

**ГЛАВА 6**  
**ЛИНЕЙНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ**

Составитель:  
к.т.н., доцент кафедры РЛ1  
Родин М.В.

Москва – 2021

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>6.1 Введение</b> .....	3
<b>6.2 Основы линейной стабилизации</b> .....	4
6.2.1 Принцип работы линейного стабилизатора .....	–
6.2.2 Вывод соотношений для определения основных параметров .....	17
<b>6.3 Источники опорного напряжения</b> .....	20
<b>6.4 Интегральные стабилизаторы</b> .....	30
<b>6.5 LDO стабилизаторы</b> .....	37
<b>6.6 Стабилизаторы тока</b> .....	50
<b>6.7 Основы расчёта линейных стабилизаторов</b> .....	58
<b>6.8 Шумы в линейных стабилизаторах</b> .....	62
<b>Контрольные вопросы и задачи</b> .....	65
<b>Список литературы</b> .....	67

## 6.1 Введение

Для нормального функционирования радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) очень часто необходимо обеспечить ее стабильным напряжением электропитания. Устройства, автоматически поддерживающие неизменным напряжение (ток) на своем выходе, называют *стабилизаторами* напряжения (тока). Как правило, стабилизаторы входят в состав источника электропитания (ИЭП).

В настоящее время наибольшее распространение получили компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения. Они представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования с отрицательной обратной связью (ОС). Стабилизация в них осуществляется за счёт изменения параметров регулирующего элемента (РЭ) – как правило, транзистора – при воздействии на него сигнала ОС. В компенсационных стабилизаторах транзистор может работать как в непрерывном режиме (линейном), так и в импульсном. Соответственно ИЭП с компенсационными стабилизаторами непрерывного действия принято называть *линейными*.

Обобщённая структурная схема типового линейного ИЭП представлена на рисунке 6.1.

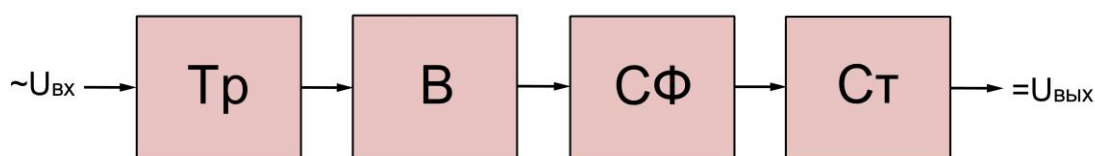


Рисунок 6.1 – Структура типового линейного ИЭП

Тр – трансформатор; В – выпрямитель; СФ – сглаживающий фильтр; Ст – стабилизатор напряжения;  $U_{вх}$  – напряжение на входе ИЭП;  $U_{вых}$  – напряжение на выходе ИЭП

Основными элементами типового линейного ИЭП являются: силовой трансформатор  $Tr$ , выпрямитель  $V$ , сглаживающий фильтр  $СФ$  и компенсационный стабилизатор постоянного напряжения с непрерывным регулированием  $Ст$ .

Отметим, что в настоящее время сильна тенденция применения линейных стабилизаторов как составных частей более сложных распределённых систем электропитания, в которые наравне с линейными стабилизаторами могут входить и импульсные. Трансформаторы и выпрямители при этом как составные части линейного ИЭП не используют.

В таблице 6.1 приведены приближенные значения требуемой стабильности напряжений электропитания для различной РЭА.

Таблица 6.1

№ п/п	Электрические цепи РЭА	Допустимые нестабильности напряжения, %
1	Радиовещательные станции	2-3
2	Ускоряющие цепи электронно-лучевых приборов	0,5-0,8
3	Электронные микроскопы	$5 \cdot 10^{-4}$ - $10^{-3}$
4	Клистронные усилители мощности	0,05-0,1
5	Многокаскадные усилители постоянного тока	0,005-0,01
6	Приёмное радиолокационное устройство	0,05-0,1

## 6.2 Основы линейной стабилизации

### 6.2.1 Принцип работы линейного стабилизатора

В общем случае компенсационные стабилизаторы напряжения (тока) с непрерывным регулированием обладают лучшими параметрами, чем параметрические стабилизаторы. Принцип их действия основан на том, что последовательно (последовательный стабилизатор) или параллельно (параллельный стабилизатор) с нагрузкой  $R_H$  включают некоторое компенсационное сопротивление  $R_K$ , как это показано на рисунке 6.2.

В схеме последовательного стабилизатора (рисунок 6.2а) входное напряжение  $U_{\text{вх}}$  распределяется между  $R_K$  и  $R_H$ :  $U_{\text{вх}} = U_K + U_H$ . Стабилизация напряжения на нагрузке достигается за счёт изменения  $R_K$ , а следовательно, и падения напряжения на  $R_K$  в соответствии с принципом:

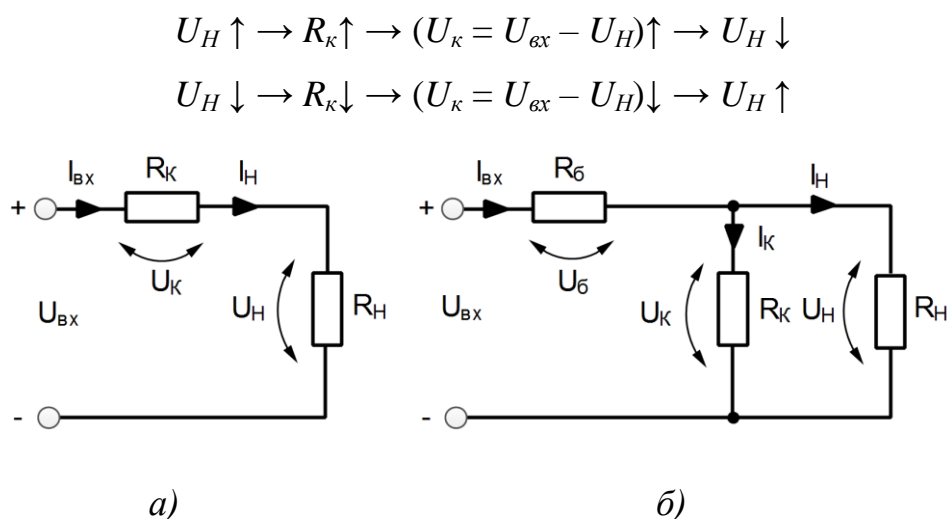


Рисунок 6.2 – Эквивалентные схемы компенсационных стабилизаторов

а – последовательного; б – параллельного

При параллельном соединении компенсационного резистора  $R_K$  и нагрузки  $R_H$  (рисунок 6.2б) входное напряжение  $U_{\text{вх}}$  подаётся на делитель напряжения, образованный балластным резистором  $R_б$  и параллельно включенными  $R_K$  и  $R_H$ . Стабилизация напряжения  $U_H$  осуществляется за счёт изменения  $R_K$ . При этом изменяется ток  $I_{\text{вх}} = I_K + I_H$ . Изменение  $I_{\text{вх}}$  приводит к изменению падения напряжения на балластном сопротивлении  $R_б$  – и напряжение на нагрузке поддерживается постоянным:

$$U_H \uparrow \rightarrow R_K \downarrow \rightarrow I_K \uparrow \rightarrow (I_{\text{вх}} = I_K + I_H) \uparrow \rightarrow U_б \uparrow \rightarrow U_H \downarrow$$

$$U_H \downarrow \rightarrow R_K \uparrow \rightarrow I_K \downarrow \rightarrow (I_{\text{вх}} = I_K + I_H) \downarrow \rightarrow U_б \downarrow \rightarrow U_H \uparrow$$

Изменение сопротивления  $R_K$  в стабилизаторах происходит автоматически в зависимости от текущих значений  $I_H$ ,  $U_{\text{вх}}$  и  $U_H$ .

Чаще всего в качестве  $R_K$  используют транзисторы (рисунок 6.3). При использовании биполярного транзистора  $R_K$  представляет собой сопротивление перехода коллектор-эмиттер. Управляющим электродом является база транзистора. Для полевого транзистора  $R_K$  – сопротивление канала между стоком и истоком. Управляющим электродом является затвор.

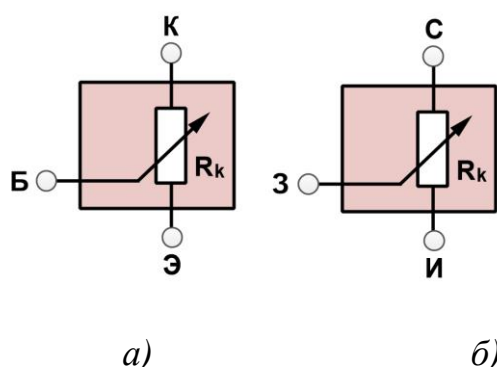


Рисунок 6.3 – Транзисторы в качестве компенсационных сопротивлений

*а* – биполярный; *б* – полевой

Чаще всего в линейных стабилизаторах РЭ включают последовательно с нагрузкой. В этом случае стабилизатор называют последовательным (рисунок 6.4а).

Иногда РЭ включают параллельно нагрузке, и тогда стабилизатор называют параллельным (рисунок 6.4б). В параллельном стабилизаторе используют также балластное сопротивление  $R_6$ , включаемое последовательно с нагрузкой.

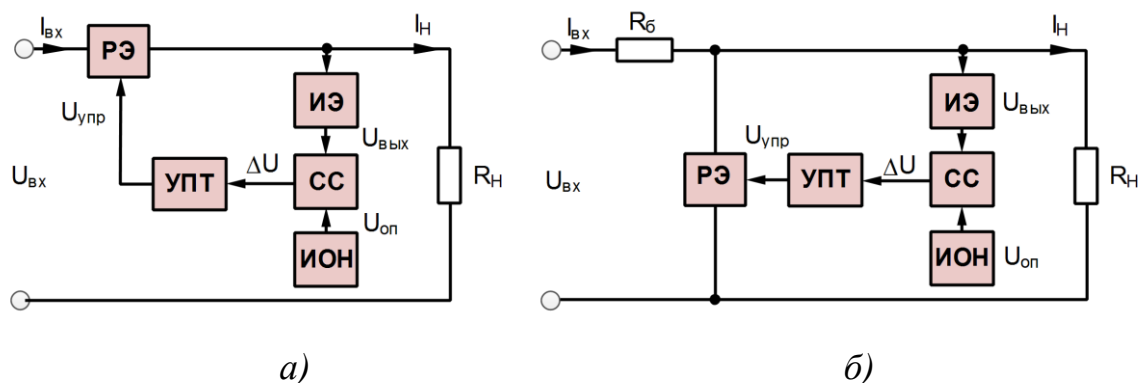


Рисунок 6.4 – Структуры стабилизаторов с последовательным (*а*) и параллельным (*б*) соединением регулирующего элемента

РЭ – регулирующий элемент; УПТ – усилитель постоянного тока; ИЭ – измерительный элемент; СС – схема сравнения; ИОН – источник опорного напряжения

Типовой линейный стабилизатор состоит из регулирующего элемента РЭ, включенного последовательно или параллельно с нагрузкой, схемы сравнения

*СС*, измерительного элемента *ИЭ*, источника опорного напряжения *ИОН* и усилителя постоянного тока *УПТ*.

