

ОБЪЕДИНЕННЫЙ ИНСТИТУТ ЯДЕРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ  
ЛАБОРАТОРИЯ ВЫСОКИХ ЭНЕРГИЙ

Ц 362  
С-218

Ю.В. Сафрошкин

2133

ПЕРЕХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ  
И УСТОЙЧИВОСТЬ ТРАНЗИСТОРНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ  
НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Автореферат диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель  
кандидат технических наук  
Б.Н. Кононов

Дубна 1965

Ю.В. Сафрошкин

2133

24/3 69

ПЕРЕХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ  
И УСТОЙЧИВОСТЬ ТРАНЗИСТОРНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ  
НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Автореферат диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель  
кандидат технических наук  
Б.Н. Кононов

Объединенный институт  
ядерной энергии  
БИБЛИОТЕКА

# 1.

Стабилизаторы постоянного напряжения и тока являются одним из наиболее распространенных функциональных узлов радиоэлектронной аппаратуры. Это обстоятельство наряду с закономерной тенденцией транзисторизации аппаратуры обусловило быстрое увеличение количества работ, посвященных полупроводниковым стабилизаторам.

При всей обширности общей литературы обращает на себя внимание бедность материалов, касающихся переходных и частотных характеристик, а также устойчивости стабилизаторов. Это обусловлено относительной сложностью упомянутых вопросов и возможностью на первых этапах эмпирически преодолеть трудности, следующие из их недостаточного понимания.

Эмпирические приемы в редких случаях оказываются оптимальными, а поэтому могут быть приемлемы только на начальных этапах развития стабилизирующих схем. В настоящее время можно считать назревшим систематическое рассмотрение вопросов, связанных с динамикой полупроводниковых стабилизаторов. Такому рассмотрению и посвящена реферируемая работа. Актуальность ее обусловлена не только упомянутым выше быстрым количественным ростом полупроводниковой аппаратуры, но и непрерывно возрастающими требованиями к ее качеству и надежности, которые в значительной степени зависят от стабилизированных источников питания.

В диссертации представлены результаты теоретического и экспериментального исследования различных вариантов полупроводниковых стабилизаторов, причем внимание концентрируется на изучении переходных, частотных характеристик и различных видов неустойчивостей.

Автор надеется, что полученные выводы и рекомендации смогут быть полезными инженерно-техническим работникам, имеющим дело с разработкой и эксплуатацией стабилизированных источников питания. Поэтому, чтобы повысить наглядность результатов и облегчить усвоение расчетной методики, общие вопросы рассматриваются и иллюстрируются экспериментальным материалом на примерах вполне конкретных схем возрастающей сложности. Там, где это казалось целесообразным, материал представлен в форме сравнения близких по классу последовательных и параллельных схем.

Такая форма имеет целью, как и в предшествующих работах автора, подтвердить конкурентноспособность параллельных стабилизаторов, незаслуженно мало используемых в инженерной практике. Некоторые из разработанных автором практических схем источников питания, реализованных на основе как последовательной, так и параллельной структур, описаны в приложении II.

Диссертация состоит из предисловия, пяти глав, двух приложений и библиографии.

## 2.

Первая глава посвящена выбору методики анализа, выбору моделей (эквивалентных схем) и определению параметров основных элементов, входящих в состав стабилизаторов.

В работе рассматриваются стабилизаторы непрерывного действия (в отличие от так называемых импульсных стабилизаторов, составляющих предмет специального рассмотрения), основными элементами которых являются сопротивления, конденсаторы, опорные кремниевые стабилитроны и полупроводниковые триоды.

Сопротивления и стабилитроны целесообразно считать частотнонезависимыми элементами. В отношении большинства широкоупотребляемых типов конденсаторов подобная аппроксимация не всегда оправдывается даже в ограниченном частотном диапазоне. Другими словами, конденсаторы в стабилизаторах далеко не всегда можно рассматривать как идеальные емкости. Неидеальность конденсаторов обусловлена, в основном, наличием паразитных индуктивного и омического сопротивления выводов. В главе I (см. табл. 1) приведены их величины, измеренные для многих типов бумажных и электролитических конденсаторов.

