Г. М. Кузмичев

К ВОПРОСУ ВЫПОЛНЕНИЯ НУЛЬ-ОРГАНА НА ПОЛУПРОВОДНИКАХ

Вопросы проектирования нуль-органов на электронных лампах достаточно хорошо освещены в целом ряде работ. В связи с широкими возможностями полупроводниковой техники представляет большой интерес выяснение путей выполнения цифровых измерительных приборов на полупроводниковых элементах, так как в этом случае можно сократить габариты и потребляемую мощность, а, следовательно, улучшить технико-экономические показатели приборов. Ниже рассмотрена одна из возможностей выполнения усилителя нуль-органа (наиболее важного узла цифрового прибора) с подавляющим использованием полупроводниковых элементов.

С целью снижения дрейфа нуля и обеспечения постоянства характеристик усилителя как в квазистатическом, так и динамическом режимах работы необходимо выполнять нуль-орган по схеме: модулятор, усилитель переменного тока, демодулятор. Такой принцип широко используется в промышленных разработках цифровых измерительных приборов. Предлагаемые схемы нуль-органов с подавляющим использованием полупроводниковых триодов (рис. 1 и 2) выполнены по этому принципу. Как видно из рисунков, роль модулятора выполняет контактный преобразователь П. Усилитель выполнен в виде чередующихся каскадов усиления и ограничения. В качестве демодулятора используется каскад с фазочувствительными свойствами ФК.

Наиболее важными характеристиками нуль-органа являются: входное сопротивление, чувствительность, динамические свойства и перегрузочная способность. Преобразователь и его схема совместно с измерительной схемой определяют входные характеристики нуль-органа (входное сопротивление и его стабильность); усилитель — чувствительность и перегрузочную способность; фазочувствительный каскад — выходные характеристики (выходное

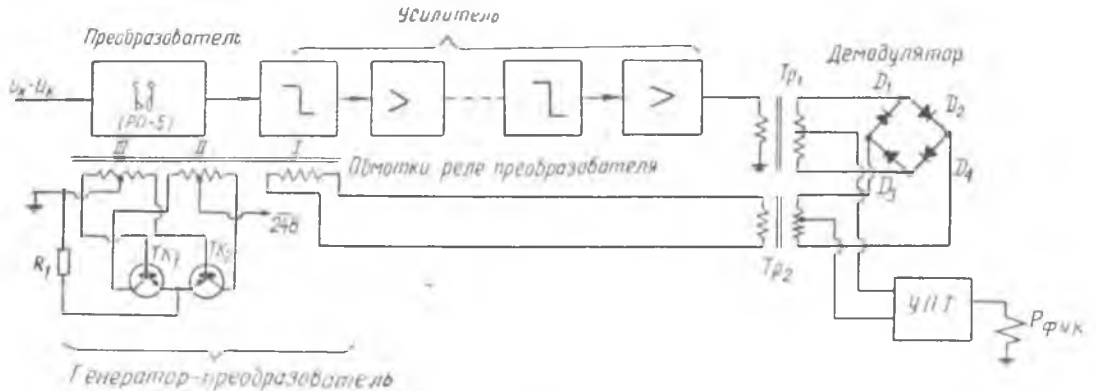
Усилитель
Преобразователь
Демодулятор
(РП-5)
Обмотки реле преобразователя
24в
ЧПТ
Генератор-преобразователь

Рис. 1.

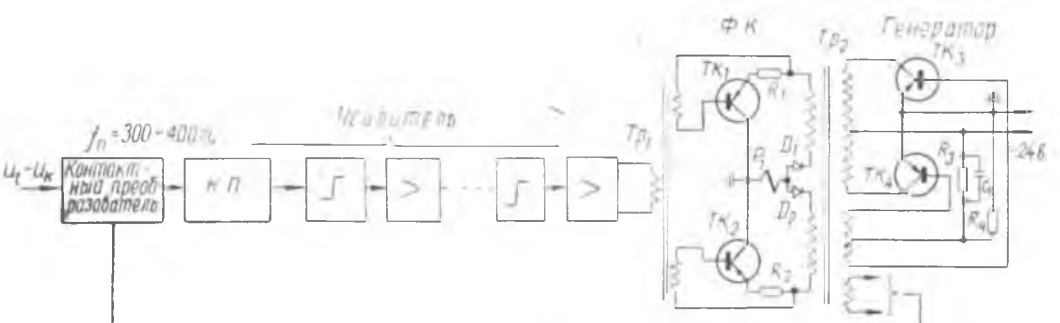
ФК
Генератор
Усилитель
Контактный преобразователь
КП
24в

Рис. 2.

