

$= R_1(n-1) = 19,4$ кОм, а $R_3 = (R_1 + R_2)/(m_1 - 1) = 425$ Ом. Сопротивления резисторов R_4 и R_5 могут быть выбраны как нагрузочные, т. е. $R_4 = R_5 = 10$ кОм. Запас устойчивости из (13) равен 0,02.

При скважности коммутации, равной двум, отношение частот усиливаемого сигнала (ω) и коммутации (Ω) рекомендуется выбирать из условия $\eta = \omega/\Omega > 100$ [4], что позволяет снизить влияние коммутационных помех до пренебрежимо малой величины. Исследования показали, что при достаточно большом коэффициенте усиления усилителя огибающей Y_Ω ($k_{65} > 100$) нестабильность результирующего коэффициента усиления (ΔK_{41}) будет определяться в основном нестабильностью отношений n , m_1 и m_2 , обусловленных, в свою очередь, нестабильностью отношений сопротивлений выбранных резисторов. При использовании высокостабильных микропроволочных резисторов на основе стандартных микросхем возможно построение усилителя с п. о. с. с относительной нестабильностью усиления не более 0,1%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ю. А. Скрипник, В. И. Пампуо. Автоматическая стабилизация усиления многокаскадных усилителей.— В сб. «Приборостроение», вып. 2. Киев, «Техника», 1966.
2. П. П. Орнатский, Ю. А. Скрипник, А. Д. Ниженский. Самонастраивающиеся усилители переменных напряжений искаженной формы.— В сб. «Контрольно-измерительная техника», вып. 7. Львов, ЛГУ, 1969.
3. Ю. А. Скрипник. Многопредельные милливольтметры с автоматической коррекцией чувствительности.— Вопросы радиоэлектроники, 1968, серия РТ, вып. 2.
4. Ю. А. Скрипник. Методы преобразования и выделения измерительной информации из гармонических сигналов. Киев, «Наукова думка», 1971.

Поступило в редакцию 14 октября 1971 г.
окончательный вариант — 23 апреля 1972 г.

УДК 621.316.722.1

И. Н. ГРАЦИАНСКИЙ, А. П. ЛЕЗОВ, В. Е. ФОМИНЫХ
(Москва)

ПРЕЦИЗИОННЫЙ ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПЯЖЕНИЯ В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ

Прогресс миниатюризации устройств электроники и автоматики вызывает необходимость разработки высокостабильных микроэлектронных стабилизаторов напряжения, которые могли бы использоваться в качестве источников опорного напряжения (ИОН) различных измерительных приборов, выполненных с применением интегральных схем.

Современные методы аналого-цифрового преобразования, например методы двухтактного интегрирования, способны обеспечить весьма высокую точность, и погрешность цифровых приборов в значительной степени определяется погрешностью используемых в них ИОН.

К таким ИОН предъявляются высокие требования по температурному коэффициенту выходного напряжения $TКУ_{вых} \leq 0,001 - 0,002\% / ^\circ C$ и временной нестабильности ($\delta t \leq 0,01 - 0,02\%$ за несколько тысяч часов) при малом выходном сопротивлении ($R_{вых} \leq 0,01 - 0,02$ Ом).

В данной работе исследовалась возможность построения прецизионного компенсационного ИОН в интегральном исполнении с уровнем выходного напряжения 1 В, позволяющего удовлетворить указанным выше требованиям.

Сравнительный анализ вариантов технологической реализации подобных устройств показывает, что для создания прецизионных интегральных микросхем предпочтительнее гибридно-пленочная технология, которая по сравнению с монолитной дает возможность получить высокостабильные пассивные компоненты с жесткими допусками, обеспечивает минимальные паразитные связи и хорошую изоляцию между компонентами [1].