Узловые вопросы выбора эквивалентной схемы полупроводникового триода и методики анализа линеаризованных схем стабилизаторов решены автором в пользу унитарной эквивалентной схемы триода и топологического анализа цепей, составленных из проводимостей. Такой выбор дает возможность облегчить процедуру анализа как простых, так и более сложных схем по сравнению с матричными методами контурных токов и узловых напряжений. В первой главе этот выбор мотивируется более подробно, а также поясняется унитарная схема триода с общим эмиттером. Избранные элементы топологического анализа, достаточные для понимания встречающихся в тексте расчетных соотношений, кратко изложены в приложении I.

В заключение первой главы обсуждаются методика и результаты измерений параметров мощных триодов типов П201А и П4Д, используемых в дальнейших схемах в качестве силовых регулирующих триодов. Измерение параметров необходимо для достоверного сравнения теоретических выводов с результатами эксперимента.

## 3.

Если стабилизатор используется для питания импульсных устройств, то существенно уметь предсказать (и сформировать) его поведение в переходных режимах. Наибольший практический интерес с этой точки зрения представляет переходная функция выходного импеданса  $z_{\text{вых}}(t) = u_{\text{н}}(t)/\Delta i_{\text{н}}$ , где  $\Delta i_{\text{н}}$  — величина скачкообразного возмущающего тока нагрузки, или безразмерная переходная характеристика  $\zeta(t) = z_{\text{вых}}(t)/r_{\text{вых}}$ , где  $r_{\text{вых}}$  — установившееся выходное сопротивление (все для стабилизаторов напряжения).

Вторая глава посвящена установлению основных закономерностей формирования функций  $z_{\text{вых}}(t)$  и  $\zeta(t)$  на примерах простейших однокаскадных стабилизаторов: последовательного (каскад с общим коллектором — ОК) и параллельного (каскад с общим эмиттером — ОЭ) типов. Кроме основных закономерностей, справедливых при идеализированном рассмотрении, учитывается влияние на переходный процесс паразитных параметров конденсаторов, а также времени нарастания и длительности возмущающего импульса тока нагрузки.

На основании приведенного во второй главе теоретического и экспериментального материала можно сделать ряд выводов.

С точки зрения методики анализа и характера переходных процессов однокаскадные последовательный и параллельный стабилизаторы практически одинаковы.

Форма идеализированной переходной характеристики  $\zeta(t)$  однокаскадных стабилизаторов напряжения определяется, в основном, соотношением величин  $r_{\text{вых}}$ ,  $C_{\text{н}}$  (выходная емкость стабилизатора) и  $\tau_{\beta}$  (диффузионная постоянная, определяющая инерционность триода).

При проектировании стабилизаторов исходной для расчета переходного процесса является, помимо  $\tau_{\beta}$ , некоторая величина (назовем ее условно полосой переходного процесса)

$$\Delta \tau = \lambda \frac{\Delta u_{\text{н}}}{\Delta i_{\text{н}}},$$

где

$\Delta i_{\text{н}}$  — заданная величина максимальных скачков тока нагрузки,

$\Delta u_{\text{н}}$  — допустимое отклонение выходного напряжения (мгновенные значения),

$\lambda$  — некоторый коэффициент запаса на разброс параметров.

Возможны такие случаи, когда: а) в пределах заданной полосы переходный процесс должен быть непременно монотонным (достаточно редко) или б) когда нагрузка не критична к кратковременным выбросам напряжения, превышающим установившееся отклонение. В обоих случаях установившееся выходное сопротивление стабилизатора.

следует выбирать на основании равенства  $\tau_{\text{вых}} = \Delta\tau$ . В первом случае выходная емкость выбирается на основании соотношения

$$C_H \geq 0,25 \frac{\tau_{\beta}}{\tau_{\text{вых}}} \quad (1)$$

Во втором случае - с учетом допустимой величины основного (первого) выброса  $\delta_{\text{доп}}^m = \zeta_{\text{макс}}^{-1}$  переходной характеристики  $\zeta$

$$C_H \geq \frac{\tau_{\beta}}{m(\delta_{\text{доп}}) \tau_{\text{вых}}} \quad (2)$$

где  $m$  - коэффициент коррекции, служащий параметром семейства колебательных переходных характеристик и связанный определенным соотношением с величиной выброса. Существенное отклонение от знака равенства в (1) и (2) приводит к неоправданному увеличению  $C_H$  и поэтому нежелательно.

