

Погрешности отдельных каскадов не зависят друг от друга и могут быть про- суммированы как случайные величины. Отсюда погрешность преобразователя, состоя- щего из шести каскадов, составляет

$$d\theta = \sqrt{6} d\theta_k = 3',5. \quad (2)$$

Для экспериментальной проверки был изготовлен макет со следующими данны- ми: количество разрядов 10, диапазон преобразования от 0 до 90°, вес младшего раз- ряда 5', сетевое напряжение 30 в 400 гц. Точность была проверена путем отработки выходных данных преобразователя следящей системой, состоящей из синусно-косинус- ного вращающегося трансформатора типа ВТ-5 класса А, усилителя УР-16А и двига- теля АДП-1. Угол отработки определялся оптической делительной головкой ОДГ-60 с точностью 20". Погрешность макета с контактной коммутацией (тумблерами) не превышает 5', погрешность макета с транзисторными ключами не превышает 7'.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. М. Эльбирт. Трансформаторный преобразователь код — аналог. — Автомет- рия, 1967, № 1.
2. H. Finden, V. Horglock. The Inductosyn and its Applications.— The Journal of British Institution of Radio Engineers, 1957, № 17, p. 369.
3. К. А. Брусилковский, С. Ю. Элькин и др. Бесконтактное реле на полупроводни- ковых триодах.— Автоматика и телемеханика, 1963, № 5.

Поступило в редакцию
10 мая 1968 г.

УДК 621.3

В. В. КУРОЧКИН
(Новосибирск)

ПРЕЦИЗИОННЫЙ НИЗКОВОЛЬТНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПЯЖЕНИЯ

Как показано в [1, 2], построение прецизионного источника напряжения с по- грешностью 0,002% для питания измерительных цепей весьма сложно. Это объясня- ется в основном тем, что временная и температурная нестабильности стабилизаторов напряжения оказываются значительными и превышают допустимые значения этих по- грешностей для источника напряжения с заданной точностью. Особые трудности воз- никают при создании стабилизаторов, когда опорное напряжение больше выходного.

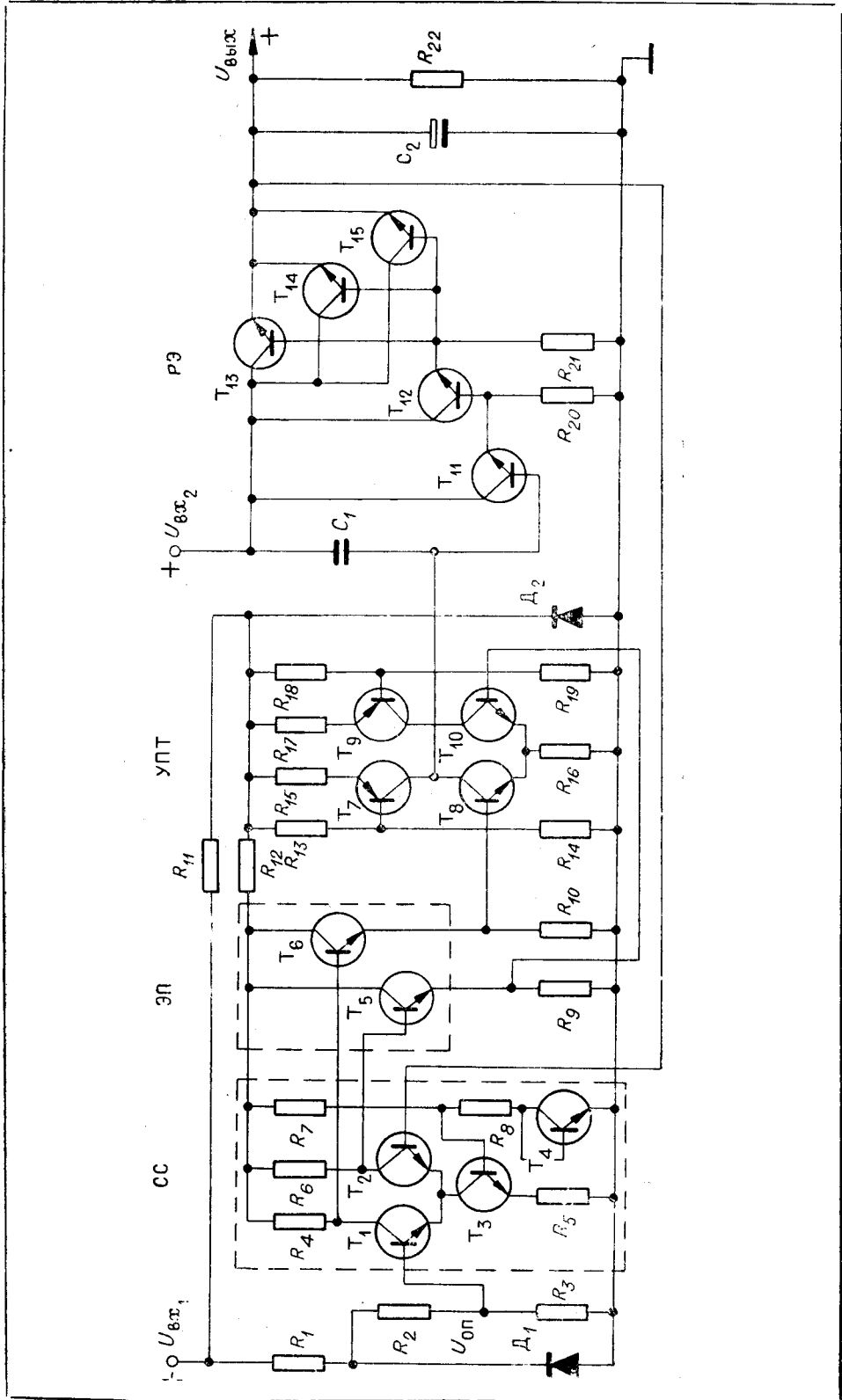
В этой работе рассматривается один из возможных способов построения преци- зионного низковольтного стабилизатора напряжения, разработанного для цифрового вольтметра постоянного тока.

