

**О ЛИНЕАРИЗАЦИИ СТАТИЧЕСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ  
ПРОФИЛОМЕТРА**

Л. Я. ЗИННЕР, А. А. КОЗЛОВ

(Представлена научным семинаром кафедр электрических машин и общей электротехники)

Для контроля качества поверхности коллекторов электрических машин все большее применение получают профилометры, использующие принцип частотной или амплитудной модуляции высокочастотного сигнала генератора в функции расстояния между датчиком и поверхностью коллектора. В качестве измерительных элементов в этих приборах используются емкостные или индуктивные датчики [1, 2]. Общим недостатком таких приборов является нелинейность их статической характеристики, обусловленная как нелинейностью характеристики преобразования датчиков, так и способом подключения их к измерительной схеме. Если в статическом режиме измерений эту нелинейность легко учесть, то при исследовании коллектора в режиме вращения возникает погрешность измерений, величина которой определяется видом нелинейности и динамическим диапазоном измерений. С целью уменьшения этой погрешности обычно выбирают наиболее линейный участок статической характеристики прибора, сужая тем самым интервал измерений. Динамический диапазон измерений может оказаться в этом случае меньше заданного, и некоторые авторы рекомендуют применять набор датчиков, имеющих различную длину участка характеристики преобразования, на котором датчик имеет постоянную чувствительность [3]. Поскольку к датчику предъявляется ряд противоречивых требований, к числу которых относится обеспечение достаточной динамической разрешающей способности и чувствительности, то датчик, удовлетворяющий первому требованию, может иметь в интервале измерений значительную нелинейность, которая приводит к недопустимой погрешности измерений. Найдем аналитическое выражение этой погрешности.

Пусть характеристика преобразования датчика имеет вид (рис. 1, а):

$$U = f(d)$$

$U$  — сигнал на выходе датчика;

$d$  — расстояние между датчиком и поверхностью коллектора.

Обозначим перепад между двумя соседними ламелями при малой величине зазора  $h_1$  и при большой  $h_2$  (рис. 1, б).

Допустим, что  $h_1 = h_2 = h$ . При изменении зазора на величину  $h$  на линейном участке характеристики сигнала на выходе прибора изменится на величину:

$$\Delta U = K \cdot h,$$

где  $K$  — крутизна линейного участка статической характеристики прибора.

Если функция  $U = f(d)$  имеет производную в заданном интервале  $[0, d_{\max}]$  (что практически всегда выполняется), то справедлива формула Лагранжа:

$$\frac{f(d_0 + h) - f(d_0)}{h} = f'(\xi)$$

$$d_0 < \xi < d_0 + h$$

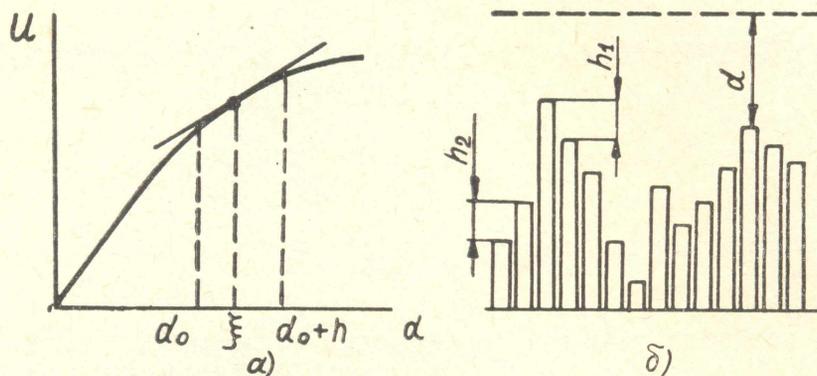


Рис. 1. а — кривая  $U = f(d)$ ; б — профиль участка коллектора

Можно записать также:

$$\frac{f(d_0 + h) - f(d_0)}{K} = h - \Delta h,$$

$\Delta h$  — погрешность измерения  $h$  за счет нелинейности.