В большинстве остальных случаев требования к переходному процессу целесообразно варьировать двояким образом: а) при заданной полосе  $\Delta\tau$  вписать в нее переходную функцию  $z_{\text{вых}}(t)$  так, чтобы комбинация параметров  $\tau_{\text{вых}}$  и  $C_H$  стабилизатора была технически наиболее выгодной; б) выбрав некоторым образом один из параметров  $\tau_{\text{вых}}$  или  $C_H$ , рассчитать другой таким образом, чтобы полученная комбинация обоих параметров при ее технической равноценности с остальными комбинациями обеспечивала наименьшую полосу, занимаемую переходной функцией  $z_{\text{вых}}(t)$ .

На основании сформулированных понятий технической равноценности и технической оптимальности в гл. 2 показано, что в этих случаях расчет следует вести, исходя из (2) в сочетании с полученными критериями технической оптимальности; соблюдение критериев обеспечивает выбор оптимальных колебательных переходных функций, имеющих величину относительного выброса в диапазоне  $0,2 < \delta_{\text{опт}} < 3$ . Оптимальные переходные функции соответствуют меньшим, по сравнению с критическим режимом (см. (1)), величинам установившегося сопротивления и значительно меньшим (от четырех до пятнадцати и более раз) величинам выходных емкостей.

Помимо максимально экономного сочетания  $\tau_{\text{вых}}$  и  $C_H$ , критерии оптимальности помогают подавить паразитный индуктивный выброс переходной функции с помощью меньшего вспомогательного конденсатора  $C_H'$ . Это обстоятельство становится существенным, если фронты импульсов тока имеют порядок единиц микросекунд и меньше. Выбор величины  $C_H'$  мотивируется в гл. 2.

Дополнительное обстоятельство в пользу колебательных переходных функций, которое также обсуждается в главе 2, связано с необходимостью учета внутреннего сопротивления фильтра, питающего последовательные стабилизаторы, в тех случаях, когда длительность импульса тока нагрузки сравнима с постоянной времени фильтра.

Рассмотренный во второй главе материал может быть полезен для оценки импульсной нагрузочной способности не только полупроводниковых стабилизаторов, но и обычных каскадов ОЭ и ОК.

#### 4.

Третья глава посвящена обоснованию возможности и целесообразности применения развитой в главе 2 и практически достаточно простой методики к многокаскадным стабилизаторам напряжения и стабилизаторам тока. Помимо общих вопросов и ряда примеров в главе 3 еще раз рассматривается влияние паразитных параметров конденсаторов, а также влияние граничной частоты триодов и различного рода нелинейностей на процессы в многокаскадных стабилизаторах.

Материал третьей главы позволяет заключить следующее.

Переходные процессы в многокаскадных стабилизаторах напряжения можно и целесообразно исследовать упрощенно с помощью методики, изложенной в главе 2. Согласно этой методике форма переходной характеристики определяется, в основном, соотношением следующих величин (без учета паразитных параметров конденсаторов): а) установившимся выходным сопротивлением  $\tau_{\text{вых}}$ ; б) эквивалентной постоянной  $\tau_{\beta}$ , определяющей общую инерционность разомкнутого усилительного тракта (аналог  $\tau_{\beta}$  в однокаскадных схемах); в) выходной емкостью  $C_H$ . Топологический метод анализа линеаризованных цепей позволяет быстро оценить  $\tau_{\text{вых}}$  и  $\tau_{\beta}$ .

Выходное сопротивление может значительно изменяться в зависимости от режима стабилизатора, величины возмущения, разброса параметров и т.п. факторов. При расчетах переходных процессов следует использовать наибольшее усредненное для заданных условий значение  $\tau_{\text{вых,макс}}$ . Постоянная  $\tau_{\beta}$  меняется менее существенно, а ее изменения еще в меньшей степени влияют на форму переходного процесса, и ими можно пренебречь.

