

ниями (токами) и параметрами преобразования.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. А. М. Арутюнян. Перцептрон с передающей телевизионной трубкой. — Труды Иркутского политехнического института, серия «Техническая кибернетика», вып. 56А, 1970.
2. П. С. Маденов. Аналитическая геометрия. М., МГУ, 1968.
3. П. С. Александров. Лекции по аналитической геометрии. М., «Наука», 1968.

*Поступила в редакцию 12 января 1972 г.,  
окончательный вариант — 21 ноября 1972 г.*

УДК 621.375.121

Ю. Л. КУРКИН, Н. С. КУРКИНА, В. С. МИНАЕВ,  
Т. С. ОРЕХОВА

(Новосибирск)

### РАЗРАБОТКА ГИБРИДНОЙ МИКРОСХЕМЫ ТРАНЗИСТОРНОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО УСИЛИТЕЛЯ ТОКА С ВЫСОКОЙ РЕГУЛИРУЕМОЙ ЛИНЕЙНОСТЬЮ

Увеличение быстродействия электронных устройств обработки информации в вычислительной технике, системах быстрого измерения времени, размеров и перемещений, лазерной технике, скоростной осциллографии привело к возникновению потребности в универсальных элементах повышенного быстродействия (счетчиках на сотни мегагерц, широкополосных усилителях с высокой линейностью и др.).

Одним из перспективных направлений является разработка многокаскадного транзисторного усилителя, усиление которого основано на управляемом перераспределении токов при балансе напряжений в контуре, составленном из логарифмических *pn*-переходов.

Как известно [1], напряжение на *pn*-переходе в кремнии

$$U = \frac{mkT}{q} \ln(1 + I/A) \approx \frac{mkT}{q} \ln(I/A), \quad (1)$$

где  $m$  — коэффициент, близкий к единице;  $k$  — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура в  $^{\circ}K$ ;  $q$  — заряд электрона;  $I$  — прямой ток, заданный через переход;  $A$  — ток насыщения закрытого перехода.

Приращение напряжения на переходе  $\Delta U = \frac{mkT}{q} \ln\left(1 + \frac{\Delta I}{I}\right)$  определяется относительным (а не абсолютным) изменением тока через переход. Отсюда следует, что если напряжение на нескольких *pn*-переходах поддерживается в балансе, то, подав приращение тока на переход с малым начальным током, можно получить усиленное приращение тока на переходе с большим начальным током. В 1968 г. Джилберт [2] предложил несколько схем, основанных на этом принципе (рис. 1, а, б).

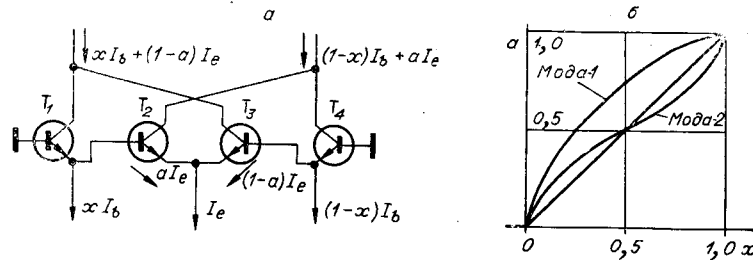


Рис. 1. Схема Джилберта (а) и искажения амплитудной характеристики (б).

Пренебрегая базовыми токами транзисторов ( $\beta$  велико), омическими сопротивлениями переходов и разбросом площадей переходов от транзистора к транзистору, на основании (1) и баланса напряжений на эмиттерных переходах можно показать [2], что схемы рис. 1 имеют теоретически совершенную амплитудную характеристику с постоянным наклоном между двумя уровнями ограничения (см. рис. 1, б). Коэффициент усиления определяется отношением токов, питающих эмиттеры внутренней и внешней пары транзисторов. Следовательно, возможно скоростное управление коэффициентом усиления, аналоговое умножение, деление, возведение в степень и т. п.