Регулирующий элемент РЭ используют как регулируемое сопротивление, величина которого изменяется так, что выходное напряжение будет оставаться практически постоянным. В схеме сравнения *СС* сравниваются выходное и опорное напряжения. Разность этих напряжений  $\Delta U = U_{вых} - U_{оп}$  (сигнал рассогласования), усиленная *УПТ*, является управляющим напряжением  $U_{упр}$ , задающим необходимое внутреннее сопротивление РЭ. Например, при увеличении входного напряжения стабилизатора увеличивается его выходное напряжение, на выходе *СС* появляется сигнал рассогласования, который усиливается *УПТ* и поступает на вход РЭ. Сопротивление транзистора увеличивается, увеличивается и падение напряжения на нём, в результате чего выходное напряжение уменьшается и становится равным первоначально установленному значению.

В качестве *ИОН* обычно используют ту или иную электронную цепь на основе стабилитрона (как правило, однокаскадный параметрический стабилизатор на кремниевом стабилитроне). От качества *ИОН* существенно зависит качество работы стабилизатора. Если по какой-либо причине изменяется напряжение стабилизации стабилитрона, то изменяется и напряжение на выходе компенсационного стабилизатора. Это следует учитывать при выборе стабилитрона. Прежде всего, необходимо обращать внимание на:

- разброс значений напряжения стабилизации, который, в среднем составляет от 0,1 до 0,4 В;
- температурный коэффициент напряжения (ТКН) стабилизации;
- допустимый диапазон изменения тока стабилизации.

Назначение *СС* – определять отклонение выходного напряжения (или его части) от заданного (опорного) напряжения  $U_{оп}$  и передавать это отклонение на

схему *УПТ* по цепи ОС. Схема сравнения может быть выполнена на одном или нескольких транзисторах, операционном усилителе. В стабилизаторах напряжения *СС* обычно совмещают с *УПТ* и *ИОН*.

Схему сравнения выполняют, как правило, по принципу измерительного моста – это типовая измерительная схема сравнения, актуальная, впрочем, не только в стабилизаторах напряжения.

Рассмотрим измерительный мост более подробно. Его схема приведена на рисунке 6.5.

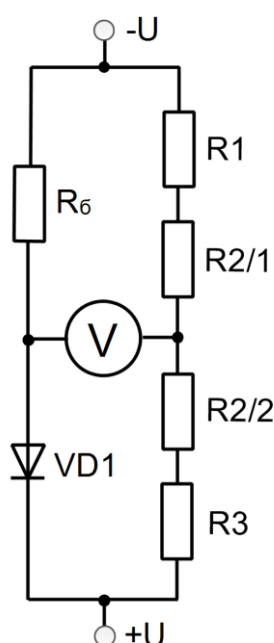


Рисунок 6.5 – Схема измерительного моста

Источник опорного напряжения  $R_6$ - $VD1$  и делитель напряжения  $R1$ - $R2$ - $R3$  подключены к выходу стабилизатора параллельно. Переменный резистор  $R2$  для наглядности поделен на схеме на две половины – два постоянных резистора  $R2/1$  и  $R2/2$ . Если к средним точкам этих цепочек подключить вольтметр, то он будет реагировать на разность напряжений, между этими точками. А если использовать вольтметр со шкалой, у которой нуль находится посередине, тогда наглядно будет видно, в какой средней точке напряжение выше, а в какой ниже. Основное состояние измерительного моста,



которое используется в стабилизаторе напряжения, это – явление баланса моста, состояние, при котором значение напряжения в средних точках равно.

Предположим, что сопротивление резисторов  $R1$  и  $R3$  равны, а «ползунок» резистора  $R2$  находится в среднем положении. Тогда сопротивления плеч  $R1+R2/1$  и  $R2/2+R3$  равны. Это означает, что на выводе «ползунка» резистора  $R2$  будет ровно половина находящегося на клеммах напряжения.

Предположим, что мы подали на клеммы ровно 9 В, тогда в средней точке резисторов будет 4,5 В (ровно половина). Источник опорного напряжения мы поставим на напряжение стабилизации 4,5 В – равное значению средней точки делителя на резисторах  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$ . Поэтому по причине отсутствия разности потенциалов в средних точках стрелка вольтметра будет стоять на нуле.

Если мы увеличим напряжение до 10 В, то в средней точке делителя  $R1+R2/1$  и  $R2/2+R3$  напряжение поднимется до 5 В, а на источнике опорного напряжения оно так и останется 4,5 В – и стрелка вольтметра отклонится влево на 0,5 В.

Если, наоборот, мы уменьшим напряжение до 8 В, то в средней точке делителя  $R1+R2/1$  и  $R2/2+R3$  напряжение уменьшится до 4 В, а на источнике опорного напряжения оно по-прежнему останется 4,5 В – и теперь стрелка вольтметра отклонится вправо на 0,5 В.

*ИЭ* обычно представляет собой резистивный делитель напряжения, подключенный к выходу стабилизатора. Основное требование к *ИЭ* – постоянство коэффициента деления. В цепи *ИЭ* может быть включен переменный или подстроечный резистор, что позволяет в определённых пределах изменять выходное напряжение.

*УПТ* обычно совмещают со *СС*. Для увеличения коэффициента стабилизации и уменьшения погрешностей, вызванных изменением

температуры и разбросами параметров элементов, применяют дифференциальные схемы УПТ. Лучшими характеристиками обладают стабилизаторы с многокаскадными УПТ или УПТ, выполненными на операционных усилителях.

В качестве РЭ используют один или несколько транзисторов, включенных по схеме Дарлингтона. При токах нагрузки более 300-500 мА регулирующий транзистор устанавливают на теплоотвод (радиатор), геометрические параметры которого определяются, в основном, рассеиваемой мощностью транзистора и условиями теплообмена между радиатором и окружающей средой.

Уравнение выходного напряжения стабилизатора для схемы, показанной на рисунке 6.4а, будет иметь вид

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{УПТ}} (U_{\text{он}} - K_{\text{ДН}} U_{\text{вых}}), \quad (6.1)$$

где  $K_{\text{УПТ}}$  – коэффициент усиления УПТ и РЭ;  $U_{\text{он}}$  – опорное напряжение;  $U_{\text{вых}}$  – напряжение на выходе стабилизатора;  $K_{\text{ДН}}$  – коэффициент передачи делителя напряжения ( $K_{\text{ДН}} < 1$ ).

Из (6.1) можно найти напряжение на выходе стабилизатора:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{он}}}{1 + K_{\text{УПТ}} K_{\text{ДН}}}. \quad (6.2)$$

Обычно  $K_{\text{УПТ}}$  большой, поэтому уравнение (6.2) можно записать в виде:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{он}}}{K_{\text{ДН}}}. \quad (6.3)$$

Из уравнения (6.3) следует, что напряжение на выходе стабилизатора не зависит от изменения входного напряжения и прямо пропорционально опорному напряжению, то есть стабильность выходного напряжения зависит только от нестабильности элементов цепи ОС и не зависит от нестабильности элементов цепи прямой передачи.

Использование делителя позволяет получить напряжение на нагрузке по значению, отличное от опорного напряжения.

Входное напряжение стабилизатора должно быть больше выходного напряжения не менее чем на значение падения напряжения на РЭ. Чем напряжение на РЭ меньше, тем выше коэффициент полезного действия (КПД) стабилизатора. Нормальная работа стабилизатора возможна при выполнении условия:

$$U_{\text{вх}} > U_{\text{вых}} > U_{\text{оп}} \approx U_{\text{ДН}}. \quad (6.4)$$

Изменение выходного напряжения (или его регулировка) в компенсационных стабилизаторах может осуществляться:

- делителем выходного напряжения;
- делителем опорного напряжения;
- одновременным делением опорного и выходного напряжения.

В общем случае компенсационные стабилизаторы, в отличие от параметрических, имеют меньшее выходное сопротивление за счёт наличия отрицательной ОС по напряжению, а следовательно, и лучшие стабилизирующие свойства.

К их достоинствам следует отнести простоту и высокую точность стабилизации. Основным недостатком – сравнительно низкий КПД (0,5-0,6), поскольку значительный расход мощности имеет место в РЭ, так как через него проходит весь ток нагрузки, а падение напряжения на нём равно разности между входным и выходным напряжениями стабилизатора.

Отметим также, что линейные стабилизаторы уменьшают не только медленные изменения напряжения, но и быстрые, как периодические, так и непериодические. Это объясняется тем, что схемы стабилизаторов практически безынерционны. Поэтому линейный стабилизатор можно рассматривать и как сглаживающий фильтр.

Рассмотрим далее работу простейшего стабилизатора на биполярных транзисторах. Схема такого стабилизатора приведена на рисунке 6.6.

На схеме РЭ – транзистор  $VT1$ , УПТ – транзистор  $VT2$  и резистор  $R1$ , ИОН – стабилитрон  $VD1$  и резистор  $R2$ , датчик напряжения – резисторы  $R3$ ,  $R4$  и  $R5$ . Конденсаторы  $C1$  и  $C2$  предназначены для подавления пульсации выходного напряжения.

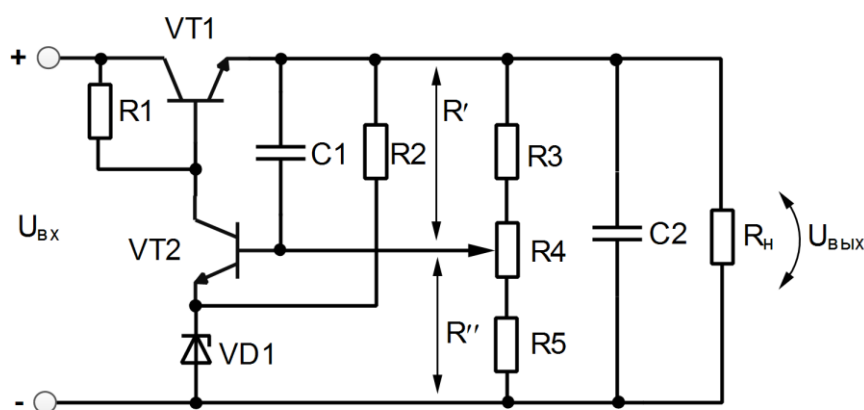


Рисунок 6.6 – Схема линейного стабилизатора

При изменении тока нагрузки, например, увеличении, в первый момент времени выходное напряжение уменьшится из-за увеличения падения напряжения на переходе коллектор-эмиттер РЭ (напряжение на входе остаётся неизменным). Это вызывает уменьшение падения напряжения на нижнем плече делителя выходного напряжения  $R3$ - $R4$ - $R5$ . Это напряжение приложено между базой транзистора  $VT2$  и минусовой шиной стабилизатора. Параметрический стабилизатор напряжения  $VD1$ - $R2$  обеспечивает неизменность напряжения между эмиттером транзистора  $VT2$  и минусовой шиной стабилизатора. Поэтому падение напряжения между базой и эмиттером усилительного транзистора  $VT2$  уменьшится.

Уменьшение напряжения между базой и эмиттером транзистора  $VT2$  приводит к уменьшению силы коллекторного тока транзистора  $VT2$  из-за наличия резистора  $R1$ . Последнее приводит к увеличению силы базового тока РЭ  $VT1$ . При увеличении силы тока базы падение напряжения  $U_{КЭ}$  между

коллектором и эмиттером транзистора  $VT1$  уменьшается. Последнее (при постоянном входном напряжении) приводит к приоткрыванию транзистора  $VT1$  (уменьшению его сопротивления), а значит, и обеспечивает увеличение выходного напряжения до первоначального значения.

Если в рассматриваемой схеме отсутствует конденсатор  $C1$ , то коэффициент сглаживания  $K_{сгл}$  пульсации приблизительно равен коэффициенту стабилизации выходного напряжения по входному  $K_U$ .