При построении низковольтных ИОН можно использовать одну из структурных схем операционных усилителей (ОУ): инвертирующую (рис. 1, а) или неинвертирующую (см. рис. 1, б). Была выбрана схема рис. 1, б, для которой необходим только один источник питающего напряжения ($+E_1$), что упрощает структурную схему ИОН (рис. 2). В этой схеме $D_{оп}$ — опорный стабилитрон; УПТ — усилитель постоянного тока; T_p — регулирующий транзистор (выходной эмиттерный повторитель); ВСН — вспомогательный стабилизатор напряжения для питания $D_{оп}$ и УПТ; R_6 — балластный резистор; R_1 и R_2 — резисторы делителя опорного напряжения; R_n — сопротивление нагрузки.

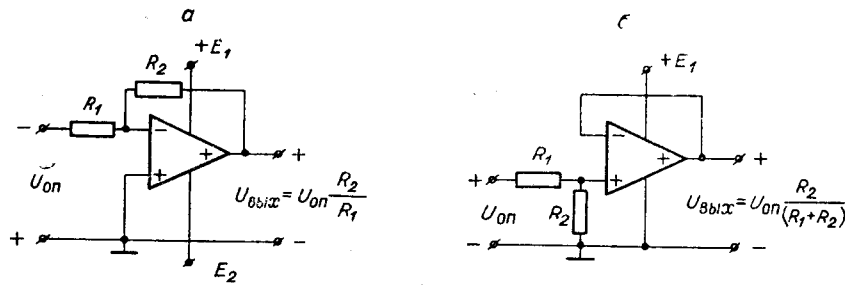


Рис. 1.

Для обоснования выбора отдельных частей ИОН рассмотрим составляющие дрейфа выходного напряжения, обусловленные временной или температурной нестабильностью основных элементов ИОН:

$$|\delta U_{др}| = |\delta U_{оп}| + |\delta\beta| + |\delta U_{др0}|, \quad (1)$$

где $\delta U_{оп}$, $\delta\beta$, $\delta U_{др0}$ — нестабильности напряжения стабилизации опорного стабилизатора, коэффициента деления делителя опорного напряжения ($\beta = (R_1 + R_2)/R_2$) и дрейф нулевого уровня УПТ.

Для уменьшения $\delta U_{оп}$ в качестве $D_{оп}$ целесообразно использовать прецизионный кремниевый стабилитрон типа КС196 ($U_{оп} = 9,6$ В) с временной нестабильностью не более 0,02% за 2000 ч, температурный коэффициент напряжения ($TKU_{оп}$) которого может быть доведен до значений $TKU_{оп} \leq 0,0005\%/^{\circ}\text{C}$ путем подбора оптимального рабочего тока стабилитрона.

Нестабильность $\delta\beta$ определяется соотношением

$$|\delta\beta| = \frac{R_1}{R_1 + R_2} |\delta R_1 - \delta R_2|, \quad (2)$$

где δR_1 и δR_2 — нестабильности сопротивлений резисторов R_1 и R_2 .

Пленочная технология имеет широкие возможности уменьшения $\delta\beta$, так как напыление резисторов делителя напряжения производится из одного и того же материала в едином технологическом процессе, что обеспечивает высокую идентичность их параметров и позволяет получить температурный коэффициент отношения сопротивлений (при напылении из нихрома) менее 0,001%/ $^{\circ}\text{C}$ [1]. Современная пленочная технология дает возможность получить временную нестабильность одиночных резисторов не более 0,1—0,5% за 1000—5000 ч [2], а также ожидать нестабильность $\delta\beta$ на уровне 0,01—0,05% за то же время.