В настоящей работе поставлена цель разработать способ регулировки линейности, позволяющий построить линейный многокаскадный усилитель тока на неидентичных серийных транзисторах, а также исследовать частотные ограничения полученной схемы.

Введем в контур  $pn$ -переходов схемы рис. 1 постоянное напряжение  $U_0$ . Тогда

$$a = \frac{1-x}{1+x(\varepsilon-1)}, \quad (2)$$

где

$$\varepsilon = \gamma \exp\left(-U_0 / \frac{mkT}{q}\right);$$

$\gamma$  — рассогласование площадей эмиттерных переходов;  $x$  и  $a$  — относительные изменения входных и выходных токов (см. рис. 1, б). Искажений нет, если  $\varepsilon=1$ , т. е. для любого  $\gamma$  может быть подобрано напряжение, компенсирующее нелинейность:

$$U_0 = \frac{mkT}{q} \ln \gamma.$$

Линейность в широком диапазоне температур может быть получена, если на базы внешних (проходных) транзисторов подать напряжение с двух диодов (рис. 2, а). Рассматривая для этого случая баланс напряжений на  $pn$ -переходах, получим

$$\begin{aligned} \frac{mkT}{q} \ln \frac{I_1}{A_5} - \frac{mkT}{q} \ln \frac{xI_b}{A_1} - \frac{mkT}{q} \ln \frac{aI_e}{A_2} = \frac{mkT}{q} \ln \frac{I_2}{A_3} - \frac{mkT}{q} \ln \frac{(1-x)I_b}{A_4} - \\ - \frac{mkT}{q} \ln \frac{(1-a)I_e}{A_3}. \end{aligned} \quad (3)$$

Отсюда

$$a = \frac{1-x}{1+x(\Gamma-1)}; \quad \Gamma = \frac{A_3 A_4 A_5}{A_1 A_2 A_6} \frac{I_2}{I_1}; \quad (4)$$

$A_1$ — $A_6$  — обратные токи соответствующих переходов, определяемые (при равенстве температур и электрофизических свойств полупроводника) площадями соответствующих переходов. Условие отсутствия искажений (4) регулируется отношением токов, питающих диоды, и не зависит от температуры.

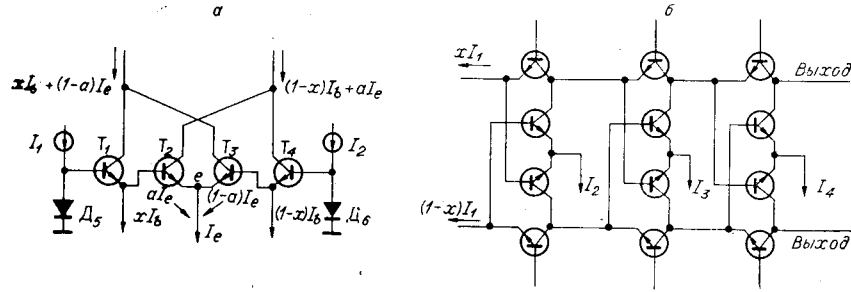


Рис. 2. Схема коррекции нелинейности моды-1 (а) и способ объединения каскадов в многокаскадный усилитель (б).

Учитывая базовые токи транзисторов при расчете напряжений на переходах, получим для схемы рис. 1, а

$$a = x; \quad K = \frac{\alpha I_e}{I_b}. \quad (5)$$

Для схемы инвертора, отличающейся только включением,

$$a = \frac{x}{1 + (1-\alpha)I_e/I_b}. \quad (6)$$

Для схемы рис. 1, б

$$a = \frac{1-x + (1-\alpha)I_e/I_b}{1 + 2(1-\alpha)I_e/I_b}; \quad (7)$$

$$K = \alpha \left[ 1 + \frac{\alpha I_e/I_b}{1 + 2(1-\alpha)I_e/I_b} \right]. \quad (8)$$

Подставляя  $\alpha \doteq \alpha_0 \left( 1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha} \right)$  в выражения (5)–(8), получим:

$$K = \frac{I_e}{I_b} \frac{\alpha_0}{\left( 1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha} \right)}; \quad (9)$$