Отсюда

$$\Delta h = h \left[ 1 - \frac{f'(\xi)}{K} \right].$$

В этой формуле неизвестна величина  $\xi$ . Запишем:  $\xi = d_0 + \Theta \cdot h$ , где  $0 < \Theta < 1$ . Если взять  $\Theta = \frac{1}{2}$ , то  $\xi = d_0 + \frac{h}{2}$ , и погрешность в определении  $\Delta h$  составит в худшем случае 0,1%. Следовательно, можно записать:

$$\Delta h = h \cdot \left[ 1 - \frac{f' \left( d_0 + \frac{h}{2} \right)}{K} \right].$$

При неизменном  $K$  погрешность  $\Delta h$  пропорциональна измеряемому перепаду  $h$  и уменьшается при  $f' \left( d_0 + \frac{h}{2} \right) \rightarrow K$ . Например, для функции  $U = \ln(d + 1)$  в точке  $d_0$ , где нелинейность составляет 5%, погрешность в измерении перепада в 10 микрон достигает 20%. Вследствие этого возникает потребность в разработке устройств, позволяющих скорректировать нелинейность статической характеристики профилометра с целью расширения динамического диапазона измерений при неизменной разрешающей способности. Особенно остро она чувствуется при разработке профилометров для контроля поверхности коллекторов микромашин, у которых ширина ламелей достигает малых величин.

Локализация поля излучения датчиков в узкой зоне контроля, осуществляемая конструктивными мерами, позволяет обеспечить высокую динамическую разрешающую способность, но, как правило, приводит к тому, что характеристика преобразования оказывается существенно нелинейной.

При амплитудной модуляции в качестве корректирующих устройств применяются различного рода функциональные преобразователи, амплитудная характеристика которых подобрана таким образом, чтобы общая характеристика прибора оказалась линейной. Выбор типа такого преобразователя и способ его включения в схему определяется рядом требований, к числу которых относятся: точность воспроизведения заданной нелинейности; стабильность корректора во времени и с температурой; отсутствие частотных и фазовых искажений; простота и надежность; безынерционность; достаточный коэффициент передачи и другие.

В приборах с частотной модуляцией при построении схем корректоров возникают значительные трудности.

Разнообразие характеристик датчиков не позволяет применять известные нелинейные элементы непосредственно в качестве корректоров, так как набор имеющихся нелинейных характеристик весьма ограничен. Кроме того, стабильность этих элементов часто оказывается недостаточной для реализации заданной характеристики с высокой степенью точности. Наиболее универсальными являются диодные и транзисторные корректоры. При проектировании таких устройств наиболее эффективно применение кусочно-линейной аппроксимации заданной функции с последующим воспроизведением аппроксимирующей зависимости в схемах на диодах или транзисторах, в которых последние выполняют роль бесконтактных переключателей. При этом в зависимости от способа задания функции аппроксимация рассчитывается аналитически или графически с заданной точностью.

Корректор может включаться на выходе прибора или в цепь обратной связи, которая в этом случае становится нелинейной. Включение корректора на выходе усилителя позволяет использовать его одновременно в качестве детектора. Недостатком такого способа является то, что необходимо увеличивать коэффициент усиления схемы, поскольку диодные корректоры имеют низкий коэффициент передачи. Включение корректора в цепь НОС нецелесообразно, поскольку на рабочих частотах порядка 1—10 МГц полупроводниковые элементы имеют значительные реактивные проводимости, что приводит к фазовым и частотным искажениям в цепи НОС. Для целей коррекции выгоднее использовать цепь автоматической регулировки усиления (АРУ) с нелинейным детектором, которая охватывает усилитель профилометра (рис. 2).

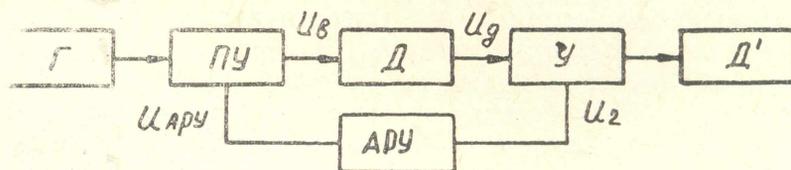


Рис. 2. Схема профилометра с нелинейной АРУ. Г — генератор; ПУ — предварительный усилитель; Д — датчик; Д' — детектор; У — усилитель

Допустим, что сигнал на выходе датчика пропорционален напряжению возбуждения и определяется выражением:  $U_g = U_b \cdot F(d)$ .