Сравнительный анализ существующих типов УПТ показывает, что для получения малых значений $\delta U_{др0}$ в интегральных ИОН наиболее целесообразным является применение УПТ с непосредственными связями на основе дифференциальных каскадов. Приведенный к входу дрейф нулевого уровня такого УПТ можно выразить следующей зависимостью (при условии, что в схеме рис. 2 $R_3 = R_1 \parallel R_2$):

$$|\Delta U_{др0}| = |\Delta U_{см0}| + R_3 |\Delta I_{см}|, \quad (3)$$

где $\Delta U_{см0}$, $\Delta I_{см}$ — дрейф напряжения смещения нуля и разностный дрейф входных токов смещения УПТ. Используя это выражение, нетрудно определить

$$|\delta U_{др0}| = \frac{|\Delta U_{др0}|}{U_{вых}} = \frac{\beta}{U_{оп}} [|\Delta U_{см0}| + \frac{R_1}{U_{оп}} |\Delta I_{см}|]. \quad (4)$$

Для уменьшения значения $\delta U_{др0}$ в плечах дифференциального усилителя необходимо применять идентичные транзисторы. Успехи интегральной технологии позволили создать транзисторные матрицы, представляющие собой два изолированных транзистора (в одном кристалле) с высокой идентичностью параметров [3]. Использование транзисторной матрицы типа К1НТ291 во входных каскадах УПТ позволяет получить $\Delta U_{см0} \leq 3-5$ мкВ/ $^{\circ}\text{C}$ и $\Delta I_{см} \leq 5-10$ нА/ $^{\circ}\text{C}$.

Требуемый коэффициент усиления УПТ можно определить из условия получения необходимого выходного сопротивления ИОН

$$K_{УПТ} \geq \frac{r_{вых.р}}{R_{вых}}, \quad (5)$$

где $r_{вых.р}$ — выходное сопротивление эмиттерного повторителя T_p . При допустимом значении $R_{вых} \leq 0,02$ Ом, учитывая, что $r_{вых.р}$ обычно лежит в пределах

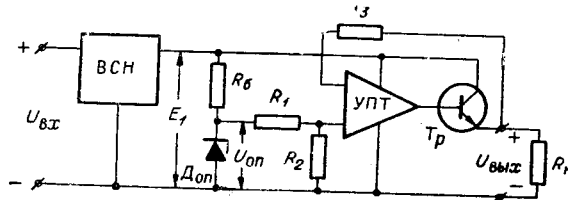


Рис. 2.

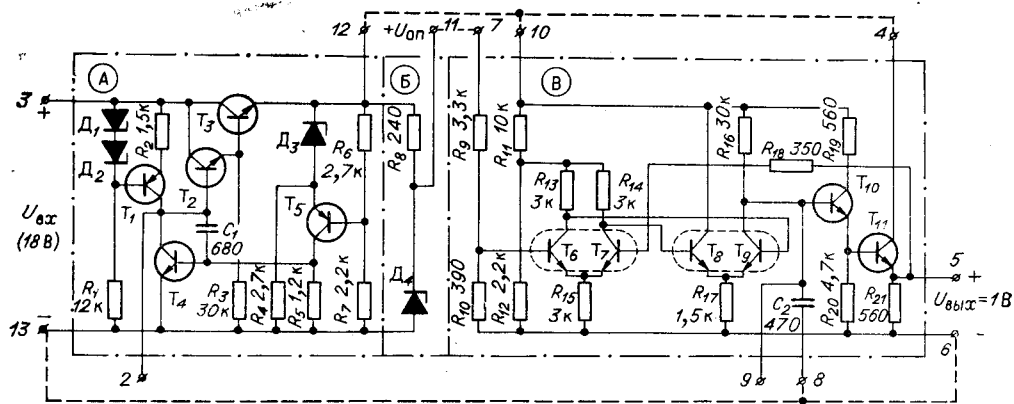


Рис. 3.

10—20 Ом, получим требуемое значение $K_{уст} \geq 500—1000$, что влечет за собой необходимость применения не менее двух каскадов усиления.

