

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 сигнал 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:

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

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

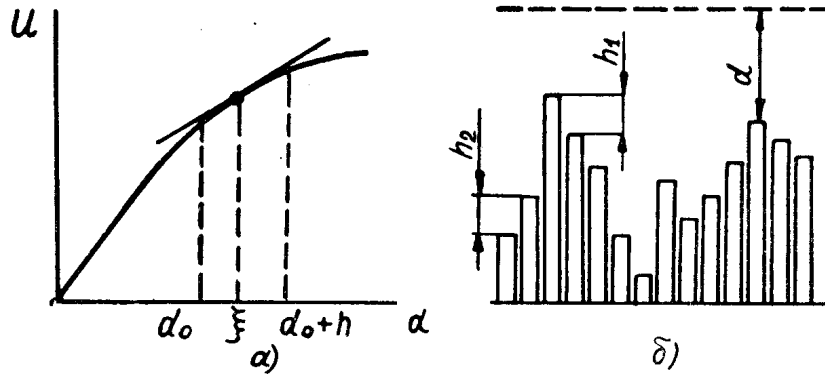


Рис. 1. а — кривая $U=f(d)$; б — профиль участка коллектора

Можно записать также:

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

Δh — погрешность измерения h за счет нелинейности.
Отсюда

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

В этой формуле неизвестна величина ξ . 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 Δh 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 Δh пропорциональна измеряемому перепаду h и уменьшается при $f'(d_0 + \frac{h}{2}) \rightarrow K$. 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).

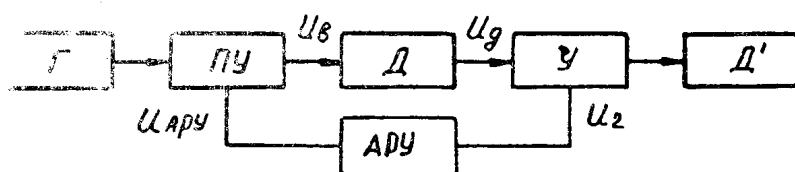


Рис. 2. Схема профилометра с нелинейной АРУ. Г — генератор; ПУ — предварительный усилитель; Д — датчик; Д' — детектор; У — усилитель

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 линейаризации статистических характеристик приборов, попытаемся восполнить этот пробел на примере конкретной схемы.

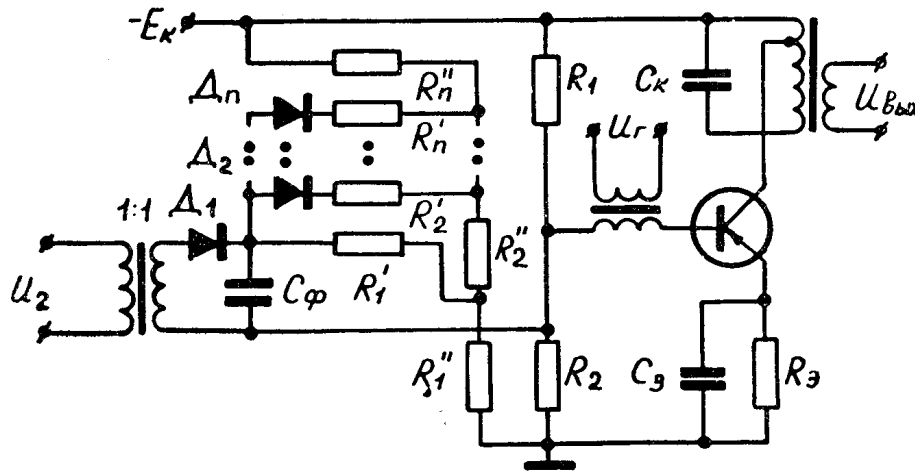


Рис. 3. Принципиальная схема регулируемого каскада с цепью АРУ.

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

$$g_{21} = \frac{a i_K}{1 + a b i_K}, \quad (4)$$

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

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, $i_{K\text{max}}$ ограничен величиной мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора. Даже незначительный нагрев транзистора за счет действия i_K может вызвать неустойчивость 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 $i_{K\text{min}}$ 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_{K0} 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 неустойчивость положения рабочей точки можно характеризовать величиной [8].

$$\frac{\Delta i_K}{i_K} = \frac{R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_2}}{h_{21б} \cdot E_K} \cdot I_{K0}(0) \cdot e^{\gamma t}; \quad (6)$$

t — температура,

$I_{K0}(0)$ — обратный ток коллекторного перехода при $t = 0^\circ\text{C}$,

γ — 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 Δy — определитель матрицы $[y]$;

Δz — 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_Φ — 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_Π — 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 линеаризации пропорционально зазору d , $U_2 = Md$, где

M — коэффициент пропорциональности, и выражение (8) запишется

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

Линеаризация статистической характеристики осуществляется соответствующим выбором зависимости сопротивления фильтра нелинейного детектора R_{Φ} 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 линеаризации статической характеристики профилеметра:

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 $K_{пу}$ определяется по формуле (3). Если найденное значение $\sigma > \frac{K}{f'(d_{max})}$, то схема обеспечит линеаризацию характеристики. Если эта величина меньше, то необходимо уменьшить d_{max} и производить линеаризацию 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.

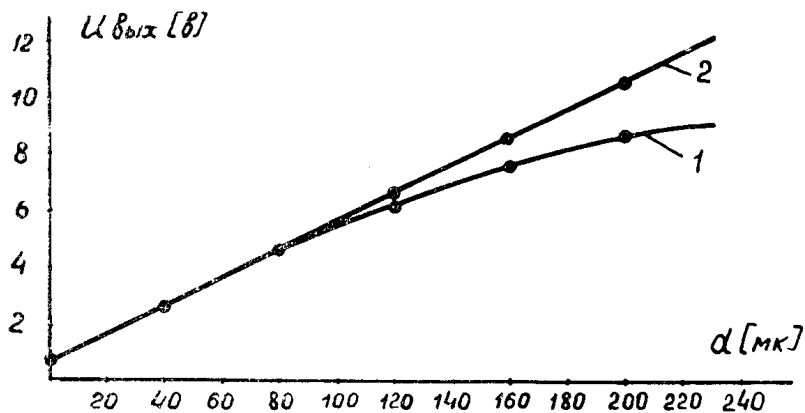


Рис. 4. Статистическая характеристика профилометра: 1 — до линеаризации, 2 — после линеаризации

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. Намитков, 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. Крисиллов. 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.