Для полной линеаризации необходимо регулировать коэффициент усиления предварительного усилителя так, чтобы сигнал на выходе датчика был пропорционален зазору:

$$U_g = K \cdot d,$$

где  $K$  — коэффициент пропорциональности.

Отсюда

$$K_{\text{ПУ}} = \frac{K}{f(d)}, \quad (1) \quad \text{где } f(d) = \frac{F(d)}{d}.$$

Этот коэффициент, в свою очередь, зависит от напряжения управления  $U_{\text{АРУ}}$ :

$$K_{\text{ПУ}} = \psi(U_{\text{АРУ}}) \quad (2)$$

Приравнявая (1) и (2), получаем неявное уравнение для определения функции  $U_{\text{АРУ}} = \varphi(d)$ . Эта зависимость реализуется нелинейным детектором в цепи АРУ.

Поскольку в литературе отсутствует методика расчета цепей АРУ с целью линеаризации статистических характеристик приборов, попытаемся восполнить этот пробел на примере конкретной схемы.

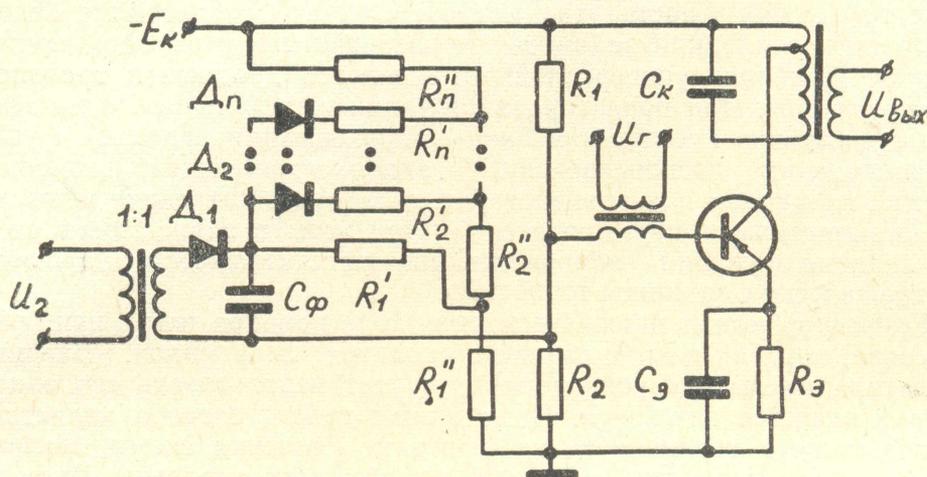


Рис. 3. Принципиальная схема регулируемого каскада с цепью АРУ.

В качестве регулируемого каскада предварительного усилителя использован резонансный усилитель на транзисторе, коэффициент усиления которого меняется путем изменения режима по постоянному току. В качестве параметра регулирования используется ток коллектора  $i_k$ . Расчет схемы основан на представлении транзистора в виде 4-полюсника, описываемого системой малосигнальных  $y$ -параметров. В схемах профилометров применяют обычно высокочастотные транзисторы, поэтому рабочая частота оказывается гораздо меньше той величины, где начинают сказываться реактивные составляющие проводимостей. Вследствие этого комплексностью  $y$ -параметров можно пренебречь, полагая:  $y_{11} = g_{11}$ ;  $y_{21} = g_{21}$ ;  $y_{22} = g_{22}$ . Проводимость  $y_{12}$  приравняем нулю, считая, что усилитель нейтрализован.

Известно, что коэффициент усиления по напряжению каскада с одиночным контуром

$$K = \frac{m_1 m_2}{g_k} \cdot \frac{1}{1 + \frac{g_{\text{вн}}}{g_k}}, \quad (3)$$

где  $g_k = \frac{1}{R_k}$  — собственная резонансная проводимость контура;

$g_{\text{вн}} = m_1^2 g_n + m_2^2 g_{22}$  — вносимая проводимость;

$m_1$  и  $m_2$  — коэффициенты включения, определяемые элементами связи и схемой включения транзистора в контур [4].

$g_n$  — проводимость нагрузки.