Включение конденсатора  $C1$  параллельно верхнему плечу делителя выходного напряжения, то есть шунтированию по переменной составляющей напряжения наблюдается рост  $K_{сгл}$  по сравнению с  $K_U$ . Ёмкость конденсатора  $C1$  выбирают такой, чтобы его сопротивление было, по крайней мере, на порядок меньше сопротивления верхнего плеча делителя выходного напряжения, то есть

$$\frac{1}{\omega \cdot C1} < 0,1R', \quad (6.5)$$

где  $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  – частота. Из соотношения (6.5) можно получить

$$C1 > \frac{10}{\omega \cdot R'}. \quad (6.6)$$

Следует иметь в виду, что уменьшение ёмкости конденсатора  $C1$  за счёт увеличения сопротивления  $R'$  не рекомендуется, так как при увеличении сопротивления  $R'$  надо увеличивать также и сопротивление  $R''$  нижнего плеча делителя выходного напряжения. А это приводит к росту постоянной времени  $\tau$  нижнего плеча делителя, равной  $\tau = R''C$ , где  $C$  – ёмкость монтажных проводов и усилительного транзистора  $VT2$ . Увеличение постоянной времени  $\tau$  уменьшает ослабление пульсации выходного напряжения, что вызывает необходимость дополнительного увеличения ёмкости конденсатора  $C1$ .

Пределы регулирования выходного напряжения в рассматриваемом стабилизаторе могут быть определены следующим образом.

Напряжение  $U''$  на нижнем плече  $R''$  делителя равно сумме напряжения  $U_{VD1}$  на стабилитроне  $VD1$  и напряжения  $U_{бэVT2}$  между базой и эмиттером усилительного транзистора  $VT2$ , то есть

$$U'' = U_{VD1} + U_{бэVT2}. \quad (6.7)$$

В то же время в соответствии с законом Ома можно записать:

$$\frac{U''}{R'_4 + R_5} = \frac{U_{вых}}{R_3 + R_4 + R_5}, \quad (6.8)$$

где  $R'_4$  – сопротивление потенциометра  $R4$  между его движком и резистором  $R5$ .

Из соотношения (6.7) и (6.8) следует:

$$U'' = U_{VD1} + U_{бэVT2}, \quad (6.9)$$

где  $\alpha = (R'_4 + R_5) / (R_3 + R_4 + R_5)$  – коэффициент передачи делителя выходного напряжения.

Из полученного выражения (6.9) следует, что стабильность выходного напряжения в значительной степени зависит от стабильности напряжения ИОН (напряжение  $U_{VD1}$ ). Действительно, из (6.9) после дифференцирования и перехода к конечным приращениям следует, что

$$\Delta U_{вых} = \frac{\Delta U_{VD1} + \Delta U_{бэVT2}}{\alpha}. \quad (6.10)$$

Учитывая, что  $\alpha < 1$ , из уравнения (6.10) следует, что

$$\Delta U_{вых} > \Delta U_{VD1} + \Delta U_{бэVT2}. \quad (6.11)$$

То есть у линейного стабилизатора изменение выходного напряжения  $\Delta U_{вых}$  превышает сумму изменений опорного напряжения  $\Delta U_{VD1}$  и напряжения  $\Delta U_{бэVT2}$  между эмиттером и базой усилительного транзистора.

При токах нагрузки, превышающих предельно допустимые значения для выбранного типа РЭ, применяют шунтирование его резистором или параллельное включение транзисторов.

Уменьшить мощность рассеяния РЭ при постоянном токе нагрузки можно с помощью резистивного шунта (рисунок 6.7а).

Для уменьшения тока управления РЭ выполняют на составном транзисторе. Это позволяет улучшить согласование мощного транзистора РЭ с маломощными УПТ и увеличить коэффициент усиления по току, который может достигать десятков тысяч. Такая схема соединения транзисторов называется схемой Дарлингтона (рисунок 6.7б).

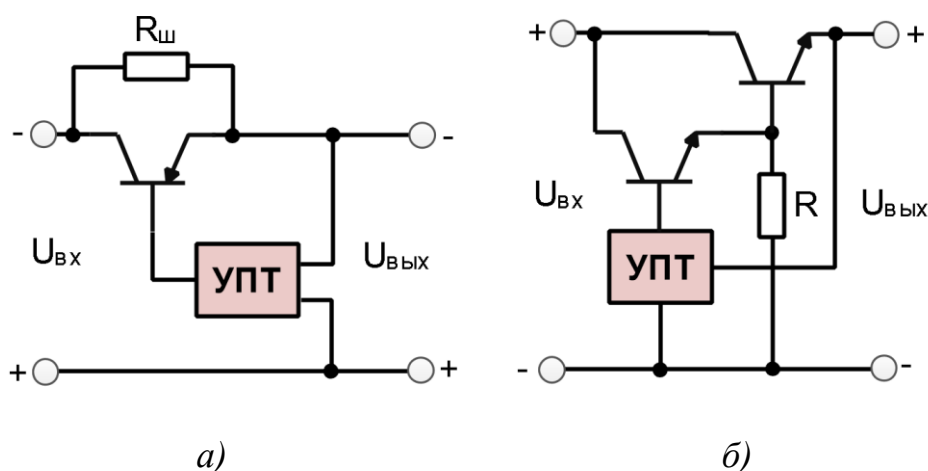


Рисунок 6.7 – РЭ с шунтом (а) и РЭ в виде составного транзистора (б)

Выпускается широкая номенклатура составных транзисторов Дарлингтона, размещённых в стандартном корпусе с тремя выводами. Это транзисторы серий КТ827, КТ829, КТ890, КТ897, КТ898, КТ972 с *n-p-n* структурой и транзисторы серий ГТ825, ГТ852, ГТ853, ГТ896, ГТ973 со структурой *p-n-p*.

Резистор на рисунке 6.7б стабилизирует режим транзистора VT2.

Для увеличения допустимой мощности, рассеиваемой на РЭ, применяют параллельное и последовательное соединение нескольких транзисторов.

При параллельном соединении из-за разброса параметра  $U_{БЭ}$  последовательно с эмиттером каждого транзистора включают резистор небольшого номинала (рисунок 6.8а). Эти резисторы приблизительно выравнивают ток, проходящий через транзисторы.

Последовательное соединение транзисторов (рисунок 6.8б) применяют в стабилизаторах с широким диапазоном регулировки  $U_{вых}$  и большой разностью между  $U_{вх}$  и  $U_{вых}$  (когда допустимого значения  $U_{кэ}$  одного транзистора недостаточно).

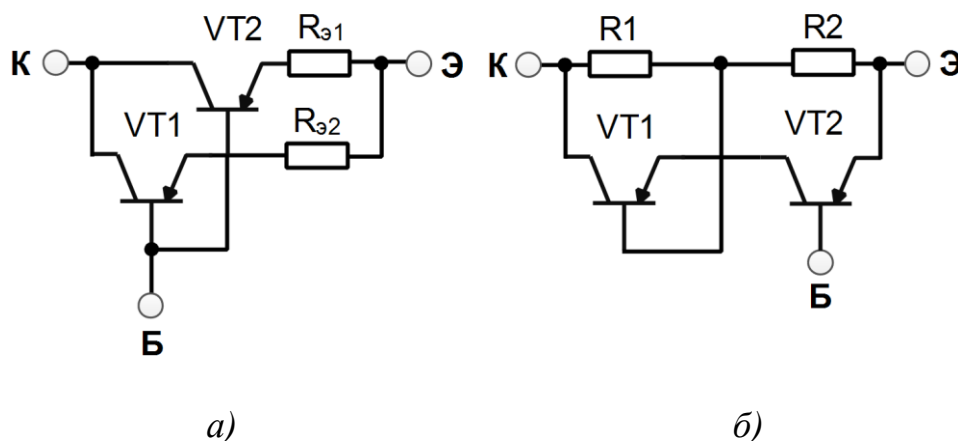


Рисунок 6.8 – Схемы параллельного (а) и последовательного (б) соединения транзисторов

Вообще компенсационные линейные стабилизаторы представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования. В этой системе возмущение, возникшее в любом ее звене, пройдет через всю систему, после чего вернется в то же звено. При этом, в зависимости от параметров системы, возмущение, пройдя через неё, может ослабиться или усилиться. Если возмущение усилится, то переходной процесс будет нарастающим, и система превратится в генератор колебаний, амплитуда которых ограничена нелинейностью системы, а частота определяется ее эквивалентными параметрами. Такая система регулирования называется неустойчивой и в ней стабилизация невозможна. Если возмущение будет ослаблено, то переходный процесс станет затухающим, а система регулирования – устойчивой. Для превращения неустойчивой системы в устойчивую в нее вводят отрицательную ОС.



### 6.2.2 Вывод соотношений для определения основных параметров

На основании функциональной схемы линейного стабилизатора с последовательным РЭ можно составить основные уравнения, описывающие физические процессы в стабилизаторе и позволяющие выполнить оценки коэффициента стабилизации и динамического сопротивления (рисунок 6.9).

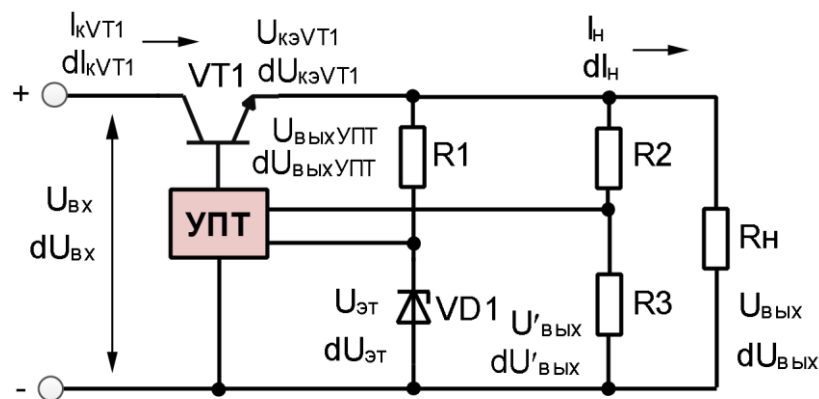


Рисунок 6.9 – Схема линейного стабилизатора

Рассмотрим установившийся режим работы стабилизатора в номинальном режиме.

При возникновении возмущающего действия, например, увеличении входного напряжения  $U_{вх}$  на величину  $\Delta U_{вх}$ , изменяются падение напряжения  $U_{КЭVT1}$  на регулирующем транзисторе  $VT1$  и падение выходного напряжения  $U_{вых}$  на нагрузке  $R_H$  на  $dU_{КЭVT1}$  и  $dU_{вых}$  соответственно. Поэтому можно записать уравнение:

$$dU_{\text{ex}} = dU_{K\partial VT1} + dU_{\text{exlx}}. \quad (6.12)$$

Величина  $dU_{KЭVTI}$  обусловлена вариациями двух напряжений: изменением падения напряжения  $dU_{KVTI}$  на коллекторном сопротивлении  $R_{KЭVTI}$  транзистора, равно:

$$dU_{KVT1} = R_{KVT1} \cdot dI_{KVT1}, \quad (6.13)$$

и изменением падения напряжения  $dU_{KЭVT1}$ , обусловленным усилительными свойствами транзистора и равным

$$dU_{K3VT1} = K_1 \cdot dU_{6bitYJIT}, \quad (6.14)$$

где  $dI_{KVT1}$  – изменение силы коллекторного тока, протекающего через транзистор  $VТ1$ ,  $K_1$  – коэффициент усиления РЭ по напряжению,  $dU_{\text{выхУПТ}}$  – изменение выходного напряжения УПТ.