Известно, что построение прецизионных стабилизаторов в случае переменной нагрузки возможно лишь по компенсационной схеме.

Обычная блок-схема источника стабильного напряжения содержит схему сравне- ния (СС) выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ стабилизатора с некоторым опорным напря- жением $U_{\text{оп}}$, разность которых после усиления усилителем постоянного тока (УПТ) управляет регулирующим элементом [1]. В таких стабилизаторах погрешность напря- жения $U_{\text{вых}}$ определяется в основном нестабильностью напряжения $U_{\text{оп}}$ и дрей- фом СС, величины которых в данном случае должны быть менее 0,001%.

СС с высоким температурным коэффициентом (ТК) может быть выполнена на основе дифференциального усилителя постоянного тока [1]. При этом получение аб- солютной температурной нестабильности такого усилителя, приведенной ко входу, по- рядка 300 мкв в диапазоне температур 20—50°С требует специальной схемы термо- компенсации [3]. Такая величина температурного дрейфа СС вызовет изменение напря- жения $U_{\text{вых}}$ на 0,03%, что не позволяет построить стабилизатор напряжения с задан- ной погрешностью.

Наиболее целесообразно применение в качестве СС для прецизионных стабили- заторов интегральных дифференциальных усилителей постоянного тока (см. рисунок). Основными усиливающими элементами являются транзисторы T_1 и T_2 . Транзис- тор T_3 осуществляет стабилизацию суммы эмиттерных токов T_1 и T_2 , термокомпенсация



перехода база — эмиттер которого осуществляется транзистором T_4 в диодном включении. Абсолютный ТК такого усилителя, как показывают измерения, составляет величину, меньшую чем $\pm(1-3) \text{ мкв}/^\circ\text{С}$ при $E_k = 3-3,5 \text{ в}$. Входное сопротивление интегрального усилителя составляет 200—500 ком , при этом оно очень мало изменяется с изменением температуры. Это дает возможность напряжение $U_{оп}$ формировать с помощью параметрического стабилизатора с последующим его делением на низкоомном прецизионном делителе.

С использованием стабилитронов типа Д818Е, которые имеют относительный ТК $\pm 0,001\%/^\circ\text{С}$, возможно получение напряжения $U_{оп}$ с погрешностью 0,005—0,01% при повышении температуры на 20°С . Дополнительную термокомпенсацию напряжения можно произвести изменением протекающего через стабилитроны тока. Но при токах меньше 2 ма резко возрастает динамическое сопротивление стабилитрона, а значит, резко падает коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора, что нежелательно. Поэтому окончательную термокомпенсацию напряжения $U_{оп}$ можно произвести с помощью резисторов типа БЛП, которые обладают относительным ТК:

$$\gamma_{БЛП} = -(1,2 \div 2,5) \cdot 10^{-2} \%/^\circ\text{С}.$$

Если относительный ТК напряжения $U_{оп}$ положителен и его величина известна, то резистор БЛП необходимо поставить вместо части нижнего манганинового резистора R_3 делителя, а номинал этого резистора можно определить с учетом ТК СС из следующего соотношения [1]:

$$R_{БЛП}^n = -(R_2 + R_3) \frac{\gamma_{оп} \pm \gamma_{СС}}{\gamma_{БЛП}}.$$

Если опорное напряжение уменьшается с увеличением температуры, то термозависимый резистор необходимо поставить вместо части верхнего резистора делителя. Тогда

$$R_{БЛП}^в = (R_2 + R_3) \frac{n}{1-n} \frac{\gamma_{оп} \pm \gamma_{СС}}{\gamma_{БЛП}}; \quad n = \frac{R_3}{R_2 + R_3}.$$

Такими способами возможно получение $U_{оп}$, а следовательно, и $U_{вых}$ с температурной погрешностью $\pm 0,001\%$ при нагревании на 20°С . Следует отметить, что включение резистора БЛП в делитель почти не ухудшает временной стабильности опорного напряжения, так как эти резисторы являются высокостабильными элементами.