для инвертора

$$K = \frac{\alpha_0 I_e/I_b}{1 + (1-\alpha_0)I_e/I_b} \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha} \frac{1 + I_e/I_b}{1 + (1-\alpha_0)I_e/I_b}}. \quad (10)$$

Для схемы рис. 1, б

$$K = \frac{\alpha_0 [1 + I_e/I_b + (1-\alpha_0)I_e/I_b]}{1 + 2(1-\alpha_0)I_e/I_b} \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha} \frac{1 + 2I_e/I_b}{1 + I_e/I_b + (1-\alpha_0)I_e/I_b}}{\left( 1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha} \right) \left[ 1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha} \frac{1 + 2I_e/I_b}{1 + (1-\alpha_0)I_e/I_b} \right]}. \quad (11)$$

Поскольку усиление по току прямо пропорционально постоянным токам, питающим переходы, а динамические сопротивления переходов (13) обратно пропорциональны тем же токам, внутри схемы нет усиления по напряжению и токовый принцип реализуется в чистом виде. Следует, однако, иметь в виду, что емкости переходов и входные динамические сопротивления существенно зависят от режима [3]. Для малых сигналов:

$$C = C_0 \left( 1 - \frac{U}{\Phi_0} \right)^{1,2}; \quad \Phi_0 = 0,7 \text{ В}; \quad (12)$$

для кремния

$$r = \frac{mkT}{qI} \approx \frac{26 \text{ мВ}}{I}; \quad (13)$$

$I$  — постоянный ток, питающий переход. Для  $C_e = 2,5$  пФ и  $I = 1$  мА;  $f_{гр} \approx 1$  ГГц. Влияние емкостей заметнее для входных каскадов, имеющих меньшие уровни постоянных токов. С другой стороны [см. (12)], не следует уменьшать рабочие напряжения на коллекторах ниже 1 В ввиду быстрого увеличения емкостей переходов.

Граничная частота обычного транзисторного каскада существенно зависит от величины  $r_b$  применяемого транзистора [1]

$$f_{гр} = f_{\alpha} \frac{r_e + r_b(1 - \alpha_0)}{r_e + r_b}.$$

В схемах рис. 1 омические сопротивления компенсируются на низких частотах во избежание нелинейности моды-2. При соблюдении некоторых условий эта компенсация может сохраняться в диапазоне частот, компенсируя влияние  $r_b$  на частотную характеристику. В реальных транзисторах база делается возможно более тонкой и высокоомной для обеспечения малого времени диффузии и приемлемого коэффициента инжекции [1, 3]. Поэтому омические сопротивления следует считать локализованными в базах:  $R_1$  — внешних транзисторов,  $R_2$  — внутренних транзисторов. Тогда в первом приближении получим

$$\left. \frac{da}{dx} \right|_{x=0,5} = - \frac{2 + \frac{q}{mkT} I_b R_1 (1 - \alpha_1) [1 + (1 - \alpha_2) I_e / I_b]}{2 + \frac{q}{mkT} I_e R_2 (1 - \alpha_2)}, \quad (14)$$

где

$$(1 - \alpha) \approx \frac{1 - \alpha_0 + j\omega/\omega_{\alpha}}{1 + j\omega/\omega_{\alpha}}.$$

Таким образом, на высоких частотах (130—150 МГц) начинается подъем частотной характеристики (14). Дополнительный подъем на тех же частотах определяется резонансом между выходной емкостью  $2C_e$  и «индуктивным» входным импедансом  $r_e + r_b(1 - \alpha)$  проходных транзисторов следующего каскада, образующих ячейку «линии задержки».