Зависимость от проводимости  $g_{21}$  от коллекторного тока с достаточной для инженерного расчета точностью можно представить выражением [5]:

$$g_{21} = \frac{ai_k}{1 + abi_k}, \quad (4)$$

$$a = \frac{q}{kT},$$

где  $q$  — заряд электрона;

$k$  — постоянная Больцмана;

$T$  — температура по Кельвину;

Коэффициент  $b$  определяется как отношение распределенного сопротивления базы  $r_b$  к среднему значению статического коэффициента усиления по току  $h_{21э}$ .

Зависимость  $g_{22}(i_k)$  выражается соотношением [6]

$$g_{22} = C \cdot i_k, \quad (5)$$

$C$  — коэффициент, зависящий от граничной частоты и имеющий размерность  $мкмо/ма$ .

$$C \approx \frac{h_{22б}}{(1 - h_{21б}) \cdot i_{эн}}, \quad [7]$$

$h_{21б}$  — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой.

С целью эффективного регулирования коэффициентом усиления каскада ток  $i_k$  необходимо изменять в широких пределах. Однако его максимальное и минимальное значения ограничены рядом условий. Так,  $i_{kmax}$  ограничен величиной мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора. Даже незначительный нагрев транзистора за счет действия  $i_k$  может вызвать нестабильность АРУ. При больших  $i_k$  увеличивается мощность, потребляемая каскадом от нелинейного детектора, что требует дополнительного усиления в цепи АРУ. При больших токах коллектора лучше регулируются те транзисторы, которые имеют малую величину  $b$ .

Величина  $i_{kmin}$  выбирается с учетом требования минимальных нелинейных искажений, которые определяются в основном нелинейностью входных характеристик транзистора и амплитудой высокочастотного напряжения  $U_r$ . С уменьшением  $i_k$  возрастает влияние неуправляемого тока коллектора  $I'_{к0}$  на работу схемы. При этом температурная стабильность каскада значительно ухудшается.

Диапазон изменений тока  $i_k$ , выбранный с учетом этих условий, реализуется изменением напряжения, поступающего с нелинейного детектора на вход транзистора. Положение рабочей точки в исходном режиме и ее стабилизация при изменении температуры, смене транзистора и т. д. осуществляется сопротивлениями  $R_1, R_2, R_3$ , которые рассчитываются по известным формулам. При этом нестабильность положения рабочей точки можно характеризовать величиной [8].

$$\frac{\Delta i_k}{i_k} = \frac{R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_2}}{h_{21б} \cdot E_k} \cdot I_{к0}(0) \cdot e^{\gamma t}; \quad (6)$$

$t$  — температура,

$I_{к0}(0)$  — обратный ток коллекторного перехода при  $t = 0^\circ C$ ,

$\gamma$  — температурный коэффициент.

Величину  $R_3$  необходимо выбирать несколько меньше, чем в обычных каскадах, так как при большой его величине эффективность цепи АРУ уменьшается за счет действия ООС по току. В каскадах с АРУ в работе [9] рекомендуется выбирать

$$\frac{\Delta i_K}{i_K} \approx \frac{\Delta i_3}{i_3} = 0,2 \div 0,4.$$

Влияние управляющего сигнала на параметр регулирования оценивается коэффициентом управления:  $N = \frac{\Delta i_K}{\Delta U_y}$ . Для определения этой величины каскад представляется в виде совокупности 4-полюсников. Так, параметры 4-полюсника, эквивалентного транзистору и сопротивлению  $R_1$ , характеризуются матрицей:

$$[y] = \begin{bmatrix} y_{11} + \frac{1}{R_1} & y_{12} - \frac{1}{R_1} \\ y_{21} - \frac{1}{R_1} & y_{22} + \frac{1}{R_1} \end{bmatrix}.$$

Далее, переходя к  $z$ -параметрам, определяем матрицу 4-полюсника, производного от полученного с добавлением  $R_3$ .

$$[z] = \begin{bmatrix} \frac{y_{22} + \frac{1}{R_1}}{\Delta y} + R_3 & \frac{-y_{12} + \frac{1}{R_1}}{\Delta y} + R_3 \\ \frac{-y_{21} + \frac{1}{R_1}}{\Delta y} + R_3 & \frac{y_{11} + \frac{1}{R_1}}{\Delta y} + R_3 \end{bmatrix}$$

где  $\Delta y$  — определитель матрицы  $[y]$ ;

$\Delta z$  — определитель матрицы  $[z]$ .