Основная цель увеличения числа каскадов стабилизаторов напряжения - уменьшение внутреннего сопротивления. Обычно  $\tau_{\text{вых}} < 0,1$  ом, часто  $\tau_{\text{вых}} < 0,01$  ом. В таких условиях задача формирования монотонных переходных процессов практически трудно осуществима не только из-за чрезмерной величины требуемой емкости  $C_H$ , но также из-за возрастания относительного влияния паразитных параметров конденсаторов. В устойчивых стабилизаторах реальнее сформировать оптимальные колебательные переходные характеристики, позволяющие обойтись намного меньшей величиной  $C_H$  (см. выше) и, как следствие, использовать более качественные конденсаторы.

В целях уменьшения общей импульсной помехи следует считать целесообразным

применение в стабилизаторах высокочастотных мощных триодов и специальных конденсаторов с уменьшенными паразитными параметрами. Расширение производства таких триодов и конденсаторов является актуальным в связи с непрерывно возрастающим многообразием полупроводниковых импульсных устройств, а также в связи с возрастающими требованиями к их качеству и надежности.

Последовательные и параллельные стабилизаторы одного класса ( по количеству усилительных триодов и их качеству) при одинаковых емкостях  $C_H$  имеют близкие переходные характеристики.

Стабилизаторы тока дуальны относительно стабилизаторов напряжения. Поэтому для описания переходных процессов к стабилизаторам тока применима та же методика с точностью до взаимной замены дуальных характеристик, параметров и т.п.

Усилительные свойства полупроводниковых триодов (особенно мощных), используемых в стабилизаторах, наиболее полно отражаются крутизной  $S \approx \beta / r$ , где  $\beta$  - коэффициент передачи тока от базы к эмиттеру, а  $r$  - входное сопротивление триода при включение ОЭ. Крутизна, к тому же, является более стабильной величиной, чем  $\beta$  и  $r$  отдельно. При расчетах многокаскадных схем можно использовать усредненные параметры триодов; использование только наилучших справочных значений приводит к занижению реальных возможностей схем.

## 5.

Четвертая глава диссертации посвящена рассмотрению причин самовозбуждения полупроводниковых стабилизаторов, его связи с частотными характеристиками и рассмотрению способов коррекции характеристик для обеспечения устойчивости. Эти вопросы анализируются с привлечением графоаналитического метода логарифмических амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик и с учетом специфики полупроводниковых стабилизаторов.

Склонность к высокочастотному самовозбуждению (колебательная неустойчивость), присущая большинству многокаскадных усилительных схем, в стабилизаторах выражена особенно резко благодаря двум обстоятельствам: а) наличию принципиально необходимой и весьма глубокой отрицательной обратной связи, охватывающей все каскады стабилизатора; б) необходимостью сохранять в петле этой обратной связи максимальное усиление на низких и нулевых частотах, что затрудняет использование корректирующих цепей постоянного тока и снижает их эффективность. Указанные обстоятельства необходимо учитывать при проектировании многокаскадных стабилизаторов.

С точки зрения устойчивости рационально так распределить граничные частоты каскадов стабилизатора по диапазону, чтобы самая нижняя частота отличалась от остальных примерно на порядок. Тогда устойчивость стабилизатора в широком диапазоне

температур и режимов, а также при значительном разбросе параметров обеспечивается наименьшей выходной емкостью, выбранной на основании равенства

$$C_H \geq \frac{\rho_0}{\omega_0 R'_H} \quad (3)$$

и соответствующей колебательной переходной функции  $z_{\text{вых}}(t)$  при величине выброса  $\delta = 0,3$ . В (3) обозначено:  $\rho_0 = |\rho(\omega)|_{\omega \rightarrow 0}$  - коэффициент регенерации цепи (в системах с явной одноконтурной обратной связью эквивалентен известному понятию глубины обратной связи);  $\omega_0$  - граничная частота (круговая) самого инерционного каскада схемы;  $R'_H$  учитывает внешнюю омическую нагрузку стабилизатора и внутреннее сопротивление регулирующего каскада.

Если частотные свойства каскадов близки, то рассчитывать емкость необходимо из неравенства (3); коэффициент, определяющий глубину неравенства, может изменяться от 1 (предыдущий случай) до 10 в худшем случае, когда схема имеет 4-5 каскадов с равными граничными частотами.