При нахождении требуемого коэффициента стабилизации ВСН можно считать, что при питании ОУ от источника E_1 (см. рис. 2) нестабильность выходного напряжения δU при изменении входного напряжения на величину $\delta U_{вх}$ будет определяться нестабильностью напряжения опорного стабилитрона; тогда

$$K_{ст. ВСН} \geq \frac{\delta U_{вх}}{\delta U} \frac{E_1 r_d}{U_{оп} (R_6 + r_d)}, \quad (6)$$

где r_d — динамическое сопротивление опорного стабилитрона при токе стабилизации $I_{ст}$.

Задаваясь значениями $\delta U \leq 0,001\%$ (при $\delta U_{вх} = 10\%$), $E_1 = 12,6$ В, $U_{оп} = 9,6$ В и учитывая, что для стабилитрона типа КС196 при $I_{R1, R2} = 2,5$ мА и $I_{ст} = 10$ мА: $R_6 = 240$ Ом, $r_d = 13$ Ом, получим $K_{ст. ВСН} \geq 650$.

С учетом всего изложенного для низковольтного прецизионного ИОН в интегральном исполнении была разработана принципиальная схема, приведенная на рис. 3. Схема ИОН состоит из трех основных частей.

Часть А схемы представляет собой ВСН с выходным напряжением 12,6 В, построенный с использованием стабилитрона D_3 , регулирующего элемента на транзисторах $T_2—T_3$ и двухкаскадного УПТ на транзисторах $T_4—T_5$ с динамической коллекторной нагрузкой второго каскада (T_1, D_1, D_2). Минимальный $K_{ст. ВСН}$ составляет, по экспериментальным данным, 500—1000.

Часть Б схемы рис. 3 включает в себя опорный стабилитрон D_4 , оптимальный ток стабилизации которого устанавливается подгонкой резистора R_8 . Опыт показывает, что при этом можно получить $TKU_{оп} \leq 0,0005\%/^{\circ}C$, поэтому напряжение $U_{оп} = 9,6$ В, снимаемое с D_4 (вывод 11), можно использовать как образцовое напряжение в прецизионных потенциометрических установках и других высокоомных измерительных цепях.

Часть В схемы представляет собой ОУ для формирования прецизионного выходного напряжения 1 В, состоящий из двухкаскадного УПТ на транзисторных матрицах $T_6—T_7$ и $T_8—T_9$ типа К1НТ291Г и регулирующего элемента (эмиттерного повторителя) на транзисторах $T_{10}—T_{11}$. Коэффициент усиления по напряжению УПТ около 1000. Номинальное значение выходного напряжения устанавливается (с погрешностью не выше 0,5%) подгонкой резистора R_9 .

Конструктивно микросхема оформлена в плоском корпусе размерами $19 \times 24 \times 5$ мм с 13 выводами. Полностью смонтированный образец микросхемы, подготовленный к герметизации, показан на рис. 4.

В качестве основания микросхемы взята подложка из бериллиевой керамики, которая имеет высокую теплопроводность и хорошие электроизоляционные свойства. Элементы схемы, рассеивающие большую мощность (транзисторы T_3, T_{11} и стабилитрон D_4), питаются на металлизированные участки в центре основания. Все остальные элементы расположены на двух ситалловых платах, приклеенных к основанию.

При разработке прибора была использована тонкопленочная технология с использованием нихрома в качестве материала резистивного слоя и золота в качестве материала проводников.

В процессе разработки топологии микросхемы были учтены следующие особенности: а) резистивные делители напряжений $R_6—R_7, R_9—R_{10}, R_{11}—R_{12}$, а также резисторы $R_{13}—R_{14}$ входного дифференциального каскада располагались по возможности симметрично относительно центра теплоизлучения;

б) указанные пары резисторов располагались близко друг к другу для получения высокой идентичности структуры напыленного слоя;