Для большинства применений предпочтительны безъемкостные способы соединения каскадов (см. рис. 2, б), обеспечивающие усиление постоянного тока и быстрое восстановление после перегрузок. Усиление многокаскадного усилителя достигается увеличением эмиттерных токов от каскада к каскаду

$$K = \frac{I_1 + I_2}{I_1} \frac{I_1 + I_2 + I_3}{I_1 + I_2} \frac{I_1 + I_2 + I_3 + I_4}{I_1 + I_2 + I_3} = \frac{I_1 + I_2 + I_3 + I_4}{I_1}. \quad (15)$$

Все токи, вводимые в эмиттеры каскадов, практически полностью складываются в нагрузках, внося свой вклад в полный размах сигнала на выходе. Максимальное усиление многокаскадного усилителя

$$K_{\max} \ll \frac{2I_{\max}}{I_{\min}}, \quad (16)$$

где  $I_{\max}$  — максимально допустимый ток транзистора;  $I_{\min}$  — минимальный ток, обеспечивающий заданную широкополосность выбранных транзисторов, граничная частота которых снижается с уменьшением питающих токов.

Линейность многокаскадного усилителя может быть обеспечена отбором транзисторов с одинаковыми площадями переходов либо регулировкой линейности при использовании серийных бескорпусных транзисторов. В массовом производстве отбор нежелателен, так как значительно увеличивает стоимость изделия. По сути дела, отбор возможен только на предприятии, производящем транзисторы. Предложенная регулировка (см. рис. 2) с помощью напряжений на вспомогательных диодах позво-

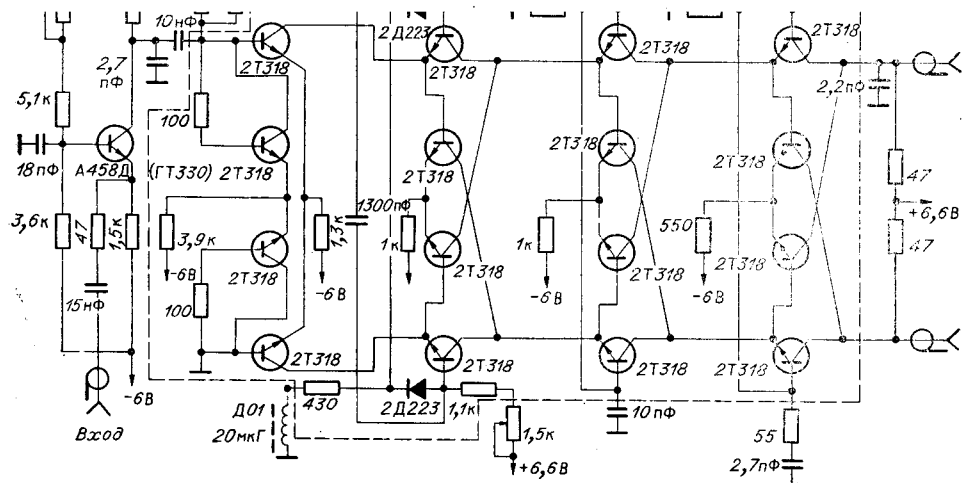


Рис. 3. Схема «навесного» макета усилителя (максимальный размах на каждом выходе  $20 \pm 18$  мА).

ляет избежать отбора. Результирующая характеристика для нескольких каскадов (см. рис. 1, а)

$$a = \frac{\Gamma x}{1+x(\Gamma-1)}, \quad (17)$$

где  $\Gamma = \gamma_1 \gamma_2 \dots \gamma_n$  — рассогласование площадей транзисторов в первом и т. д. каскадах. Из (17) следует, что нелинейность моды-1 многокаскадного усилителя (см. рис. 1, а) может быть скорректирована регулировкой в одном каскаде.

Экспериментальная обработка многокаскадного усилителя производилась на ряде «навесных» макетов, выполненных на транзисторных сборках 2НТ173 (транзисторы 2Т318).

На первом этапе производилась проверка и наладка линейности. Амплитудная характеристика наблюдалась на экране осциллографа. Линейность регулировалась изменением токов через опорные диоды, питающие отдельными напряжениями базы второго каскада (рис. 3).