сопротивление и выходную мощность). Построение выходного каскада нуль-органа, кроме того, определяется типом исполнительного элемента (реле, шаговый искатель, бесконтактные ключи). Динамические свойства, то есть вид переходной характеристики, как и помехоустойчивость, зависят от способа выполнения всех элементов блок-схемы нуль-органа.

В общем случае в нуль-органах цифровых приборов может быть использован как контактный преобразователь, так и бесконтактный, например, на полупроводниковых триодах [I]. Контактный преобразователь наиболее предпочтителен, особенно при необходимости получения высокого входного сопротивления (более 1 *ома*) и при высоком классе цифрового прибора (выше 0,5), так как полупроводниковые ключи обладают конечным и относительно низким сопротивлением $R_{к\ обр}$ при их размыкании, большой собственной ЭДС, зависящей от температуры и склонны к дрейфу нуля во времени.

Полупроводниковый преобразователь имеет смысл применять лишь при низком сопротивлении источника измеряемого напряжения и невысокой точности преобразования аналоговой величины в цифровую.

То же самое необходимо сказать и о входном каскаде нуль-органа. При выполнении входа усилителя нуль-органа в виде составного эмиттерного повторителя имеется принципиальная возможность обеспечить достаточно высокое входное сопротивление порядка 10÷50 *мгом*, при использовании триодов с большим β [2]. Однако, как показывают исследования, при этом не удастся обеспечить постоянства входного сопротивления; оно зависит от уровня сигнала, температуры, колебаний напряжения источника питания. Вследствие этого снижается чувствительность узла компенсации, а при использовании такого входа в цифровых приборах прямого уравновешивания возрастает погрешность сравнения, которая зависит от вариации $R_{вх}$.

Описываемая схема нуль-органа была разработана для быстродействующего цифрового вольтметра прямого уравновешивания, для которого требования к характеристикам особенно жестки. С учетом выше изложенных соображений в качестве модулятора применен контактный преобразователь на реле типа РП-5, а входной каскад усилителя выполнен в виде катодного повторителя на сверхминиатюрной лампе 6Н17Б. В остальной части нуль-органа возможно использование полупроводниковых элементов.

Выход нуль-органа можно выполнить двумя способами: с демодуляцией сигнала кольцевой схемой на диодах и дальнейшим усилением по постоянному току в УПТ с линейной или релейной характеристиками (рис. 1), либо с использованием самовыпрямляющих усилителей на полупроводниковых триодах, питаемых от генератора прямоугольных импульсов (рис. 2). Анализ и экспериментальные исследования этих вариантов исполнения выходов позволяют рекомендовать первую схему в нуль-органах с невысо-

кими требованиями к порогу чувствительности (порядка $1 \div 10$ *мв*) и невысокой его стабильности. Вторая схема выхода может быть рекомендована в более чувствительных нуль-органах (выше 1 *мв*), так как в этом варианте обеспечиваются лучшие условия для термостабилизации и стабилизации от колебаний напряжения источника питания.

Не менее ответственные задачи приходится решать и при разработке усилителя нуль-органа на полупроводниковых триодах, так как возникают противоречивые требования в получении высокой чувствительности при широком динамическом диапазоне входных сигналов.

Действительно, при проектировании цифрового измерительного прибора класса 0,1 сигнал на входе нуль-органа изменяется в пределах 60 *дб.*, а при точности измерения 0,01% в пределах 80 *дб*. Сигнал на входе нуль-органа на порядок ниже погрешности дискретности должен вызывать срабатывание релейного элемента, а это уже само собой приводит к уменьшению линейного участка амплитудной характеристики полупроводникового усилителя. Перегрузка усилителя (заход в нелинейный участок характеристики триода) может вызывать увеличение времени установления на выходе слабых сигналов непосредственно после воздействия сильных, что приводит к ложному срабатыванию исполнительного устройства из-за больших фазовых сдвигов, обусловленных процессами в триодах усилителя при их насыщении и запирании.