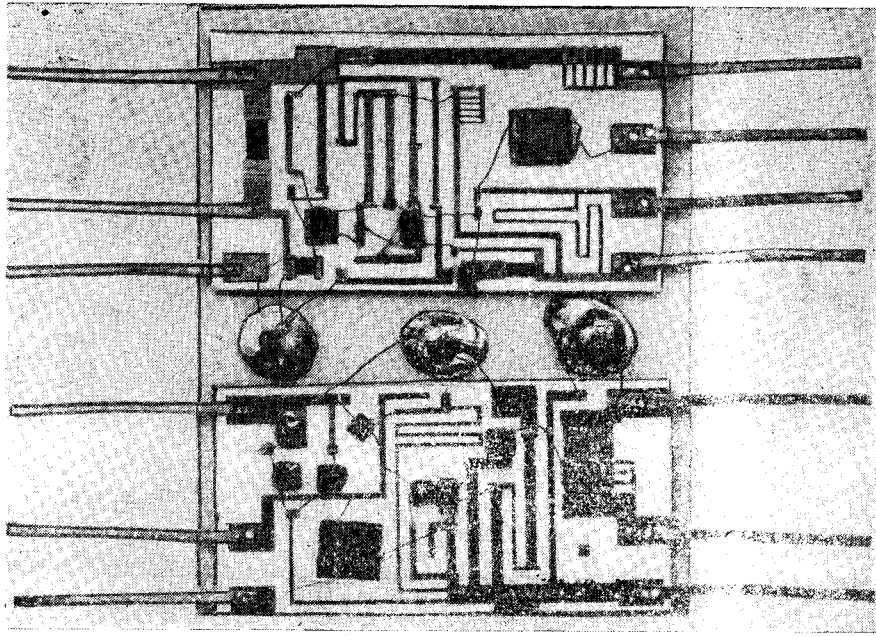


Рис. 4.

в) с целью последующей корректировки резисторов R_8 и R_9 на топологии предусмотрены специальные «гребенки».

Одним из важнейших этапов технологического процесса изготовления МОИ является проверка прибора, которая включает в себя установление минимального значения $TKU_{оп}$ путем подгонки резистора R_8 и корректировку номинального значения выходного напряжения подгонкой резистора R_9 . Подгонка резисторов производится с помощью лазерной установки или микроманипулятора.

Процесс подгонки $TKU_{оп}$ требует измерения начального значения $TKU_{оп}$ в диапазоне температур от 0 до $+65^\circ\text{C}$; последующая корректировка измеренного $TKU_{оп}$ осуществляется изменением рабочего тока опорного стабилитрона или использованием известной (для данного типа стабилитронов) зависимости $TKU_{оп} = f(I_{ст})$.

Экспериментальные исследования пяти образцов интегральных МОИ, проведенные с помощью измерителя нестабильности напряжений типа В8-1, показали, что значения их основных параметров находятся в пределах, указанных в таблице. Питание транзистора

$U_{оп} = 9,6 \text{ В}$			$U_{вых} = 1,0 \text{ В}$			
$\frac{\delta U_{оп} \cdot 10^{-3}}{\delta U_{вх}} \pm 10\%$	$TKU_{оп} \cdot 10^{-3} \pm \%$ / C	$\delta I \cdot 10^{-3} \pm \%$ (за 8 ч)	$\frac{\delta U \cdot 10^{-3}}{\delta U_{вх}} \pm 10\%$ (при $\pm 10\%$)	$TKU_{вых} \cdot 10^{-3} \pm \%$ / C	$I_{вых} \pm \%$	$\delta I \cdot 10^{-3} \pm \%$ (за 8 ч)
$0,5 \div 2,0$	$0,2 \div 1,0$	$2,0 \div 5,0$	$1,0 \div 3,0$	$0,5 \div 2,0$	$0,01 \div 0,03$	$3,0 \div 5,0$

тора $T_{ст}$ производится от внутреннего ВСН, и в этом режиме МОИ допускает ток нагрузки до 5–10 мА. Большой ток нагрузки (до 15–30 мА) можно получить при питании транзистора $T_{ст}$ от дополнительного внешнего источника с напряжением около 4 В.

