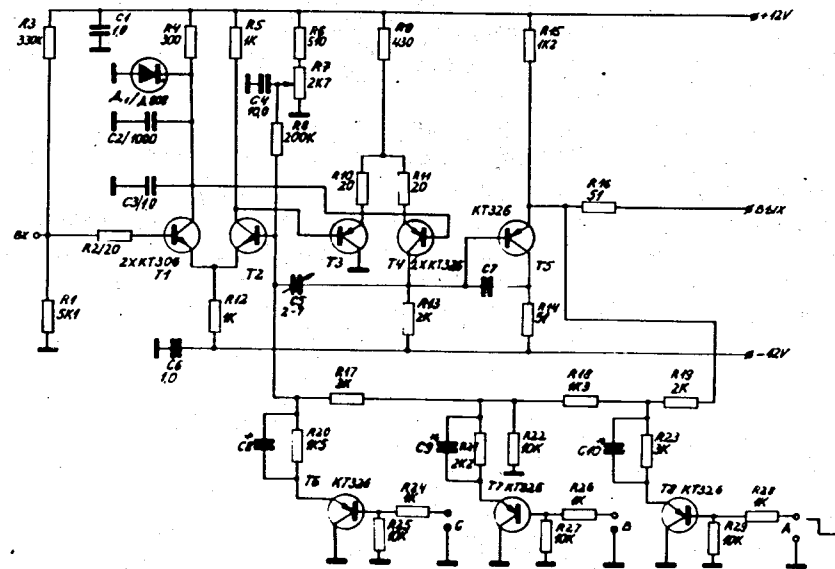


Рис. 11. Усилитель с управляемым коэффициентом усиления в пределах 20 дБ /от 1,4 до 14/ с шагом управления ≈ 3 дБ.

Отсюда непосредственно следует, что значение β_n равно

$$V_n = \beta_1 \cdot C^{n-1} \quad /3/$$

Имея в виду, что динамический диапазон регулирования определяется выражением

$$D = \frac{K_1}{K_n} \approx \frac{\beta_n}{\beta_1} = C^{n-1}, \quad /4/$$

для шага регулирования получаем:

$$C = \exp\left(\frac{\ln D}{n-1}\right). \quad /5/$$

Тогда число дискретных значений n будет:

$$n = \frac{\ln D}{\ln C} + 1. \quad /6/$$

Отсюда можно определить необходимое число ключей:

$$N = \frac{\ln n}{\ln 2}. \quad /7/$$

Широкополосный линейный импульсный усилитель, в котором исследовалась работа транзисторных ключей для управления коэффициентом усиления, был реализован на базе двух гальванически связанных между собой дифференциальных каскадов /см. рис. 11/. Его коэффициент усиления без обратной связи K_0 равен $1,5 \cdot 10^3$. Задаваясь величиной динамического диапазона изменения усиления $D = 0,1 / K_{\max} / K_{\min} = 10 /$ и шагом регулирования $3 \text{ дБ} / C \approx 0,7 /$, получим число дискретных значений $n = 8$, а число используемых в делителе обратной связи ключей $N = 3$. Поскольку усилитель предназначен для импульсов отрицательной полярности, то в ключах применены транзисторы с проводимостью $p-n-p$. Зависимость коэффициента усиления от состояния ключей /О - ключ разомкнут, 1 - ключ замкнут/ показана в таблице.

Таблица

К Л Ю Ч И К			
A	B	C	
0	0	0	1,4
0	0	1	2,0
0	1	0	3,0
0	1	1	4,0
1	0	0	6,0
1	0	1	8,0
1	1	0	10,0
1	1	1	14,0

Здесь следует отметить, что величины резисторов, которые находятся в управляемой обратной связи, удобнее всего рассчитывать при помощи ЭВМ. Необходимо иметь в виду, что для сохранения высокой линейности и ста-

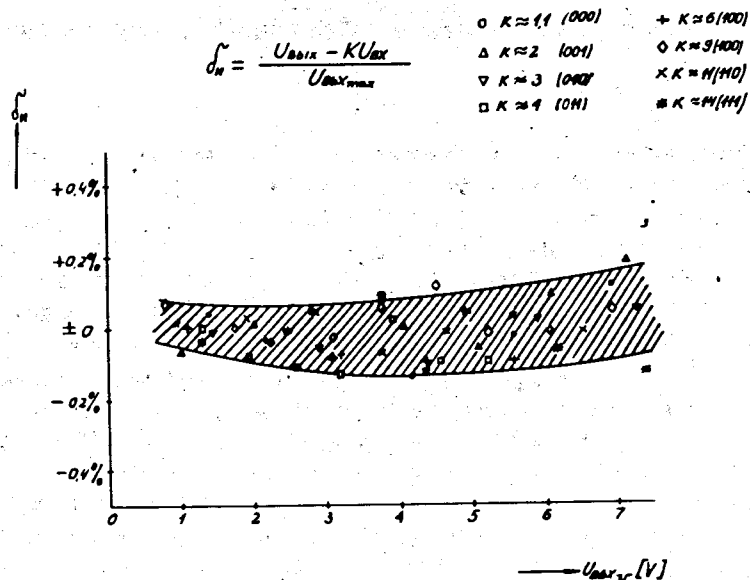


Рис. 12. Интегральная нелинейность управляемого усилителя как функция амплитуды входного сигнала для разных токов управления.

бильности усилителя /для уменьшения влияния замкнутого ключа/ целесообразно выбирать элементы делителя достаточно высокоомными, что требует дополнительной частотной компенсации в цепи обратной связи (C_8, C_9, C_{10}). В описываемом усилителе интегральная нелинейность для различных коэффициентов усиления составляет $\approx 0,1\%$ /см. рис. 12/.

Литература

1. W.J.Macken. *Electronic Engineering*. Decemb. 1972.
2. B.Gledhil. *Electronic Engineering*. Decemb. 1972.
3. Ch.Walton. *Electronics*, July, 19, 1973.
4. D.Fullager. *Electronic Design*, 21, 13, 1973.
5. В.А.Арефьев, С.Г.Басиладзе. ОИЯИ, 13-7252, Дубна, 1973.
6. В.А.Арефьев, С.Г.Басиладзе. ОИЯИ, 13-7388, Дубна, 1973.

7. В.Д.Дворников и др. ПТЭ, №5, 145, 1973.
8. И.Ф.Николаевский, Д.В.Игумнов. *Параметры и предельные режимы работы транзисторов*. М., Сов. радио, 1971.
9. С.Г.Басиладзе и др. ОИЯИ, 13-6383, Дубна, 1972.
10. S.G.Basiladze et al. *Nucl.Instr. and Meth.*, 106, 157(1973).
11. J.Gazin. *Electronic Components*, 16, 14, 1974.

Рукопись поступила в издательский отдел
5 августа 1975 года.