Подставляя выражения (6.13) и (6.14) в уравнение (6.12), можно записать

$$dU_{\text{ex}} = R_{KVT1} \cdot dI_{KVT1} + K_1 \cdot dU_{\text{выхУПТ}} + dU_{\text{вых}}. \quad (6.15)$$

Перепишем уравнение (6.15) в виде

$$dU_{\text{ex}} = R_{KVT1} \cdot dI_H + K_1 \cdot dU_{\text{выхУПТ}} + dU_{\text{вых}}. \quad (6.16)$$

Это справедливо по той причине, что сила токов, протекающих через  $R1$ - $VD1$  и резистивный делитель  $R2$ - $R3$ , много меньше тока нагрузки.

Для определения изменения  $dU_{\text{выхУПТ}}$  необходимо рассмотреть сигналы, формируемые на входах УПТ.

На один вход УПТ подаётся часть выходного напряжения  $U'_{\text{вых}}$ , формируемого на резисторе  $R3$  делителя  $R2$ - $R3$  и равная

$$U'_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}}}{R2 + R3} R3 = \frac{R3}{R2 + R3} U_{\text{вых}} = \alpha U_{\text{вых}}, \quad (6.17)$$

где  $\alpha = \frac{R3}{R2 + R3}$  – коэффициент деления резистивного делителя  $R2$ - $R3$  выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$ . Очевидно, что  $\alpha < 1$ .

На другой вход УПТ подаётся эталонное напряжение  $U_{\text{эт}}$ , формируемое на стабилитроне  $VD1$  параметрического стабилизатора напряжения постоянного тока  $R1$ - $VD1$ .

УПТ усиливает разность входных напряжений  $U'_{\text{вых}}$  и  $U_{\text{эт}}$  в  $K_2$  раз.

Тогда на выходе УПТ изменение выходного напряжения  $dU_{\text{выхУПТ}}$  можно записать в виде:

$$dU_{\text{выхУПТ}} = K_2 \cdot (dU'_{\text{вых}} - dU_{\text{эт}}) = \alpha \cdot K_2 \cdot dU_{\text{вых}} - K_2 \cdot dU_{\text{эт}}, \quad (6.18)$$

где  $K_2$  – коэффициент усиления УПТ.

С учётом полученного выражения перепишем

$$dU_{\text{ex}} = R_{KVT1} \cdot dI_H + K_1 \cdot K_2 (\alpha \cdot dU_{\text{вых}} - dU_{\text{эт}}) + dU_{\text{вых}}. \quad (6.19)$$

Представим (6.19) в другом виде:

$$(1 + K_1 \cdot K_2 \cdot \alpha) \cdot dU_{\text{вых}} = dU_{\text{вх}} - R_{KVT1} \cdot dI_H - K_1 \cdot K_2 \cdot dU_{\text{эм}}. \quad (6.20)$$

Уравнение (6.20) можно упростить. Дело в том, что у реальных стабилизаторов параметры, входящие в уравнение (6.20), имеют следующий  $\lambda$  порядок величин:  $\alpha \approx 0,5$ ;  $K_1 \approx 50$ ;  $K_2 \approx 10^3$ ;  $R_{KVT1} \approx 10^3$ . Следовательно, в выражении  $(1 + K_1 \cdot K_2 \cdot \alpha)$  величина второго слагаемого имеет следующий порядок  $\approx 2,5 \cdot 10^3 \gg 1$ . С учётом этого перепишем (6.20) в виде

$$K_1 \cdot K_2 \cdot \alpha \cdot dU_{\text{вых}} = dU_{\text{вх}} - R_{KVT1} \cdot dI_H - K_1 \cdot K_2 \cdot dU_{\text{эм}} \quad (6.21)$$

или

$$dU_{\text{вых}} = \frac{1}{K_1 \cdot K_2 \cdot \alpha} dU_{\text{вх}} - \frac{R_{KVT1}}{K_1 \cdot K_2 \cdot \alpha} dI_H - \frac{1}{\alpha} \cdot dU_{\text{эм}}. \quad (6.22)$$

Из полученного уравнения (6.22) следует, что изменение выходного напряжения для конкретного стабилизатора определяется вариациями входного напряжения  $U_{\text{вх}}$ , тока нагрузки  $I_H$  и эталонного напряжения  $U_{\text{эм}}$ .

По определению  $K_U$  можно записать, что

$$K_U = \frac{\delta U_{\text{вх}}}{\delta U_{\text{вых}}} \lambda, \quad (6.23)$$

где  $\lambda = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$  – коэффициент передачи напряжения стабилизатором со входа на выход.

Выражение (6.23) может быть записано и в следующем виде:

$$K_U = K_1 K_2 \alpha \lambda. \quad (6.24)$$

По определению для динамического сопротивления  $R_i$  можно записать, что

$$R_i = \left| \frac{\delta U_{\text{вых}}}{\delta I_H} \right|. \quad (6.25)$$

Выражение (6.25) может быть переписано в следующем виде:

$$R_i = \frac{1}{K_1 K_2 \alpha} R_{KVT1}. \quad (6.26)$$

### 6.3 Источники опорного напряжения

В любой схеме стабилизатора требуется наличие ИОН (в международной терминологии – *Reference, Ref*), с которым сравнивается величина выходного напряжения. Очевидно, что стабильность выходного напряжения не может быть выше стабильности опорного напряжения.

Кроме стабилизаторов, многие функционально законченные устройства современной электроники требуют для своей работы стабильных ИОН. Это схемы, содержащие цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи, измерительная аппаратура и многие другие устройства. Несмотря на то, что практически все подобные функциональные узлы изготавливают в интегральном исполнении, не препятствующем помещению внутрь интегральной микросхемы (ИМС) источника стабильного напряжения, в ряде случаев предпочтение отдается применению отдельных (внешних) ИОН, обладающих значительно лучшими параметрами.

Наиболее часто используют два вида ИОН:

- ИОН на основе стабилитронов;
- bandgap ИОН (бандгапы).

Каждый из них используют либо как самостоятельный функциональный узел, либо в составе ИМС.

**Источники опорного напряжения на стабилитронах.** Такие ИОН компактны, дешёвы, достаточно широко распространены. Стабилитроны выпускают на целый ряд значений напряжений – от 2-2,5 В до 200 В с допустимой мощностью рассеивания от долей ватта до 50 Вт и допуском на напряжение стабилизации от 1 до 20%.

Несмотря на достаточно широкое распространение стабилитронных ИОН, задача построения таких источников с конкретными параметрами не так

проста, как это может показаться на первый взгляд. При построении стабилитронных ИОН необходимо иметь в виду следующее:

- стабилитроны имеют конечный набор значений напряжения стабилизации и большой допуск на это напряжение (разумеется, кроме дорогих прецизионных приборов);

- стабилитроны создают значительный шум;

- напряжение стабилизации зависит от величины обратного тока стабилитрона (тока стабилизации) и температуры.

Однако последнее теряет актуальность для стабилитронов с напряжением стабилизации около 6 В. Они мало чувствительны к изменениям тока и при этом имеют почти нулевой ТКН. Из рисунка 6.10 видно, что стабилитроны со значением  $U_{ст}$ , находящимся в окрестности 6 В, обладают значительно меньшим дифференциальным сопротивлением по сравнению с приборами на другие значения напряжения стабилизации.

Следует также отметить, что ТКН стабилизации стабилитронов зависит как от напряжения стабилизации, так и от величины обратного тока. Как видно из рисунка 6.11, изменяя значения обратного тока стабилитрона, можно в определённых пределах "подстроить ТКН" и строить ИОН, практически не чувствительные к температуре (конечно, применяя дополнительные диоды или стабилитроны, включенные в прямом смещении).

**Стабилитронные ИМС.** Это в основном двухвыводные устройства, применяемые так же, как и обычные стабилитроны. На самом деле стабилитронные ИМС – сложные в схемотехническом плане устройства, содержащие, кроме, собственно, стабилитрона, целый ряд активных и пассивных компонентов, служащих для улучшения электрических параметров и характеристик (наиболее существенная – постоянство напряжения стабилизации при заданном токе).

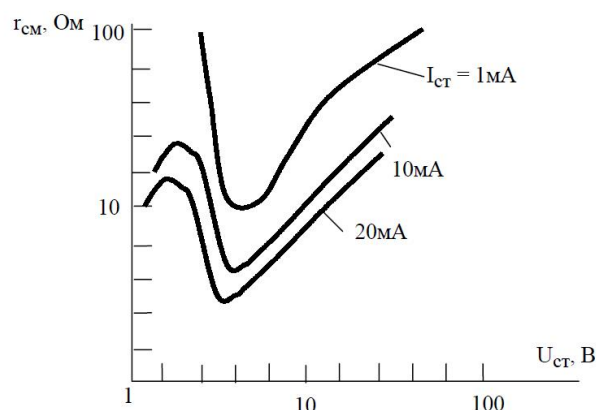


Рисунок 6.10 – Зависимость дифференциального сопротивления стабилитронов от напряжения стабилизации

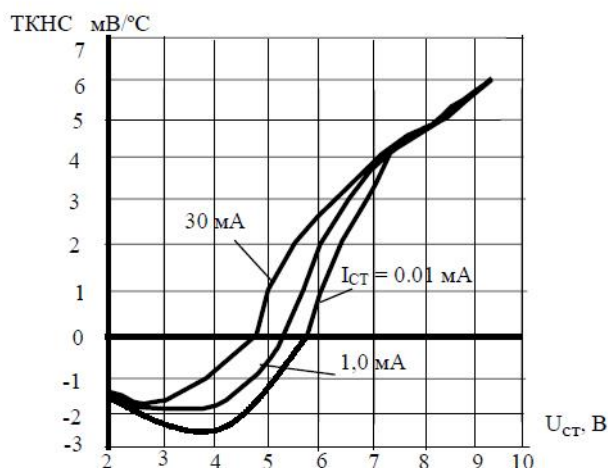


Рисунок 6.11 – Зависимость ТКН стабилизации стабилитронов от напряжения стабилизации и тока стабилизации

Температурная стабильность таких ИМС очень высокая. Так, для недорогой отечественной ИМС 1009ЕН1 ТКН стабилизации составляет примерно 0,006 %/°C.

Наряду с двухвыводными стабилизаторами ИМС выпускают трёхвыводные. Благодаря третьему дополнительному выводу появляется возможность изменения напряжения стабилизации. Так, например, регулируемый прецизионный отечественный стабилитрон 142ЕН19 (аналог TL431) имеет напряжение стабилизации, изменяемое в интервале от 2,5 до 36 В.

Принцип работы TL431 легко понять по структурной схеме, приведённой на рисунке 6.12: если напряжение на входе источника ниже опорного напряжения  $U_{on}$ , то и на выходе операционного усилителя низкое напряжение. Соответственно, транзистор закрыт и ток от катода к аноду не протекает (точнее он не превышает 1 мА). Если входное напряжение станет превышать  $U_{on}$ , то операционный усилитель откроет транзистор и от катода к аноду начнёт протекать ток.