Опуская преобразования с участием промежуточной матрицы  $[a]$ , получаем;

$$N = \frac{\Delta i_K}{\Delta U_y} \approx \frac{y_{21} - \frac{1}{R_1} - R_3 \cdot \Delta y}{\left(1 + \frac{R_\Phi}{R_2}\right) \cdot \Delta z \cdot \Delta y + R_\Phi \left(y_{11} + \frac{1}{R_1} + R_3 \cdot \Delta y\right)}.$$

$R_\Phi$  — сопротивление фильтра нелинейного детектора. Подставляя определители и считая, что  $y_{21} \gg y_{11}$ ;  $y_{21} \gg y_{22}$ ;  $\frac{1}{R_1} \ll \frac{R_3 \cdot y_{21}}{R_1}$ , а также пренебрегая комплексностью  $y$ -параметров, после преобразований получаем:

$$N \approx \frac{g_{21} \left(1 - \frac{R_3}{R_1}\right)}{1 + R_3 g_{21} + R_\Phi \left[g_{11} + \frac{1}{R_2} + \frac{R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2} \cdot g_{21}\right]} \quad (7)$$

В процессе регулирования ток коллектора изменяется по закону

$$i_K = i_{K \min} + N \cdot K_{\Pi} \cdot U_2, \quad (8)$$

где  $K_{\Pi}$  — коэффициент передачи нелинейного детектора,

$$K_{\Pi} = \frac{U_y}{U_2} \geq 0.$$

Напряжение  $U_y = K_d \cdot U_2 - U_{см1}$ , тогда

$$K_{\Pi} = K_d - \frac{U_{см1}}{U_2}. \quad (9)$$

$K_d$  — коэффициент детектирования диода  $D_1$ .  
Напряжение  $U_2$  при полной линейаризации пропорционально зазору  $d$ ,  $U_2 = Md$ , где

$M$  — коэффициент пропорциональности, и выражение (8) запишется

$$i_k = i_{kmin} + NK_{\Pi} Md. \quad (10)$$

Линейаризация статистической характеристики осуществляется соответствующим выбором зависимости сопротивления фильтра нелинейного детектора  $R_{\phi}$  в функции от зазора  $R_{\phi} = f(d)$ . Для нахождения этой зависимости приравняем выражения (1), (3) и получим уравнения в неявной форме

$$F(i_k, d) = 0. \quad (11)$$

Теперь необходимо представить выражение (11) в явном виде:

$$i_k = \varphi(d). \quad (12)$$

Если зависимость (12) не выражается через элементарные функции, то преобразование производится графически. Подставляя уравнение (12) в (7) и (10), получаем:

$$R_{\phi} = \psi(d). \quad (13)$$

Эта функция формируется путем подбора сопротивлений  $R'_1, R'_2, \dots, R'_n, R''_1, R''_2, \dots, R''_n$  и напряжений смещений  $U_{см1}, \dots, U_{см2}$ . Например,

$$R_{\phi 1} = R'_1 + R''_1; \quad U_{см1} < U_2 < U_{см2};$$

$$R_{\phi 2} = R''_1 \parallel (R'_2 + R''_2) + R'_1; \quad U_{см2} < U_2 < U_{см3}.$$

При расчете необходимо учитывать, что фильтр  $R_{\phi max} C_{\phi}$  не будет снижать динамическую точность прибора в том случае, если его постоянная времени

$$\tau_{\phi} \ll t_{min}; \quad (14)$$

$t_{min}$  — длительность сигнала, соответствующего межламельному участку.

При расчете считалось, что постоянное напряжение на коллекторе  $E_k$  остается неизменным. Однако в реальной схеме оно изменяется за счет омических сопротивлений в цепи питания транзистора, снижая эффективность АРУ. Поэтому необходимо выбирать  $E_k$  достаточно большой величины и уменьшить до минимума сопротивление в цепи питания транзистора.

Все вышеизложенное позволяет предложить следующую методику расчета регулируемого каскада с целью линейаризации статической характеристики профилометра:

1. Находим закон регулирования  $K_{пу}$  согласно выражению (1).