При меньших, по сравнению с рассчитанными на основании (3), значениях выходной емкости устойчивость стабилизатора можно обеспечить, используя корректирующие цепи (которые рассматриваются в гл. 4). Следует помнить, что эффективная коррекция неизбежно связана с потерей усиления на постоянном токе, низких и средних частотах. Поэтому прежде чем обращаться к многокаскадным схемам с коррекцией, следует тщательно изучить возможности получения тех же параметров от схем с меньшим числом каскадов, устойчивых без коррекции. Примером получения хорошей точности от двух-трехкаскадных стабилизаторов является использование прямых компенсирующих связей по возмущениям (по входному напряжению или току нагрузки для стабилизаторов напряжения).

Наличие паразитной индуктивности конденсаторов и соединительных проводов повышает, в целом, склонность стабилизатора к самовозбуждению. В этом отношении применение высококачественных выходных конденсаторов и рационального монтажа также является целесообразным.

Вышеперечисленные рекомендации подробно мотивируются в главе 4.

## 6.

В пятой главе впервые анализируется новое, недавно обнаруженное свойство некоторых стабилизирующих схем. Оно названо автором триггерной самозащитой, поскольку связано со способностью стабилизатора при определенных внешних условиях переходить в триггерную (двухкаскадную с положительной обратной связью) конфигурацию и используется для защиты последовательных стабилизаторов от перегрузок и коротких замыканий на выходе.

Рассматриваются стабилизатор с простой триггерной самозащитой, имеющий на своей нагрузочной характеристике одну особую точку (точку перегиба) и предложенный автором стабилизатор со сложной триггерной самозащитой, имеющий нагрузочную характеристику более сложной формы, что обеспечивает более эффективную защиту как от промежуточных перегрузок, так и от коротких замыканий.

Систематическое рассмотрение установившихся и переходных режимов стабилизаторов с триггерной самозащитой, обладающих двумя устойчивыми состояниями и способных к релаксационным переходам между этими состояниями, проводится в главе 5 (так же, как и в главах 3, 4) с привлечением важной в теории цепей функции коэффициента регенерации  $\rho$ . Показано, что в таких схемах вещественная величина  $\rho(0) = \rho(j\omega)|_{\omega \rightarrow 0}$  должна изменяться от больших (по модулю) отрицательных значений (необходимых в режиме стабилизации) до положительных значений, равных или превышающих единицу (необходимых для регенеративного переброса в выключенное состояние при перегрузках). Показано также, что реализовать подобные схемы можно лишь с использованием нелинейных обратных связей, в частности, с использованием полной прямой или обратной ветви вольтамперной характеристики кремниевых стабилитронов.

Таким образом, материал главы 5 еще раз подтверждает более глубокое содержание и более глубокие возможности нелинейных связей в полупроводниковых схемах. Нелинейная связь в сочетании с двумя типами проводимости полупроводниковых приборов позволяет реализовать схемы, с одинаковым успехом работающие в стационарном режиме линейного усиления или в режиме регенеративного переключения и обладающие, в зависимости от внешних условий, отрицательным или положительным коэффициентами регенерации. Такие схемы могут быть использованы не только в стабилизаторах (пример их использования в качестве линейного усилителя, обладающего одновременно пороговыми и триггерными свойствами, приводится в главе 5). Они не имеют ламповых аналогов и демонстрируют преимущества и большую гибкость полупроводниковой техники.

Стабилизаторы с триггерной самозащитой представляют собой яркое свидетельство указанных преимуществ. Из всех возможных вариантов защиты от токовых перегрузок триггерная самозащита является наиболее простой, не требует использования специальных защитных элементов, обеспечивает максимальное быстродействие и высокую надежность.

7.

Практические результаты диссертационной работы кратко сводятся к следующему:

1. Разработана простая и достаточно точная методика анализа переходных процессов в полупроводниковых стабилизаторах (главы 2, 3).

2. Показана целесообразность формирования оптимальных колебательных переходных процессов, обеспечивающих значительную экономию габаритов выходных конденсаторов (главы 2 и 3).