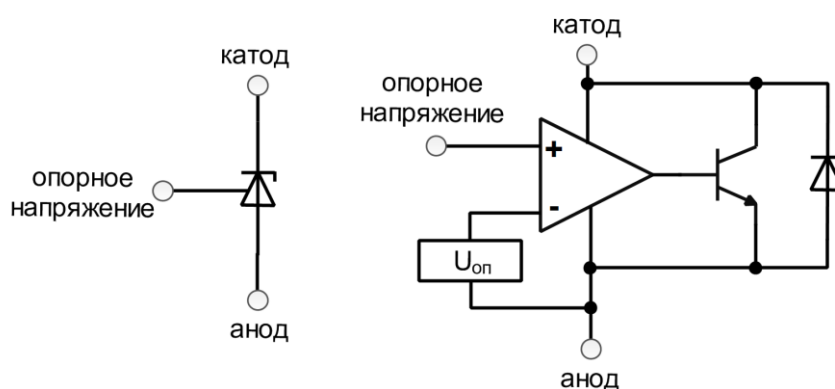


Рисунок 6.12 – Структура ИМС TL431

Регулировку напряжения осуществляют с помощью внешнего резистивного делителя (рисунок 6.13).

**Bandgap ИОН.** В отечественной научно-технической литературе не существует единого общепринятого термина, соответствующего английскому *bandgap voltage reference*. В 1970-е гг., когда интегральные ИОН продавались как замена традиционным стабилитронам, использовались словосочетания "стабилитрон с напряжением запрещённой зоны", "стабилитрон  $U_{БЭ}$ ". В 1990-е гг. использовались словосочетания "стабилитрон  $U_{БЭ}$ ", "стабилитрон с напряжением запрещённой зоны", "источник опорного напряжения, равного ширине запрещённой зоны", "ИОН с использованием напряжения ширины запрещённой зоны". В настоящее время разработчики используют термины бандгап или bandgap ИОН.

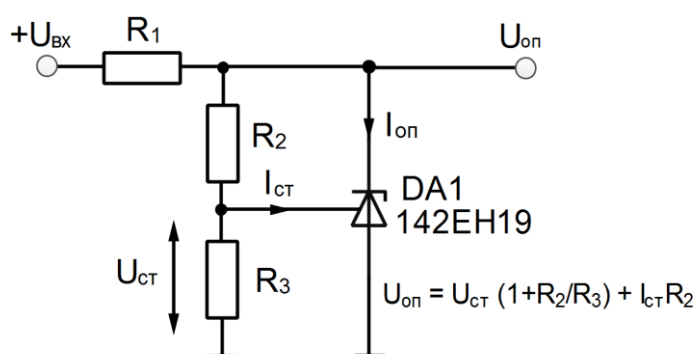


Рисунок 6.13 – Регулирование опорного напряжения в схеме с трёхвыводным интегральным ИОН

В основе схемы таких ИОН лежит идея генерирования напряжения с положительным ТКН, равным по абсолютной величине отрицательному ТКН эмиттерного перехода транзистора  $U_{\bar{o}3}$ . При суммировании этого напряжения с  $U_{\bar{o}3}$  получится напряжение с нулевым ТКН.

Бандгап (от англ. *bandgap* – запрещённая зона) – стабильный транзисторный ИОН, величина которого определяется шириной запрещённой зоны используемого полупроводника. Для легированного монокристаллического кремния, имеющего при  $T = 0$  К ширину запрещённой зоны  $E_g = 1,143$  эВ, напряжение  $U_{REF}$  на выходе бандгапа обычно составляет от 1,18 до 1,25 В или кратно этой величине, а его предельное отклонение от нормы во всём диапазоне рабочих температур и токов составляет не более 3%.

Бандгапы изготавливают в виде двухвыводных "прецизионных диодов" и аналоговых ИМС, но основная область их применения – внутренние ИОН, встроенные в ИМС памяти, стабилизаторов напряжения, мониторов (супервизоров) цепей электропитания цифровой техники, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей.

Основные топологии бандгапов были разработаны и внедрены в 1970-е гг. В современной промышленности в простых устройствах применяют бандгапы Видлара, в более требовательных – бандгапы Брокау. Наилучшую точность и стабильность обеспечивают разработанные в 1990-х гг.



"супербандгапы" со схемами коррекции нелинейности и начального отклонения напряжения. Они уступают в точности ИОН на стабилитронах со скрытой структурой, но при этом дешевле в производстве и способны работать при меньших напряжениях и токах.

Принцип действия бандгапа основан на арифметическом сложении двух напряжений: напряжения на прямо смещённом  $p$ - $n$ -переходе, которое при заданном токе линейно убывает с ростом температуры, и комплементарного ему напряжения на другом схемном элементе, которое прямо пропорционально абсолютной температуре. Элементы, напряжение на которых линейно убывает с ростом температуры, обозначают аббревиатурой *STAT* (от англ. *complementary to absolute temperature*), а элементы, напряжение на которых прямо пропорционально абсолютной температуре – *PTAT* (от англ. *proportional to absolute temperature*). В 1964 г. инженер "Fairchild Semiconductor" Дэвид Хилбибер впервые предложил объединить такие элементы в ИОН – термостабильный аналог стабилитрона.

Условие постоянства опорного напряжения  $U_{REF}$  выполняется только тогда, когда ТКН на обоих элементах схемы противоположны по знаку и равны по абсолютному значению во всём диапазоне рабочих температур и токов. Существуют комбинации элементов с положительным и отрицательным ТКН, использующие различные физические механизмы: например, в термокомпенсированном стабилитроне отрицательный ТКН диода компенсирует положительный ТКН стабилитрона на 5,6 В, в котором механизм лавинного пробоя преобладает над зенеровским пробоем. В ИОН типа XFET положительный ТКН цепи на биполярных транзисторах компенсирует отрицательный ТКН цепи на полевых транзисторах, который определяется диэлектрической проницаемостью кремния. И только в бандгапах оба термочувствительных элемента используют одно и то же фундаментальное явление.

В феврале 1970 г. Б. Видлар сообщил профессиональному сообществу о создании первого в истории трёхвыводного стабилизатора напряжения. В том же году новая схема пошла в серию под обозначением LM109, а статья с её подробным описанием была опубликована в журнале IEEE в феврале 1971 г. В LM109 был впервые применён разработанный в 1969 г. *бандгап Видлара* – первая простейшая реализация принципа, предложенного Хилбибером шестью годами раньше. В следующем году, уже после того, как Видлар ушёл из "National Semiconductor", компания выпустила двухвыводной "прецизионный диод" LM113 – аналог стабилитрона на бандгапе Видлара.

Схема Видлара развилась из его же токового зеркала, впервые реализованного в 1965 г. в операционном усилителе  $\mu A709$ . В базовой трёхтранзисторной ячейке бандгапа Видлара, реализованной в LM109, ведущий транзистор несимметричного зеркала  $VT1$  работает при токе эмиттера около 1 мА, ведомый  $VT2$  – при токе примерно в 10 раз меньшем (рисунок 6.14). Все три транзисторы идентичны, поэтому плотность тока через переход база-эмиттер  $VT2$  в 10 раз меньше плотности тока через  $VT1$ , и на эмиттерном резисторе  $R2$  при нормальной температуре падает  $\Delta U = 60$  мВ. На коллекторном резисторе  $R3$ , сопротивление которого в 10 раз больше  $R1$ , падает  $U_{PTAT} \approx 10\Delta U$ . Арифметическое сложение  $U_{PTAT} + U_{STAT}$  производится подключением перехода база-эмиттер транзистора  $VT3$  между коллектором  $VT2$  и общим проводом. При возрастании напряжения между двумя выводами схемы ток через  $VT3$  нелинейно возрастает, то есть  $VT3$  также выполняет роль простейшего усилителя ошибки. Петлевое усиление этого усилителя невелико, поэтому паразитных ёмкостей схемы достаточно, чтобы она была устойчива во всех нормальных режимах.

Полная совокупная погрешность бангапа Видлара не превышает 3% от  $U_{REF}$ . Схема имеет трудно исправимый недостаток, свойственный всем простым токовым зеркалам: погрешность  $PTAT$ -элемента, обусловленную ненулевыми

токами баз  $VT2$  и  $VT3$ . Коэффициент усиления, в первом приближении равный  $R3/R2$ , в действительности несколько меньше, так как ток коллектора  $VT2$  протекает через оба резистора, а ток базы – только через  $R2$ . Разница коэффициента усиления каскада зависит от коэффициента усиления  $VT2$  по току  $\beta$ , который, в свою очередь, плавает вместе с температурой. Несмотря на эту погрешность, схему Видлара по-прежнему используют в простых устройствах, например, в линейных стабилизаторах семейства 78xx и в ИМС параллельного стабилизатора TL431.

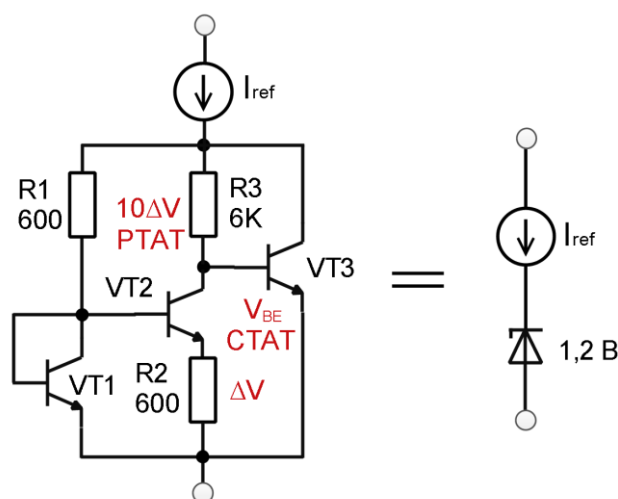


Рисунок 6.14 – Бандгап Видлара

В 1976-1977 гг. Б. Видлар представил семейство новых топологий бандгапа. В этих схемах он разделил  $PTAT$ -элемент на две параллельные ветви – транзисторную пару и резистивный делитель напряжений. Расчётное отклонение выходного напряжения этой схемы от номинального в диапазоне от 0 до 100 °C не превышает 2 мВ, или 0,15% номинала. Его можно улучшить до значения не более 0,04% с помощью простейшей корректирующей цепочки. Этот способ коррекции, также впервые предложенный Б. Видларом, впоследствии стал известен как *температурная компенсация второго порядка*. Независимо от наличия корректирующей цепи, схема по-прежнему чувствительна к отклонениям в технологических параметрах и к разбросу компонентов.

Таким образом, в бандгапах управляющий ток  $I_{упр}$  преобразуется в напряжение с помощью резистора, и это напряжение складывается с нормальным напряжением  $U_{бэ}$  транзистора (рисунок 6.15). Резистор  $R_2$  задаёт величину напряжения, которое складывается с напряжением  $U_{бэ}$  транзистора  $VT_3$  и имеет положительный ТКН.

ТКН ИОН (рисунок 6.15) будет действительно нулевым, если  $U_{R_2} + U_{бэ} \approx 1,22 \text{ В}$  (напряжение запрещённой зоны кремния). Требуемое значение суммы напряжений достигается подбором величины сопротивления  $R_2$ . Ток  $I_{упр}$  в этой схеме определяется резистором  $R_1$ .

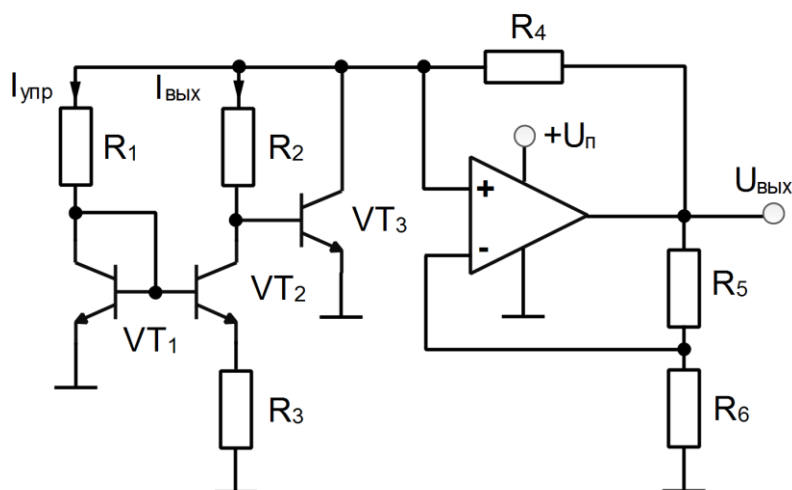


Рисунок 6.15 – Bandgap ИОН

Известны также другие (более сложные) схемы бандгапов. Однако для всех этих схем характерно суммирование напряжения  $U_{бэ}$  с напряжением, порождаемым токовым зеркалом, в котором токи транзисторов не равны друг другу.