Затем схема подключалась к измерителю частотных характеристик Х1-1А (1—250 МГц) и исследовался вклад различных факторов (емкости переходов, предельные частоты каскадов, работающих при небольших токах и др.) в формирование частотной характеристики. Работа с макетами показала значительный разброс площадей переходов транзисторов 2Т318. Среднее значение разброса в партии из 72 шт. — 35%, дисперсия 20%. Регулировка токов через опорные диоды второго каскада (см. рис. 3) усилителя оказалась недостаточной для коррекции моды-1 усилителя во всех рассмотренных случаях.

После компенсации моды-1 обычно обнаруживались искажения моды-2 (усиление на краях динамического диапазона больше усиления в центре), не превышающие 30%. Моде-2 компенсировалась сопротивлениями  $R_1$  в базах транзисторов инвертера. Точная подстройка производилась небольшими изменениями эмиттерных токов первого каскада.

Характеристики схемы на высоких частотах (более 100 МГц) имели высокую чувствительность к способу развязки от корпуса (по высокой частоте) низкоомных замкнутых контуров, составленных из  $pn$ -пере-

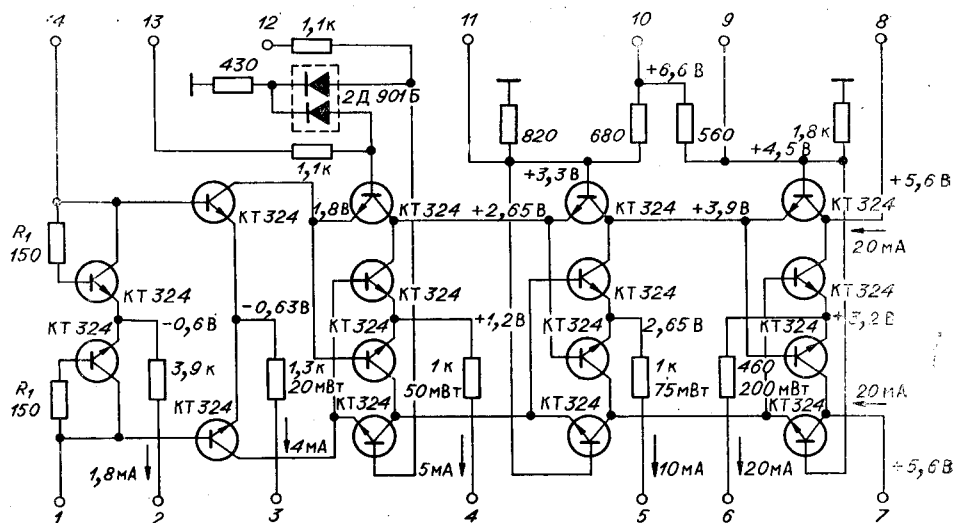


Рис. 4. Схема гибридного микроусилителя (расположение и нумерация выводов соответствует виду (сверху) со стороны транзисторов).

ходов. Частотная характеристика приобрела приемлемый вид (рис. 6) лишь после развязки от корпуса общей точки диодов, регулирующих линейность. Раздельное соединение баз на корпус с помощью развязывающих конденсаторов недопустимо.

По результатам исследования макетов была спроектирована гибридная микросхема (рис. 4) четырехкаскадного усилителя на бескорпусных эпитаксиально-планарных транзисторах КТ324 (размер кристалла  $0,5 \times 0,5$  мм) и диодной сборке КД901 ( $1 \times 1$  мм). Вне микросхемы вынесены резисторы, регулирующие входной ток смещения, линейность по моде-1, и резисторы нагрузки (50 Ом).

Схема состоит из 16 транзисторов, 2 диодов и 14 резисторов (от 100 до 3900 Ом). Выбран прямоугольный нормализованный металло-стеклянный корпус 2МС15-1 с ситалловой подложкой СТ-50-1. Резисторы и проводящие дорожки наносились на подложку по стандартной технологии термического напыления в вакууме [4]. Материал резисторов — сплав МЛТ-3М (удельное сопротивление 300—400 Ом на квадрат), материал контактных площадок — трехслойное покрытие: хром, медь, никель.