3. Измерены усредненные паразитные параметры многих распространенных типов бумажных и электролитических конденсаторов. Исследовано влияние паразитных параметров конденсаторов на переходный процесс. Обоснована целесообразность расширения производства специальных малоиндуктивных конденсаторов для подавления импульсных помех и высокочастотных мощных триодов с целью их использования в стабилизаторах (главы 2-4).

4. Показано, что стабилизаторы последовательного и параллельного типов одного класса (по количеству и качеству усилительных триодов) обладают близкими переходными характеристиками (главы 2, 3).

5. Предложен удобный инженерный анализ стабилизаторов на устойчивость с использованием логарифмических частотных характеристик, а также средства борьбы с самовозбуждением стабилизаторов (глава 4).

6. Исследована и рекомендуется к использованию триггерная самозащита стабилизаторов от перегрузок. Объясняются принципы ее действия и способы реализации (глава 5).

7. Разработано, теоретически и экспериментально исследовано значительное количество практически полезных схем как самих стабилизаторов, так и стабилизированных источников питания (главы 2-4, Приложение 2).

Из методических результатов работы можно отметить следующие:

8. На конкретных примерах демонстрируются сущность и преимущества унитарной схемы ОЭ полупроводникового триода и топологического анализа линеаризованных усилительных схем (главы 1-3, Приложение 1).

9. Показано, что дифференциальная крутизна триода ОЭ обладает хорошей линейностью и постоянством, и ее можно использовать в качестве одного из основных расчетных параметров триодов, особенно мощных (главы 1-3).

10. Показана возможность использования усредненных справочных параметров триодов при расчетах многокаскадных схем (глава 3).

11. Практически подтверждена целесообразность использования коэффициента регенерации (возвратного отношения) для анализа различных явлений в одной и той же цепи (главы 3-5).

12. Предложен способ измерения коэффициента регенерации (отрицательного) в стабилизаторах без размыкания контура обратной связи (глава 4).

13. Подтверждаются богатые возможности нелинейных обратных связей и целесообразность их широкого использования в полупроводниковой электронике (глава 5).

Значительная часть материалов диссертации докладывалась и обсуждалась:

1. На Всесоюзной научной сессии, посвященной Дню радио. Май 1962 г.
2. На VI конференции по ядерной электронике. Февраль 1964 г.
3. На Московском городском конкурсе 1964 года на лучшие научно-исследовательские работы, разработки и конструирование радиоэлектронной аппаратуры, предназначенной для использования в народном хозяйстве и науке (3-я премия, организатор - общество им. А.С.Попова);

а также опубликована в работах:

1. Ю.В.Сафрошкин. Транзисторные усилители переменного тока с отрицательной обратной связью. В сб. "Полупроводниковые приборы и их применение" под ред. Я.А.Федотова, "Советское радио", вып. 9, 1963, стр. 253-266.
2. Ю.В.Сафрошкин. Расчет силовых цепей полупроводниковых компенсационных стабилизаторов. "Электросвязь", 1963, № 5, стр. 58-69.
3. Ю.В.Сафрошкин. Высокостабильный регулируемый источник питания на полупроводниковых приборах. Сб. ПНТПО № 4-64-601/16, ГОСИНТИ, 1964, стр. 3-11.
4. Ю.В.Сафрошкин. Стабилизаторы постоянного напряжения с двухконтурным питанием. Препринт ОИЯИ 1363, Дубна, 1963.
5. Ю.В.Сафрошкин. Колебательная и аperiodическая неустойчивость полупроводниковых стабилизаторов. Сб. "Полупроводниковые приборы..." (см. <sup>1/1/</sup>), вып. 13, 1965 г.
6. Ю.В.Сафрошкин. Некоторые практические схемы полупроводниковых стабилизированных источников питания. Препринт ОИЯИ 1708, Дубна 1964.
7. Ю.В.Сафрошкин. Полупроводниковые стабилизированные источники питания на выходные напряжения 150 и 300 вольт. ПТЭ, 1964, № 6, стр. 99-103.  
То же - приоритетное удостоверение № 40140 от 28/9 1963 г., зарегистрированное ГК по делам изобретений.
8. Ю.В.Сафрошкин. Низковольтный лабораторный стабилизированный выпрямитель. Приоритетное удостоверение № 38450 от 15/7-1963 г.

Рукопись поступила в издательский отдел  
23 апреля 1965 г.