ИМС бандгапов представлены очень широко. Например, недорогие ИМС LM385-1.2 и LM385-2.5, представляющие собой двухвыводные ИОН на 1,235 и 2,5 В соответственно (с точностью  $\pm 1\%$ ). Эти кристаллы сохраняют свои параметры до очень малых токов (порядка 10 мкА), что очень важно для микромощных схем с электропитанием от химических источников тока.

Микросхема LM385 имеет температурный коэффициент, не превышающий  $30 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ , и типовое значение динамического сопротивления  $\approx 1$  Ом при токе 100 мкА. Это значительно лучше, чем параметры стабилитронов. Так, например, стабилитрон 1N4370 ( $U_{ст} = 2,4$  В) имеет ТКН  $800 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$  и динамическое сопротивление более 300 Ом при токе 100 мкА. При этом значении тока 1N4370 не может обеспечить паспортное значение напряжения стабилизации (1,1 В вместо требуемых 2,4 В).

Ещё бóльшую стабильность имеют ИМС LT1029 (двухвыводные) и REF-43 (трехвыводные). ТКН данных кристаллов не превышает  $3 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ . Так же как и аналогичные стабилитронные ИМС, трехвыводные bandgap кристаллы позволяют с помощью внешних резисторов изменять величину опорного напряжения.

**Прецизионные источники опорного напряжения.** Ряд устройств преобразования и обработки данных, измерительные системы, устройства контроля и другая РЭА часто требуют, чтобы напряжения электропитания отдельных цепей или токи в некоторых цепях имели повышенную стабильность.

Такие прецизионные ИОН бывают двух видов: температурно-стабилизированные (термостатированные) ИОН и ИОН без подогрева.

Температурно-стабилизированные ИОН представляют собой ИМС, отличающиеся наличием дополнительного нагревательного элемента, управляющегося по сигналам термодатчика. Идея очень проста: кристалл нагревается в процессе работы до повышенной температуры, величина которой поддерживается на одном и том же заданном уровне. Стабильность достигает  $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$  и даже лучше.

Такие источники применяются уже длительное время. Они входят в состав, например, сверхстабильных генераторов.

К недостаткам метода относятся, прежде всего, большая потребляемая мощность и запаздывание в выходе на режим (порядка нескольких секунд).

Например, LM199 имеет температурный коэффициент  $2 \cdot 10^{-7}/^{\circ}\text{C}$ . Мощность, потребляемая нагревателем кристалла, составляет  $\approx 0,25$  Вт, а время установления режима – 3-5 с.

Термостатированные ИМС не имеют особых преимуществ перед обычными ИОН, кроме ТКН. Такие параметры, как шум или долговременный дрейф, у них явно отстают от температурной стабильности.

Существуют ИМС, обеспечивающие аналогичную температурную стабильность без подогрева кристалла. Кроме этого, они меньше шумят и более стабильны во временном плане. Так, ИМС REF10KM фирмы "Burr Brown" имеет ТКН  $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ . А LT21000 фирмы "Linear Technology" показывает результат на уровне  $0,05-0,10/^{\circ}\text{C}$ . При этом, в соответствии со справочными данными, у неё на порядок лучшие параметры шума и дрейфа по сравнению с термостатированными ИМС.

Такие ИОН обеспечивают требуемую точность поддержания заданного напряжения или тока, доступны в малогабаритных корпусах, предназначенных для поверхностного монтажа, и могут работать в широком диапазоне температур.

Структурная схема прецизионного ИОН показана на рисунке 6.16а. Вывод "+" на схеме соответствует катоду стабилитрона, а "-" – аноду. На рисунке 6.16б приведён пример использования ИМС LM4040 в прецизионном стабилизаторе тока.

#### **6.4 Интегральные линейные стабилизаторы**

Линейные стабилизаторы напряжения на дискретных компонентах обычно содержат их большое число, что снижает общую надёжность, а сам ИЭП занимает существенный объем. Ввиду указанных недостатков в настоящее время линейные стабилизаторы на дискретных компонентах в области малых

и средних мощностей практически полностью вытеснены интегральными стабилизаторами.

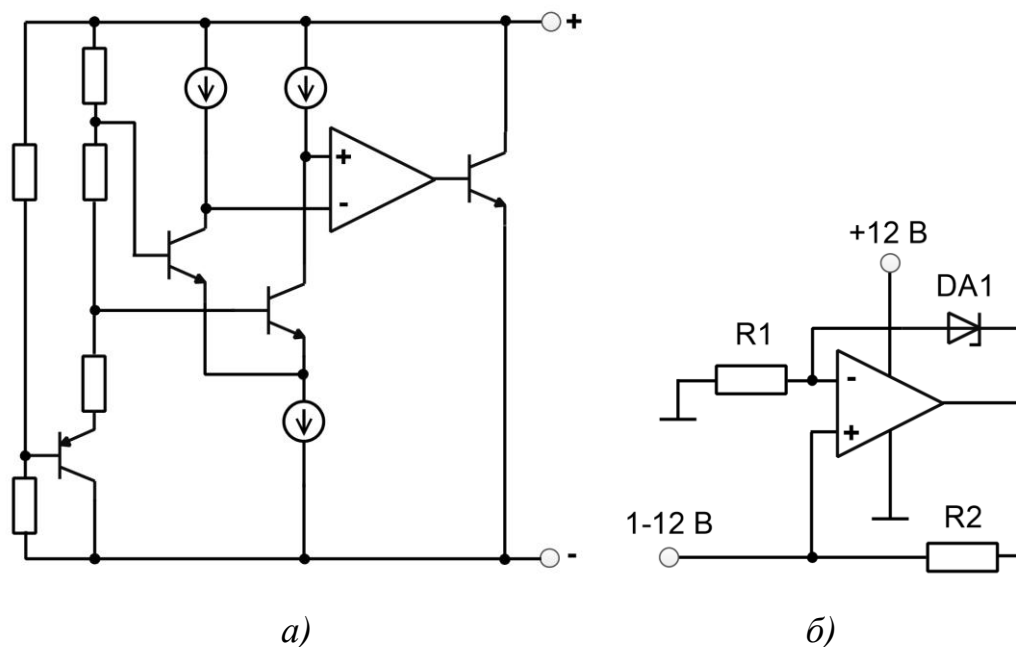


Рисунок 6.16 – Структура ИМС прецизионного ИОН (а) и схема прецизионного стабилизатора тока на основе ИМС LM4040

Все или почти все многочисленные компоненты интегральных стабилизаторов, которых может быть в отдельных случаях несколько тысяч, заключены в корпус ИМС. В ИМС предусмотрено лишь несколько выводов для подсоединения шин электропитания и реализации сервисных функций, несмотря на сложное внутреннее устройство стабилизатора. Например, широко распространены стабилизаторы с тремя выводами: для входа, для выхода и для подключения к общему проводу.

Интегральные стабилизаторы напряжения – широко распространённые ИМС. Они дешёвы, удобны в использовании, надёжны. Практически все интегральные стабилизаторы имеют встроенные цепи защиты:

- от короткого замыкания в нагрузке;
- от перегрева;
- коррекцию области безопасной работы РЭ.

Как правило, при необходимости увеличения рассеиваемой мощности к ИМС может быть прикреплён радиатор охлаждения – зачастую в ИМС интегральных стабилизаторов предусмотрена для этой цели металлическая площадка, которая имеет хороший тепловой контакт с полупроводниковым кристаллом.

Выпускают стабилизаторы положительного, отрицательного напряжения, двуполярные стабилизаторы (симметричные положительное и отрицательное напряжения относительно общего вывода), многоканальные стабилизаторы (обеспечивают несколько различных по величине выходных напряжений).

Производителями ИМС интегральных линейных стабилизаторов в России являются "Элтом" (пос. Томилино), "Кремний-Эл" (г. Брянск), "ВЗПП-С" (г. Воронеж), "НТЦ СИТ" (г. Брянск). За рубежом популярны ИМС линейных стабилизаторов фирм "Linear Technology", "Texas Instruments", "ON Semiconductor", "Infineon".

В настоящее время среди отечественных ИМС интегральных стабилизаторов наибольшее распространение получили стабилизаторы серии К142ЕН. В эту серию входят стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением, с регулируемым выходным напряжением и двухполярным и входным и выходным напряжениями. В тех случаях, когда через нагрузку необходимо пропускать ток, превышающий предельно допустимые значения интегральных стабилизаторов, ИМС дополняют внешними регулирующими транзисторами.

Трёхвыводные стабилизаторы выпускают на фиксированные значения выходного напряжения, большей частью от 3,3 до 15 В. Применение интегральных стабилизаторов значительно упрощает задачу построения стабилизирующих ИЭП.

На вход ИМС стабилизатора подают выпрямленное напряжение, несколько большее по величине выходного напряжения (минимальный перепад



от 0,5-3 В с учётом пульсации и возможных просадок). К выходу ИМС подключают нагрузку (рисунок 6.17). Конденсаторы  $C1$  и  $C2$  гасят броски напряжения, вызванные переходными процессами, и предотвращают возбуждение ИМС.

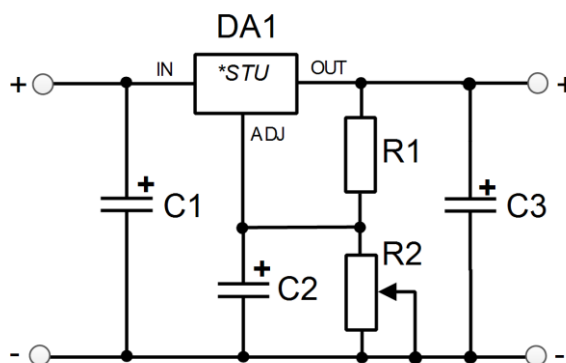


Рисунок 6.17 – Типовое включение ИМС стабилизатора K142EN12

Для каждого стабилизатора в справочниках указывают рекомендуемый тип конденсаторов и значения их ёмкостей. Иногда вместо  $C1$  и/или  $C2$  используют два параллельно включенных конденсатора: алюминиевый (или танталовый) и керамический.

Наряду с трехвыводными стабилизаторами, рассчитанными на фиксированное значение выходного напряжения, промышленность выпускает четырёх- и более выводные ИМС, в которых, по крайней мере, реализуется функция изменения выходного напряжения. Такие стабилизаторы называют регулируемыми. Следует отметить, что и среди трёхвыводных ИМС есть регулируемые стабилизаторы – с малым фиксированным значением выходного напряжения (порядка 1,2 В). При этом изменение напряжения на нагрузке осуществляется за счёт искусственного изменения потенциала вывода *SOM* (*common* – общий) стабилизатора относительно общего (заземленного) полюса нагрузки.

Вариант подключения к широко распространённому стабилизатору K142EN12 (аналог зарубежной LM317) внешних элементов приведен на рисунке 6.16.