Дополнительные измерения выходного напряжения образцов МОИ, проведенные с помощью лазерной установки на базе потенциометра РЭИ, показали, что временная нестабильность напряжения не превышает 0,01% за 1000 ч.

Экспериментальная работа убеждает в возможности создания прецизионных интегральных МОИ, пригодных для использования в высокоточных измерительных приборах и устройствах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Введение в микроэлектронику. Под. ред. И. П. Степаненко. М., «Советское радио», 1968.
2. Конструирование аperiodических пленочных усилителей. Под ред. И. В. Коробейникова. М., «Советское радио», 1972.
3. П. А. Пундур и др. Базовая схема дифференциальных усилителей.— Электронная техника, серия «Микроэлектроника», 1970, вып. 2(23).

Поступило в редакцию 13 июля 1972 г.

МДК 621.317.742

М. С. РОЙТМАН, Ю. К. РЫБИН
(Томск)

О ПОВЫШЕНИИ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ДЕТЕКТОРОВ НА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Одним из основных требований, предъявляемых к фазочувствительным детекторам (ФЧД), является пренебрежимо малое влияние высших гармоник входного сигнала на погрешность измерения синфазной составляющей первой гармоники. Обычно это влияние оценивается коэффициентом выпрямления n -й гармоники или обратной ему величиной — избирательностью к n -й гармонике, — равной отношению коэффициента передачи ФЧД на частоте опорного сигнала при сдвиге фаз, равном нулю, к коэффициенту передачи на частоте n -й гармоники. В настоящее время все большее применение находят ФЧД на дифференциальных усилителях постоянного тока на транзисторах [1—3]. Это обусловлено рядом существенных преимуществ их перед другими ФЧД [4—8]. К таким преимуществам следует отнести значительный коэффициент передачи на частоте опорного сигнала, большие входные сопротивления, широкий частотный диапазон и др. К сожалению, в [1—3], где большое внимание уделено практическому использованию дифференциальных усилителей в схемах, отсутствует анализ избирательных свойств ФЧД.

В настоящей статье проводится анализ избирательности простейшего ФЧД на дифференциальном усилителе постоянного тока и предлагается схема ФЧД с повышенной избирательностью.

В простейшей схеме (рис. 1) входной сигнал U_c поступает на базу токостабилизирующего транзистора T_3 и вызывает соответствующее изменение его коллекторного тока, который поступает на два транзистора T_1 и T_2 . В отсутствие опорного сигнала $U_{оп}$ коллекторные токи этих транзисторов одинаковы. Подача опорного напряжения вызывает перераспределение токов в зависимости от уровня опорного напряжения. Аналитически эти зависимости определить затруднительно, так как нелинейные модели транзисторов представляются достаточно сложными [9]. Однако при некоторых несущественных упрощениях все-таки возможно получить простые формулы, хорошо описывающие схему, на основе уравнений Эберса — Молла [9]. Эти упрощения сводятся к пренебрежению влиянием изменений коллекторного напряжения на эмиттерный и коллекторный токи.

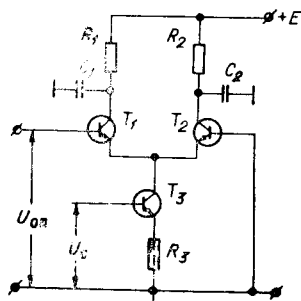


Рис. 1.

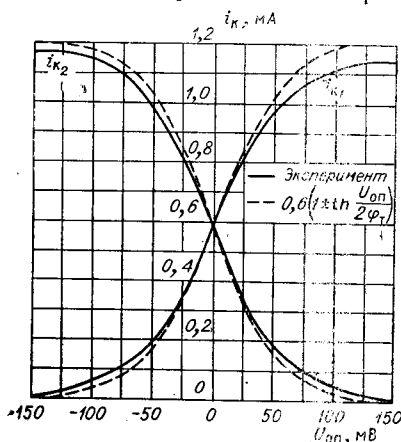


Рис. 2.