Перечисленные выше обстоятельства заставляют выполнять усилитель нуль-органа в виде чередующихся цепочек усиления — ограничения. Причем ограничитель должен иметь низкий порог ограничения, так как в этом случае удается реализовать наиболее высокий коэффициент усиления при относительно малом напряжении питания полупроводниковых триодов.

В самом деле, максимальная амплитуда сигнала, которую можно снять с усилителя на полупроводниковых триодах равна:

$$U_{\max} = (0{,}8 \div 0{,}85)\ \frac{E_k}{2},$$

где $E_к$ — напряжение питания коллекторной цепи.

Следовательно, чувствительность по напряжению одной ступени ограничения-усиления определяется как

$$S^U = \frac{U_{\max}}{U_0},$$

где U_0 — порог ограничения ограничителя.

Принципиальная схема одной цепочки усиления-ограничения, которая удовлетворяет отмеченным выше требованиям, изображена на рис. 3. Как видно из принципиальной схемы, одна ступень усилителя состоит из двухстороннего ограничителя на диодах $Д_1$ и $Д_2$ и двухкаскадного усилителя по схеме с общим эмит-

тером на триодах TK_1 и TK_2 с термостабилизацией режима тремя сопротивлениями R_1, R_2, $R_э$ для (триода TK_1). При такой схеме усилителя можно получить достаточно стабильный коэффициент усиления на обычных плоскостных триодах типа П13 в температурном диапазоне вплоть до 70÷80°С. Схема ограничителя при исполь-

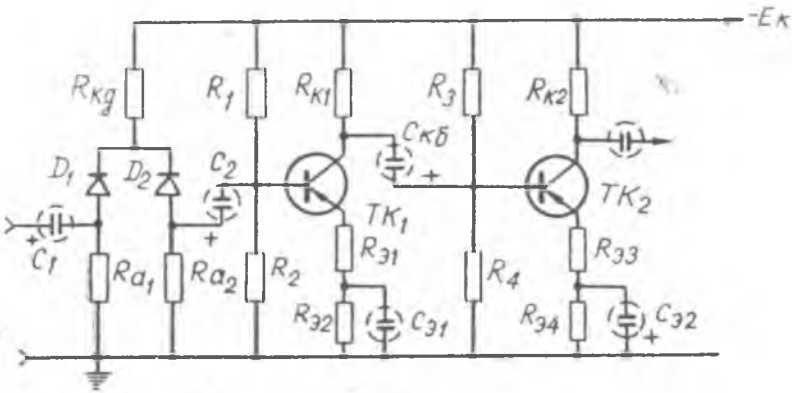

Рис. 3.

зовании кремниевых диодов Д101 или Д103А имеет низкий порог ограничения (порядка 150 *мв*), мало меняющийся при изменении температуры, с хорошей переходной характеристикой. Идея построения ограничителя основана на широко известной схеме совпадения, используемой, например, в фазометрах с устройствами перекрытия [1—3]. В связи с тем, что ограничитель на низкий уровень ограничения является наиболее важным элементом нуль-органа, ниже проведен его анализ.

Для упрощения анализа условимся, что при подаче сигнала V_{bx} рабочая точка перемещается в небольших пределах вольт-амперной характеристики диодов, поэтому рабочий участок характеристики диода можно аппроксимировать линейно-ломаной характеристикой. На рис. 4а изображены статические вольт-амперные характеристики нескольких образцов диодов Д101 в области малых напряжений, а на рис. 4б аппроксимации этих характеристик. Математически аппроксимированную характеристику можно выразить следующим образом:

при $$U_д < U_{д_0}, \quad i_д = 0. \; R_{i_д} \to \infty,$$

если

$$U_д > U_{д_0}, \quad i_д = \frac{U_д}{R_{i_д}}, \quad R_{i_д} = R_{i_{д.п}}.$$

Здесь:

$U_{д_0}$ — напряжение на диоде соответствующее запиранию;

$i_д$ — ток диода;

$R_{i_{д.п}}$ — прямое сопротивление диода.