ИМС К142ЕН12 представляет собой регулируемый стабилизатор напряжения компенсационного типа с защитой от короткого замыкания. Масса микросхемы не более 2,5 г. Внешний делитель напряжения на резисторах  $R1$ - $R2$  позволяет регулировать выходное напряжение от 1,3 до 37 В. Максимально допустимое входное напряжение 45 В, выходное напряжение 37 В, ток нагрузки 1 А. Максимальная мощность, рассеиваемая ИМС без теплоотвода, при температуре окружающей среды от минус 10°C до 40°C равна 1 Вт. Мощность, рассеиваемая ИМС с теплоотводом, не должна превышать 10 Вт. ИМС имеет защиту от перегрузки по выходному току.

Конденсатор  $C1$  ёмкостью несколько десятков или сотен мкФ служит для сглаживания выпрямленного напряжения. Конденсаторы  $C2$  и  $C3$  ёмкостью несколько мкФ способствуют стабильной работе ИМС. Они должны располагаться как можно ближе к выводам ИМС, а лучше припаиваться непосредственно к ним. В указаниях по использованию для большинства стабилизаторов отмечается, что если длина проводников, соединяющих конденсатор  $C1$  с ИМС, не превышает 70 мм, то необходимости в использовании конденсатора  $C2$  нет.

Отечественная и зарубежная промышленность выпускает сотни разновидностей трёхвыводных ИМС, рассчитанных на выходные напряжения от 5 до 24 В и отдаваемый ток от 0,1 до 2,0 А и более. Для реализации ИЭП с выходным током до 1 А часто используют классические ИМС стабилизаторов положительного  $\mu A78xx$  и отрицательного  $\mu A79xx$  напряжений (две последние цифры указывают на величину выходного напряжения).

Используя два трёхвыводных стабилизатора, можно построить двуполярный ИЭП.

Отечественная и зарубежная промышленность выпускает также ИМС с выходным током до 5-10 А. Однако они относительно дороги, и использование их затруднительно, так как максимальная рабочая температура для таких

кристаллов меньше, чем для мощных транзисторов, а допустимая рассеиваемая мощность отличается от аналогичного параметра для транзисторов примерно на порядок.

При наличии в выходной цепи ИМС конденсатора ёмкостью не менее 5-10 мкФ и коротком замыкании на входе стабилизатора наблюдается кратковременный бросок тока большой силы. Происходит это вследствие разряда выходного конденсатора через цепи ИМС в направлении от вывода OUT к выводу IN. Величина этого импульса тока может достигать единиц и десятков ампер, что приводит к повреждению ИМС. С целью защиты ИМС от выхода из строя в подобной ситуации его шунтируют диодом *VD1* (рисунок 6.18).

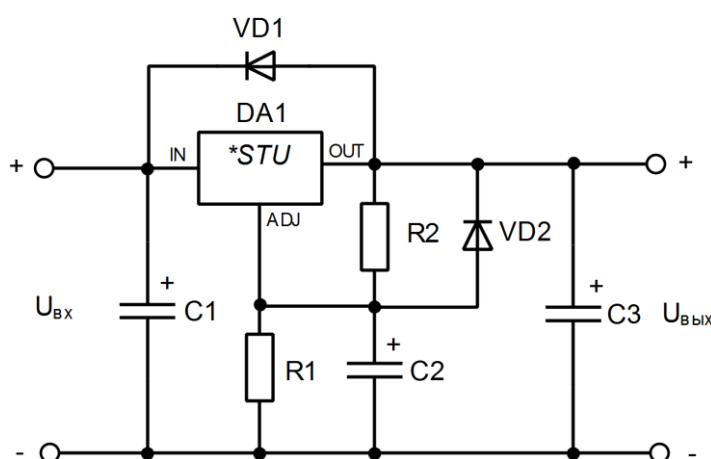


Рисунок 6.18 – Защита ИМС стабилизатора

Если нагрузка ИМС стабилизатора имеет индуктивный характер (например, дроссель, вентилятор), то при отключении устройства в нагрузке может возникнуть импульс электродвижущей силы самоиндукции, который способен привести к пробое РЭ. Во избежание этого включают диод *VD2*.

Следует отметить, что от выходного конденсатора зависит также реакция стабилизатора на изменения тока нагрузки. Петля ОС имеет ограниченную полосу пропускания для большого сигнала, поэтому во время переходного процесса функцию поставщика в нагрузку бóльшей части тока должен

принимать на себя конденсатор. Например, в случае использования стабилизатора типа ADP151 ("Analog Devices") при скачке тока нагрузки от 1 до 200 мА со скоростью 500 мА/мкс конденсатор ёмкостью 1 мкФ не в состоянии отдать достаточный ток, что приводит к "провалу" напряжения приблизительно на 80 мВ. Увеличение ёмкости до 10 мкФ уменьшает бросок напряжения до 70 мВ. Конденсатор ёмкостью 20 мкФ позволяет стабилизатору активно отслеживать скачок тока и уменьшить влияние переходного процесса.

Примечательно, что в последние годы стали доступны ИМС стабилизаторов, которые не требуют на выходе конденсаторов большой ёмкости. Например, маломощная ИМС LP5900 ("Texas Instruments") обеспечивает выходное напряжение от 1,5 до 4,5 В (в зависимости от модификации) при подаче на вход от 2,5 до 5,5 В с максимальным током на выходе до 150 мА. При этом она сохраняет стабильную работоспособность при величине ёмкости конденсатора на входе и выходе 0,47 мкФ. Схема включения и внешний вид такой ИМС приведены на рисунке 6.19.

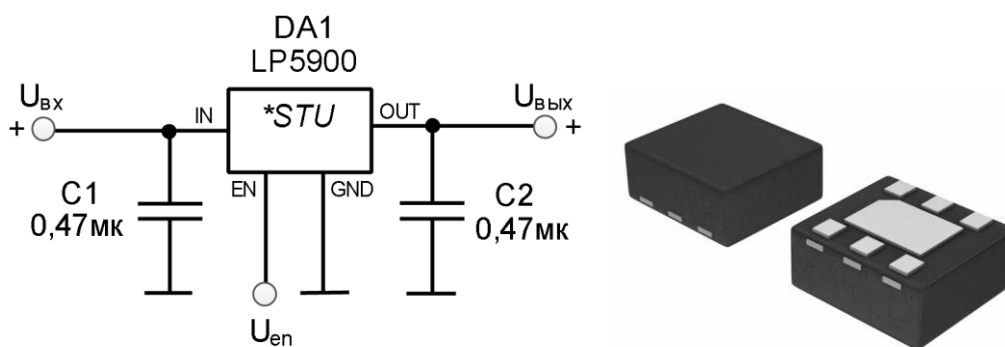


Рисунок 6.19 – Схема включения и внешний вид ИМС LP5900

Параметры наиболее распространённых ИМС стабилизаторов напряжения приведены в таблице 6.2.

Таблица 6.2 – Основные параметры ИМС линейных стабилизаторов

№ п/п	Тип микросхемы	$U_{\text{ВЫХ}}, \text{В}$	$U_{\text{ВХ}}, \text{В}$	$I_{\text{ВЫХ}},$ макс., А	Нестабильность по напряжению/ току, %
1	142ЕН5А	5	15	3	0,05/1

№ п/п	Тип микросхемы	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$U_{\text{вх}}, \text{В}$	$I_{\text{вых}},$ макс., А	Нестабильность по напряжению/ току, %
2	142ЕН12 LM117	1,2-36,5	5-40	1,5	0,01
3	K142ЕН10, LM337	-(1,2-37)	-(5-40)	1,5	0,07
4	KP142ЕН22	1,2-34	не более 35	5	0,015/0,01
5	KP1195ЕН1Б, LT1083	1,2-34	31,2	7,5	0,2/0,3
6	1303ЕНxxП	1,8/2,5/3,3/5	16	5	0,1/1
7	142ЕР3У	2,2-7,5	2,7-16	0,001-0,2	0,015/3
8	142ЕГ1Т, LM2991	-(2,4-20)	-(3-30)	1	0,03/0,7
9	1334ЕНxx, LP2995	2,85/3/3,3/5	-	0,1	0,2/0,2
10	1158ЕНxx	3,3-15	26	0,5	0,05/1,6
11	1278ЕН2.5Т	2,5	7	0,8	0,14/0,63

### 6.5 LDO стабилизаторы

Достоинствами классических ИМС линейных стабилизаторов являются общедоступность, простота использования, минимальное количество внешних компонентов, необходимых для корректной работы. К недостаткам следует отнести значительное энергопотребление (6-10% от выходного тока) и большое падение напряжения на РЭ. Так, если необходимо получить 5 В на выходе, то на вход следует подать как минимум 7,5 В. При таком подходе большинство элементов ИЭП должны выбираться со значительным запасом, что не может не сказаться на стоимости продукции.

Действительно, продолжительное время разработчикам ИЭП были доступны только классические ИМС интегральных стабилизаторов (например, LD1117 или ИМС серий 78xx/79xx) с минимальным падением на РЭ от 2 В и выше. Связано это было с тем, что в качестве РЭ применялся *n-p-n* транзистор, включенный по схеме с общим коллектором. Для того чтобы открыть такой транзистор до насыщения, необходим дополнительный ИЭП, напряжение которого превышает входное напряжение. Однако развитие технологий не стоит на месте, и с появлением мощных и компактных *p*-канальных полевых

транзисторов их тоже начали использовать в стабилизаторах напряжения, включая по схеме с общим истоком. Такая схема позволяет при необходимости полностью открыть транзистор, и падение напряжения на его переходе фактически будет зависеть только от сопротивления канала и тока нагрузки. Так появились LDO стабилизаторы (Low Drop Out).

Если рассмотреть упрощённую структурную схему линейного стабилизатора напряжения, представленную на рисунке 6.19, можно сделать два очевидных вывода. Во-первых, основным параметром, определяющим область применения стабилизатора, является минимально возможное значение падения напряжения между входом и выходом схемы. Во-вторых, основным элементом, определяющим параметры схемы, является РЭ. Именно поэтому общепринятым классификационным признаком линейных стабилизаторов является исполнение РЭ.

Большинство производителей обычно выделяет два класса линейных стабилизаторов: стандартные (классические) и LDO стабилизаторы. Стандартный линейный стабилизатор в качестве РЭ использует составной  $n-p-n$  транзистор, управляемый  $p-n-p$  транзистором. Падение напряжения в этом случае составляет 1,1...2,5 В. Этот тип ИМС долгое время выпускается многими производителями. Некоторая "древность" этих изделий совсем не говорит о том, что они не востребованы – они пользуются заслуженным уважением у разработчиков, у них есть и останется своя ниша.

LDO стабилизаторы используют в качестве РЭ биполярный  $p-n-p$  транзистор или полевой транзистор (одионый либо составной). Падение напряжения в этом случае составляет десятые доли вольта, что, безусловно, расширяет область применения LDO стабилизаторов.

LDO стабилизаторы имеют гораздо меньшее падение напряжения между входом и выходом. При этом обеспечиваются высокие параметры стабильности и точности выходного напряжения. Этот тип стабилизаторов в большинстве

случаев используется для относительно низких выходных напряжений по сравнению со стабилизаторами со стандартным падением напряжения. Максимальное выходное напряжение для стабилизаторов с низким падением напряжения обычно не превышает 12 В. Это и понятно, так как для более высоких напряжений целесообразно применять обычные стабилизаторы, цена которых существенно ниже.