Конструкция пленочных элементов формировалась с помощью фотолитографии. Одновременно на пластине  $60 \times 48 \times 0,5$  получалось 24 подложки.

Транзисторы и диоды закреплялись на подложку эпоксидной смолой ЭД-5. Контактные площадки соединялись с выводами золотыми проводниками термокомпрессионной сваркой. Топология микросхемы приведена на рис. 5. Раздельный выход всех пар эмиттеров обеспечивает возможность раздельного измерения и подстройки токов, определяющих усиление, а также отключение избранного каскада в процессе наладки. Скорректированная характеристика сохранялась при повторных включениях; не наблюдалось ее изменений в процессе разогрева микросхемы.

Дрейф схемы, приведенный к входу усилителя тока, приведен в таблице.

Следует отметить, что минимальные напряжения на каскад ограничиваются увеличением коллекторных емкостей при малых (меньше 1 В) на-

Наименование дрейфа	Величина дрейфа
«Выбег» при включении за первую минуту	12 мкА/1 мин
за последующие 10 мин	3,6 мкА/10 мин
за последующие 60 мин	3,2 мкА/1 ч
самопроизвольный дрейф	не более 2 мкА/4 ч

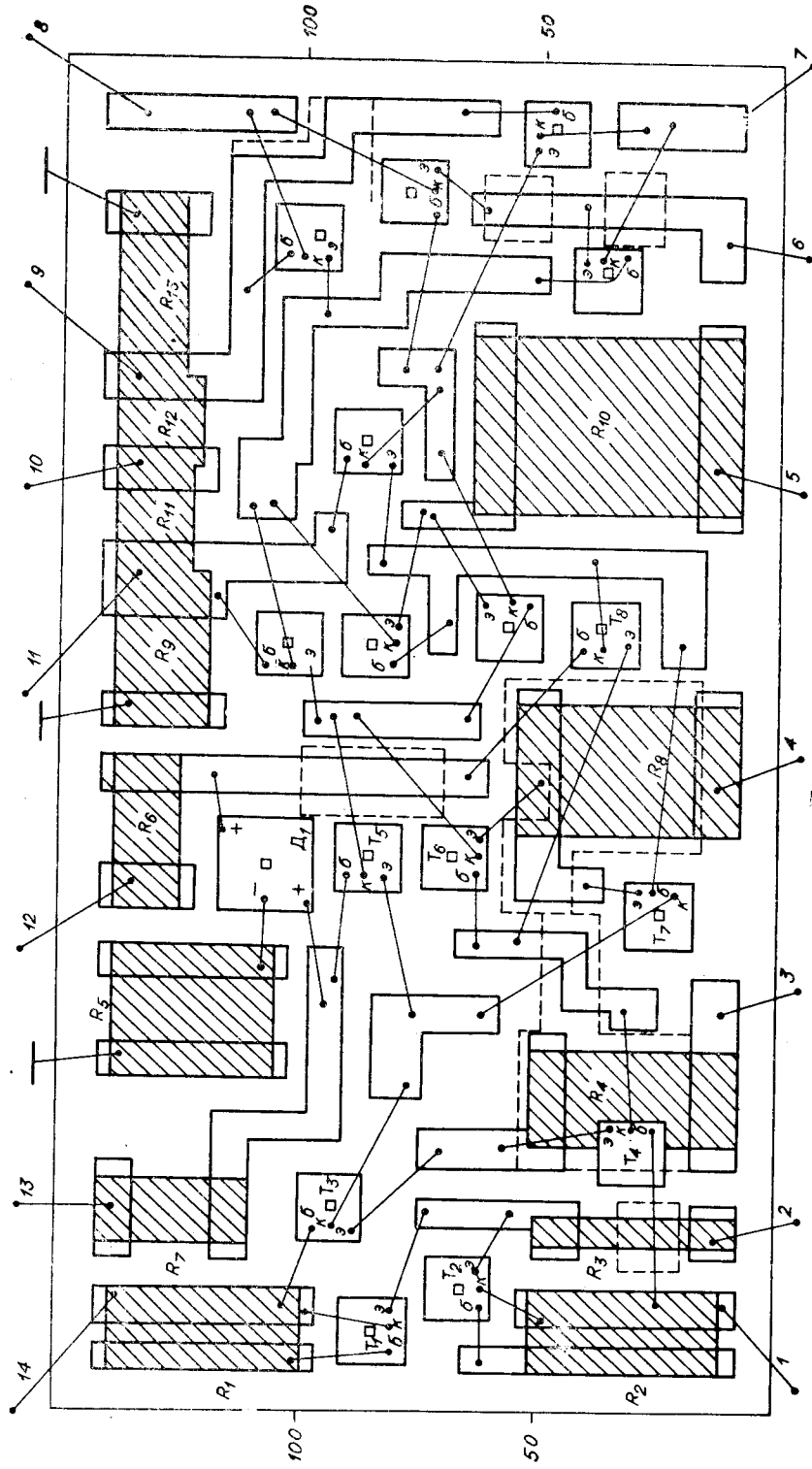


Рис. 5. Топология микросхемы (корпус 2МС15-1).

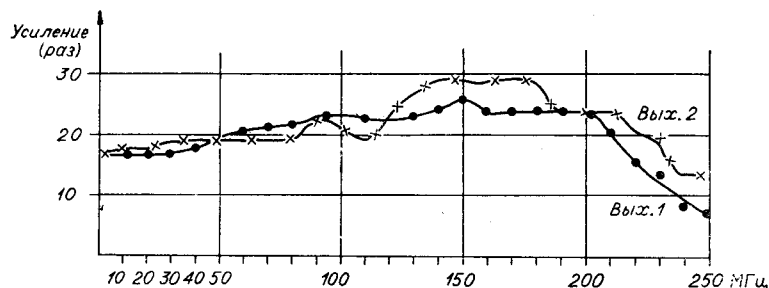


Рис. 6. Частотная характеристика микросхемы.

пряжениях. Снижение граничной частоты транзисторов при малых токах ограничивает возможность уменьшения эмиттерных токов ниже 1—2 мА.

На высоких частотах корпус микросхемы должен быть надежно «заземлен» ленточным проводником. Регулировочные диоды, питающие базы проходных транзисторов, а также выводы баз внешних пар транзисторов должны быть развязаны от корпуса по высокой частоте.