Динамические уравнения диодов $Д_1$ и $Д_2$ имеют вид:

$$I_{д_1} = \frac{E_к - I_{д_2} \cdot R_{к_д} + U_э - U_{д0}}{R_а + R_{i_д} + R_{к_д}}, \quad (1)$$

где $U_э$ — напряжение $U_{вх\sim}$ приведенное в анодную цепь диода $Д_1$.

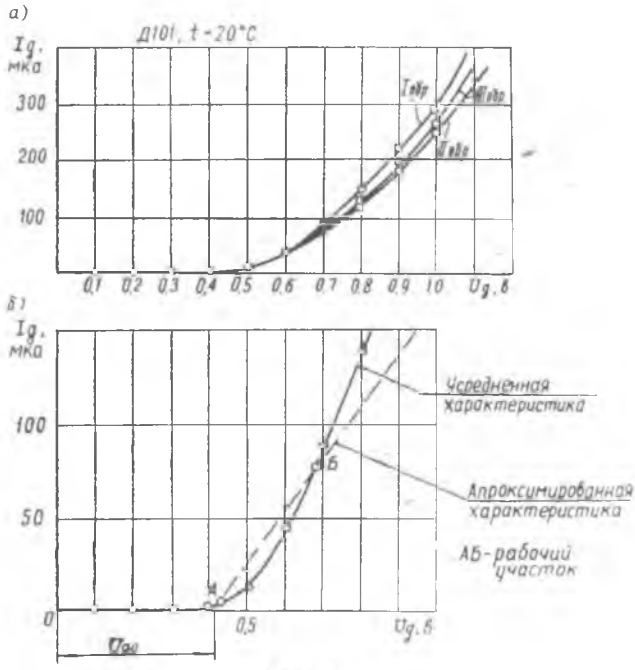

Рис. 4.

$$I_{д_2} = \frac{E_к - I_{д_2} \cdot R_{к_д} - U_{д_2}}{R_{а_2} + R_{i_{д_2}} + R_{к_д}}, \quad (2)$$

Пороги ограничения легко найти из следующих неравенств:

$$\Delta U R_{к_д} - U R_{д_2} > 0, \text{ для диода } D_2 \quad (3)$$

$$U_э - U_{R_{д_1}} \geqslant 0, \text{ для диода } D_1. \quad (4)$$

При отсутствии входного сигнала напряжение U_{Rd_1} и U_{Rd_2} можно найти, воспользовавшись теоремой об эквивалентном генераторе.

$$U_{R_{d_2}} = \frac{E_k \cdot R_{d_2}}{R_{k_д} \cdot \left(1 + \frac{R_{i_{d_2}} + R_{d_2}}{R_{i_{д_1}} + R_{d_1}}\right) + R_{i_{д_2}} + R_{d_2}}. \tag{5}$$

$$U_{R_{d_1}} = \frac{E_k \cdot R_{d_1}}{R_{kд_2} + \left(1 + \frac{R_{i_{д_1}} + R_{d_1}}{R_{i_{д_2}} + R_{d_2}}\right) + R_{i_{д_1}} + R_{d_1}}. \tag{6}$$

Так как в момент запирания диода $Д_2$ $I_{д_2} \to 0$, то

$$\Delta U_{R_{kд}} = \Delta I \cdot R_{kд} = \frac{\Delta U_э \cdot R_{k_д}}{R_{d_1} + R_{i_{д_1}} + R_{k_д}}. \tag{7}$$

Из соотношений (3), (5) и (7) получим выражение для определения ограничения положительной полуволны входного сигнала.

$$\Delta U_{э+} = \frac{E_k \cdot R_{d_2} \cdot (R_{d_1} + R_{i_д} + R_{k_д})}{R_{k_д}^2 \cdot \left(1 + \frac{R_{i_{д_2}} + R_{d_2}}{R_{i_{д_1}} + R_{d_1}}\right) + R_{k_д}(R_{i_{д_2}} + R_{d_2})}. \tag{8}$$

Ограничение отрицательной полуволны наступит при

$$\Delta U_{э-} = \frac{E_k \cdot R_{d_1}}{R_{k_д}\left(1 + \frac{R_{i_{д_1}} + R_{d_1}}{R_{i_{д_2}} + R_{d_2}}\right) + R_{iд_1} + R_{d_1}}. \tag{9}$$