2. Выбираем  $i_{kmin}$  и  $i_{kmax}$ , определяем  $\sigma = \frac{K_{пу max}}{K_{пу min}}$ , где  $K_{пу}$  оп-

ределяется по формуле (3). Если найденное значение  $\sigma > \frac{K}{f'(d_{max})}$ , то схема обеспечит линейаризацию характеристики. Если эта величина меньше, то необходимо уменьшить  $d_{max}$  и производить линейаризацию на меньшем участке.

3. Рассчитываем температурную стабилизацию рабочей точки каскада, исходя из заданного перепада температуры. Величину нестабиль-

ности коллекторного тока определяем по формуле (6) для номинального значения  $i_k$ .

4. Полученные в результате расчета параметры подставляем в выражение (13). Аппроксимируем полученную зависимость, исходя из заданной точности, и производим расчет фильтра нелинейного детектора.

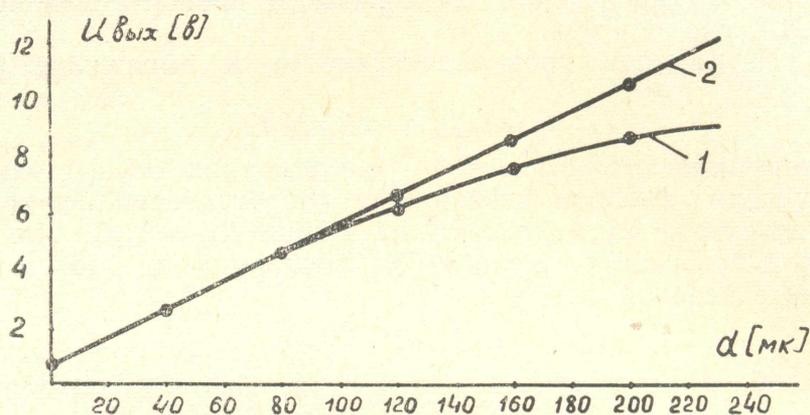


Рис. 4. Статистическая характеристика профилометра: 1 — до линеаризации, 2 — после линеаризации

Разработанная методика расчета регулируемого каскада с цепью АРУ была проверена экспериментально на макете профилометра. В качестве регулируемого каскада был использован резонансный каскад на транзисторе П416Б. Эксперимент показал, что схему АРУ с нелинейным детектором можно с успехом применять, если нелинейность датчика достигает 25—30%. Погрешность расчета составляет около 20% и легко устраняется в процессе настройки профилометра. Результаты испытаний макета представлены на рис. 4.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. К. К. Намиток, В. Ф. Чепура, В. Г. Брезинский. Прибор для исследования динамических изменений формы поверхности коллекторов электрических машин. «Электромеханика», 1966, № 1.
2. Н. В. Волошин, В. М. Ерухимович, Д. М. Титов. Емкостный электронный профилометр коллектора. «Передовой научно-технический и производственный опыт». № 18—66—1592/129. ГОСИНТИ, М., 1966.
3. В. А. Денисов, В. Е. Шатерников, В. В. Куликов, П. А. Лелеков. Бесконтактный пробник для контроля биений поверхности коллекторов. «Электромеханика», 1970, № 2.
4. И. И. Акулов и др. Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах, под ред. Р. А. Валитова. «Связь», М., 1966.
5. Ю. Д. Крислов. Расчет режимной АРУ. «Полупроводниковые приборы и их применение», под ред. Я. А. Федотова, вып. 12, «Советское радио», М., 1964.
6. Н. С. Спиридонов. Расчет параметров дрейфового триода с учетом зависимости подвижности носителей от концентрации примесей в базе. «Полупроводниковые приборы и их применение», под ред. Я. А. Федотова, вып. 6. «Сов. радио», М., 1960.
7. И. М. Симонтов, В. Д. Иванченко. К расчету АРУ в усилителях на транзисторах. «Полупроводниковые приборы и их применение», под ред. Я. А. Федотова, вып. 16. «Советское радио», М., 1966.
8. Н. С. Николаенко. Температурная стабилизация и компенсация полупроводниковых усилителей. «Полупроводниковые приборы и их применение», под ред. Я. А. Федотова, вып. 9. «Советское радио», М., 1963.
9. Д. Н. Шапиро. Расчет каскадов транзисторных радиоприемников. «Энергия», 1968.