Для получения высокого коэффициента стабилизации по входному напряжению и одновременно с этим малого выходного сопротивления стабилизатора необходимо иметь значительный коэффициент усиления усилителя постоянного тока (УПТ). Температурный и временной дрейфы УПТ ослабляются в 20 раз (коэффициент усиления СС). Как показано в [4], дифференциальный усилитель при использовании одного выхода обладает температурной нестабильностью, которая на порядок — два меньше, чем для небалансной схемы усилителя. Существенное увеличение коэффициента усиления дифференциального усилителя возможно, если вместо коллекторных нагрузочных резисторов поставить токостабилизирующие транзисторы T_7 и T_9 (см. рисунок) (для небалансного усилителя такой способ увеличения коэффициента усиления описан в [5]). Приведенный ко входу дрейф такого усилителя оказывается такого же порядка, как и обычного дифференциального каскада. Отметим, что за счет токостабилизирующих транзисторов осуществляется частичная стабилизация выходных напряжений в предположенном усилителе при изменении источника питания E_k , что является желательным при использовании только одного выхода.

Принципиальная схема прецизионного стабилизатора напряжения изображена на рисунке. Напряжение $U_{оп}$, получаемое на стабилитроне D_1 , делится на резисторах R_2, R_3 до величины 1,2—1,7 в . Для того чтобы $U_{оп}$ не зависело от изменения напряжения сети, параметрический стабилизатор $R_1 D_1$ питается предварительно стабилизированным напряжением $U_{вх}$. Это же напряжение используется для питания коллекторных цепей УПТ на транзисторах T_7 — T_{10} и СС на транзисторах T_1 — T_4 . Для согласования уровней напряжений, а также входного и выходного сопротивлений между СС и УПТ поставлены эмиттерные повторители (ЭП) на транзисторах T_5, T_6 . Чтобы не внести дополнительную погрешность в СС из-за различных ТК транзисторов эмиттерных повторителей, для них выбрана интегральная схема, в которой оба транзистора выполнены на одной подложке в одном корпусе. Регулирующий элемент (РЭ) стабилизатора напряжения выполнен на транзисторах T_{10} — T_{14} .

Экспериментальные исследования такого источника питания показали, что он обладает следующими характеристиками: выходное напряжение 1,5 в ; нагрузочный ток 20 ма ; коэффициент стабилизации 20 000; выходное сопротивление $0,5 \cdot 10^{-3} \text{ ом}$; временной дрейф 1 $\text{мкв}/\text{ч}$; температурный дрейф 1 $\text{мкв}/^\circ\text{С}$; допустимые колебания сетевого напряжения $\pm 10\%$.

Полная величина нестабильности напряжения $U_{\text{вых}}$ может быть найдена путем сложения составляющих частных нестабильностей. Но поскольку вероятность самого неблагоприятного сочетания всех воздействующих факторов падает с увеличением их числа, то в целом нестабильность напряжения $U_{\text{вых}}$ стабилизатора можно определить как среднеквадратичную всех составляющих [2], которая для рассмотренного случая не превышает 0,002%.

ЛИТЕРАТУРА

1. С. Д. Додик. Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока. М., «Советское радио», 1962.
2. В. И. Карпов. Полупроводниковые компенсационные стабилизаторы напряжения и тока. М., «Энергия», 1967.
3. В. И. Диденко. Применение полупроводниковых дифференциальных усилителей в качестве нуль-органов аналого-цифровых преобразователей.— Доклады научно-техн. конференции по итогам научно-исслед. работ за 1964—1965 гг. Секция по автоматике, вычислительной и измерительной технике, подсекция электроизмерительной техники. М., МЭИ, 1965.
4. В. И. Анисимов. К расчету нестабильности режима и дрейфа нуля усилительных каскадов на транзисторах.— В сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. 8. М., «Советское радио», 1962.
5. В. М. Белов. Низковольтный стабилизатор напряжения на полупроводниковых элементах.— Изв. СО АН СССР, 1964, № 6, вып. 2.

*Поступило в редакцию
25 июня 1968 г.*