Для симметричного ограничения необходимо выполнить условия:

$$R_{d_1} = R_{d_2} = R_d;\ R_{i_д} = R_{i_{д_1}} = R_{i_д},$$

при этом уравнения (8) и (9) примут вид:

$$\Delta U_{э+} = \frac{E_k\left(\frac{R_d}{R_{k_д}} + \frac{R_{i_д}}{R_{k_д}} + 1\right)}{2\frac{R_{k_д}}{R_d} + \frac{R_{i_д}}{R_d} + 1}. \tag{8*}$$

$$\Delta U_{э-} = \frac{E_k}{2\frac{R_{k_д}}{R_d} + \frac{R_{i_д}}{R_d} + 1}. \tag{9*}$$

Как видно из полученных выражений, для симметричного ограничения необходимо, кроме того, уменьшать отношение $\frac{R_d + R_{i_д}}{R_{k_д}}$, так как при $\frac{R_d + R_{i_д}}{R_{k_д}} \ll 1$ с этой погрешностью можно не считаться и $\Delta U_{э+} \approx \Delta U_{э-}$.

Так как при запирании диода $Д_2$ $R_{i_{д.\,обр}} \neq \infty$, то возникает погрешность в ограничении положительной полуволны из-за влияния конечной величины обратного сопротивления диода $Д_2$. Учет обратного сопротивления диода, при условии $R_{i_{д_1}} \ll R_d$ и $R_{d1} = R_{d2} = R_d$ приводит к следующему выражению погрешности в ограничении $\Delta U_{э+}$ на выходе.

$$\delta \cdot U_э = \frac{E_к + U_{э+}}{1 + 2\frac{R_{к_д}}{R_d} + \frac{R_{i_{д,\,обр}}}{R_d}\left(\frac{R_d + R_{к_д}}{R_d}\right)}. \qquad (10)$$

Из полученного выражения видно, что для устранения погрешности следует использовать диоды с возможно большим обратным сопротивлением, так как при

$$\frac{R_{i_{д\,обр}}}{R_d} \to \infty, \quad \delta U_{э+} \to 0.$$

Этому условию отвечают кремниевые диоды типа Д101 ÷ Д103.

Для малых сигналов ограничитель имеет линейную амплитудную характеристику. При $R_{d1} = R_{d2} = R_d \ll R_{к_д}$ входное сопротивление ограничителя можно определить как:

$$R_{вх} = R_{d_1} + 2R_{i_д} + R_н, \qquad (11)$$

где

$R_н = R_{d_2} \parallel r_2$, $r_2 = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{вх\,тк_1}$ — входное сопротивление следующего каскада.

Выходное сопротивление равно:

$$R_{вых} = R_{d_2} + 2R_{i_д} + R_и, \qquad (12)$$

где

$R_и = R_{d_1} \parallel r_1$, $r_1 = R_{к_2} \parallel R_{вых\,тк_i}$ — выходное сопротивление предыдущего каскада.

В общем случае $R_{i_д} = f(U_д)$ и при увеличении $\frac{R_{к_д}}{R_d}$ (уменьшения порога ограничения) растет. В области малых напряжений на диоде $R_{i_д}$ соизмеримо или больше R_d, а это приводит к пре-

делу понижения порога ограничения. Для определенного максимального значения $\frac{R_{к_д}}{R_d}$ необходимо учитывать характер зависимости $R_{i_д} = f(U_д)$ по вольтамперной характеристике в области малых напряжений.

Увеличение соотношения $\frac{R_{к_д}}{R_d}$ при той же величине общего сопротивления $R_{к_д} + R_d$ приводит не только к понижению порога подрезания сигнала, но и к уменьшению коэффициента передачи напряжения. Для симметричного ограничения не следует увлекаться малыми нагрузками диодов и увеличением общего сопротивления в их цепи. Отношение $\frac{R_{к_д}}{R_d}$ следует выбирать в пределах от 20 до 100, а уровень ограничения не ниже 150 *мв*. Нагрузка, подключенная на выходе ограничителя через емкость (входное сопротивление следующего каскада), при $r_2 \angle Rd$, приводит к понижению уровня ограничения, не нарушая симметрии, если $R_{d_1} = R_{d_2} = R_d$. При этом наблюдается также некоторое снижение коэффициента передачи ограничителя. Так, например, если

$$R_d = 5{,}6 \text{ ком}, \quad R_{к_д} = 100 \text{ ком}, \quad E_к = 24 \text{в} \text{ и } r_2 = \infty$$