Дрейф устройства по постоянному току, приведенный к входу, составляет не более 2 мкА за 4 ч работы.

Перспективно применение разработанного усилителя в качестве:

- а) усилителя вертикального отклонения для скоростных осциллографов;
- б) операционного усилителя, усилителя в умножителях и делителях для микросхемных аналоговых вычислительных устройств (в медицине, биологии);
- в) усилителя с регулировкой усиления для систем автоматического регулирования.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. И. П. Степаненко. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1967.
2. Б. Д ж и л ь б е р т. Новый метод широкополосного усиления.— Зарубежная радиоэлектроника, 1969, № 1.
3. И. Ф. Николаевский, Д. В. Игумнов. Параметры и предельные режимы работ транзисторов. М., «Советское радио», 1971.
4. Интегральные схемы. Принципы конструирования и производства. Перевод под ред. А. А. Колосова. М., «Советское радио», 1968.

Поступила в редакцию 3 июля 1972 г.

УДК 621.317.755 : (62-50)

**Е.-А. К. БАГДАНКИС, А. И. НАЙДЕНОВ**

(Вильнюс)

### **АВТОМАТИЧЕСКАЯ УСТАНОВКА АМПЛИТУДНОГО МАСШТАБА В СТРОБОСКОПИЧЕСКИХ ОСЦИЛЛОГРАФАХ**

Большинство научных экспериментов сводится к измерению параметров электрических сигналов. Наиболее универсальное устройство для измерения параметров электрических сигналов — осциллограф.

В процессе осциллографических измерений значительное время занимает установка нужного коэффициента отклонения (чувствительности)