коэффициент передачи равен 0,9, а при $r_2 = 1$ *ком* — 0,43, при $r_2 = 550$ *ом* — 0,29. При этом порог ограничения снижается с 0,55 *в* при $r_2 = \infty$ до 140 *мв* при $r_2 = 550$ *ом*. Усилитель удовлетворительно работает до температуры + (70÷80) °С.

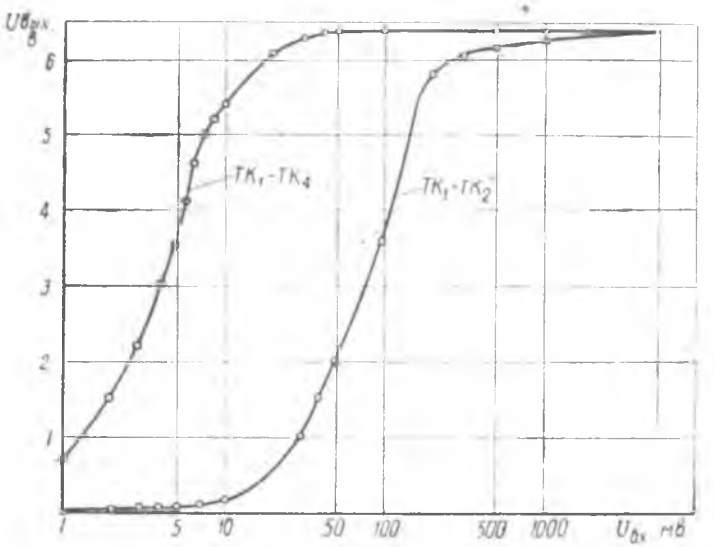

Рис. 5.

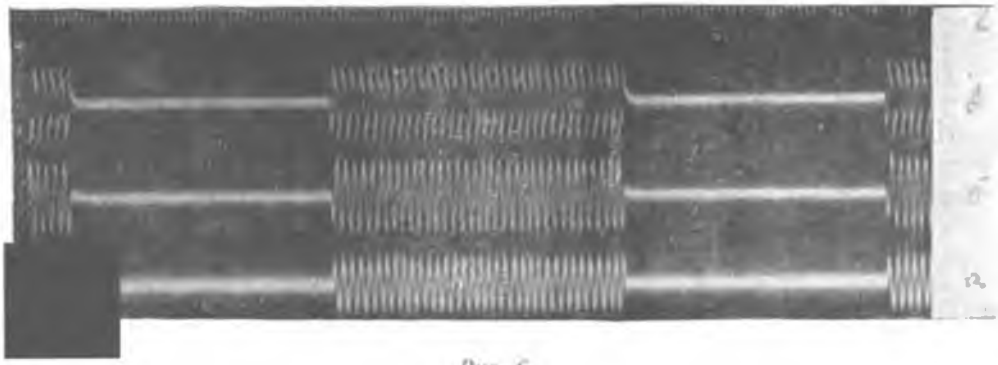

Рис. 6.

Рис. 7.

Уровень шумов, приведенных ко входу, при использовании в первой ступени усилителя триодов П13Б порядка 7÷10 *мкв*. На рис. 5 изображены амплитудные характеристики, а на рис 6 — переходные характеристики при скачкообразном изменении напряжения $U_{вх_1}$. Рис. 7 иллюстрирует форму импульсов, снимаемых с диодных ограничителей. Подобные схемы нуль-органов были разработаны для цифрового вольтметра прямого уравновешивания ВАБ-2.

ЛИТЕРАТУРА

1. Журнал «Измерительная техника», № 3, 1961.
2. Radio und Fernsehen, № 6, 1961.
3. И. М. Вишенчук, А. Ф. Котюк и Л. Я. Мизюк, «Электромеханические и электронные фазометры», 1962.