Типовая функциональная схема LDO стабилизатора представлена на рисунке 6.20. Стабилизатор состоит из четырёх основных узлов: ИОН, РЭ, усилителя ошибки (операционного усилителя) и резистивного делителя. Кроме этих обязательных узлов, в состав стабилизаторов включают схемы защиты по току, напряжению и температуре, логику управления, схемы диагностики и индикации и т. д.

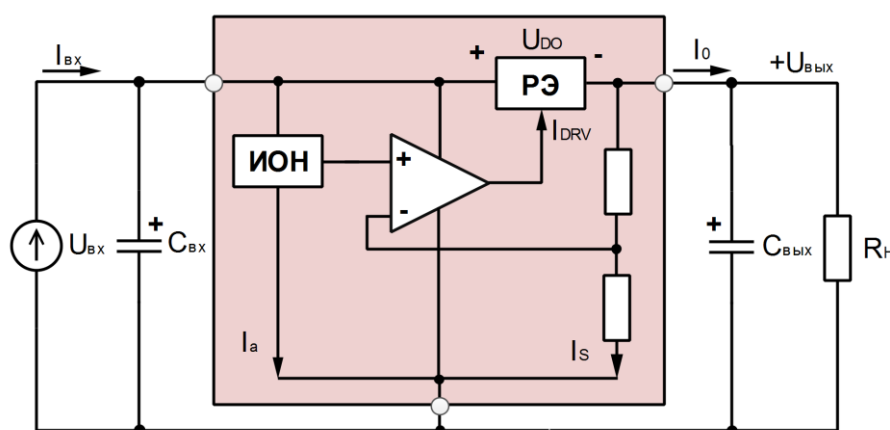


Рисунок 6.20 – Структурная схема стабилизатора

Поскольку РЭ – важнейший компонент в составе любого стабилизатора, во многом определяющий его параметры, то стабилизаторы обычно подразделяют на группы в зависимости от вида РЭ. На практике наиболее часто используют пять типов РЭ (рисунок 6.21) – по схеме Дарлингтона, биполярный  $p-n-p$ , составной  $n-p-n$ , полевой  $p$ -МОП и составной  $n$ -МОП.

Для обеспечения нормальной работы стабилизатора с РЭ по схеме Дарлингтона разность напряжений на его входе и выходе должна быть не менее 1,6 В, в то время как для LDO эта величина не должна превышать 500 мВ:

$$U_{DO} = U_{sat} + 2U_{БЭ} = 1,6...2,5 \text{ В}. \quad (6.26)$$

Для составного  $n-p-n$  РЭ напряжение на базе  $n-p-n$  транзистора должно быть всегда выше, чем на его эмиттере. При большой разнице входного и выходного напряжений проблем не возникает. Однако когда величина входного напряжения приближается к выходному, то минимальное значение разности напряжения должно быть не менее 0,9 В:

$$U_{DO} = U_{кэsat} + U_{БЭ} = 0,9 \text{ В}. \quad (6.27)$$

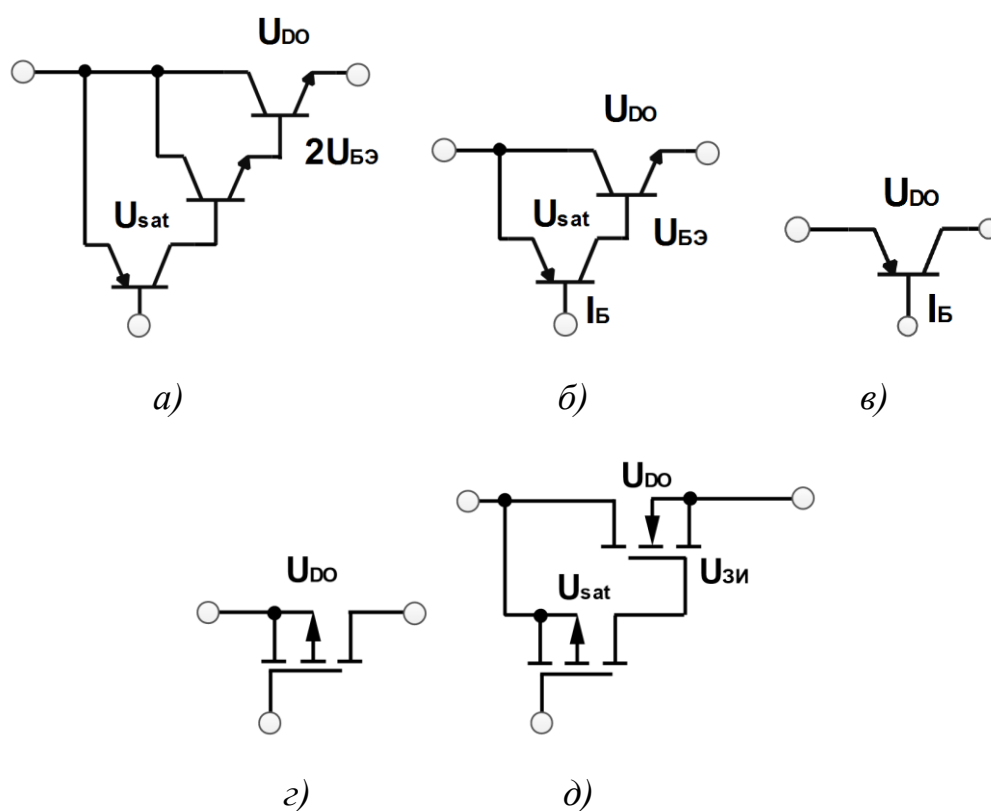


Рисунок 6.21 – Основные типы регулирующих элементов линейных стабилизатора:

$a$  – схема Дарлингтона;  $b$  – составной  $n-p-n$ ;  $в$  – биполярный  $p-n-p$ ;  $г$  –  $p$ -МОП;  
 $д$  – составной  $n$ -МОП

Ток в базу  $n-p-n$  поступает от входной цепи через  $p-n-p$  транзистор и входит в состав тока эмиттера, протекающего через нагрузку. Таким образом, базовый ток является частью рабочего, в результате чего статический ток такой схемы минимален.



Важное преимущество стабилизаторов с  $p$ - $n$ - $p$  РЭ – минимальное падение напряжения по сравнению с любыми другими схемами:

$$U_{DO} = U_{\text{кзsat}} = 0,2...0,4 \text{ В}. \quad (6.28)$$

Если использовать транзистор с большим коэффициентом усиления, возможно снизить падение напряжения до 150 мВ при токе 100 мА. Однако в таких схемах базовый ток не течёт через нагрузку, а входит в состав статического тока, ухудшая КПД стабилизатора.

Стабилизаторы с  $p$ -МОП РЭ имеют минимальное падение напряжения среди всех РЭ, величина которого зависит только от сопротивления транзистора в открытом состоянии и тока нагрузки:

$$U_{DO} = I_H R_{ON} = 35...350 \text{ мВ (для } p\text{-MOS)}. \quad (6.29)$$

При небольших нагрузках величина  $U_{DO}$  может составлять всего несколько мВ, при максимальной – не более 300 мВ для всех выпускаемых промышленностью стабилизаторов этого типа.

Стабилизаторы на составных  $n$ -МОП РЭ также обеспечивают минимальное падение напряжения, однако для их нормальной работы необходим дополнительный источник смещения, который обычно выполняют на коммутируемых конденсаторах.

Подведём небольшой итог. Стабилизаторы с транзисторами  $p$ -типа ( $p$ - $n$ - $p$  и  $p$ -МОП) имеют лучшие характеристики по падению напряжения, но склонны к самовозбуждению, чувствительны к параметрам конденсатора на выходе (ёмкости и эквивалентному последовательному сопротивлению). Стабилизаторы с транзисторами  $n$ -типа ( $n$ - $p$ - $n$ ,  $n$ -МОП) обладают высокой устойчивостью, способны работать с любыми конденсаторами на выходе, однако у  $n$ - $p$ - $n$  стабилизаторов недопустимо велико падение напряжения, к тому же для  $n$ -МОП требуется дополнительный источник смещения транзисторов. Обычно это повышающий DC-DC преобразователь на коммутируемых конденсаторах. Кроме усложнения схемы, такой источник

создаёт дополнительный шум коммутации на выходе стабилизатора. Сегодня наибольшее распространение получили LDO стабилизаторы с одинарными  $p$ -МОП транзисторами. Функциональная схема такого стабилизатора приведена на рисунке 6.22.

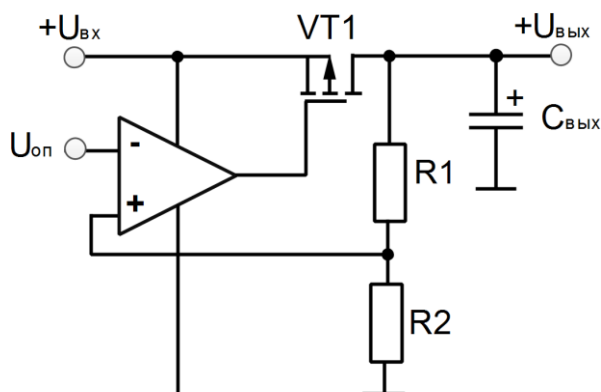
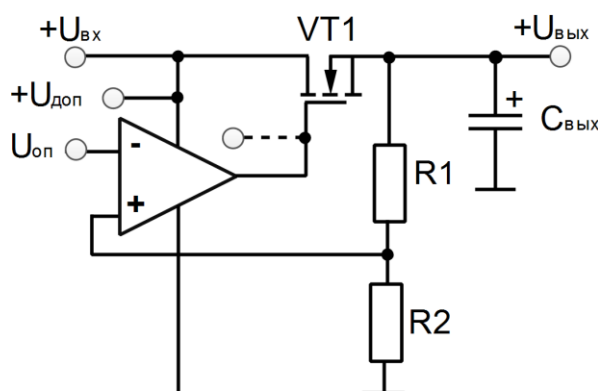


Рисунок 6.22 – Функциональная схема стабилизатора с  $p$ -МОП

Для управления  $p$ -канальным МОП транзистором потенциал затвора должен быть меньше потенциала истока на 2-4 В. Следовательно, использование  $p$ -канального МОП транзистора обеспечивает наиболее простую топологию LDO стабилизатора. Однако в таком транзисторе не удастся добиться столь же малого значения сопротивления открытого канала сток-исток, как в  $n$ -канальным МОП транзисторе.

Функциональная схема стабилизатора с  $n$ -канальным МОП транзистор приведена на рисунке 6.23. Для управления таким транзистором требуется, чтобы потенциал затвора был больше потенциала на истоке на 2-4 В. Однако потенциал истока совпадает с выходным напряжением за вычетом падения напряжения на самом транзисторе. Поэтому дополнительно необходима схема повышения напряжения на затворном электроде, что усложняет схему стабилизатора в целом.

Основные параметры LDO рассмотрим на примере стабилизатора с  $n$ -МОП РЭ. На практике такие стабилизаторы используются достаточно редко, однако их схема более удобна для анализа.

Рисунок 6.23 – Функциональная схема стабилизатора с  $n$ -МОП

**Падение напряжения** на стабилизаторе – это минимальная разность напряжения на его входе и выходе, при которой ещё возможен режим стабилизации. Входное напряжение линейных стабилизаторов, в отличие от импульсных, всегда выше выходного. На графике выходных характеристик стабилизатора с  $n$ -МОП РЭ можно отметить три области – область насыщения, в которой прибор работает как источник тока, активную (омическую) область, где транзистор ведет себя как управляемый напряжением резистор и область отсечки.

Предположим, что по каким-либо причинам ток в нагрузке изменился. Увеличение тока приведёт к росту напряжения на нагрузке. Для восстановления номинального напряжения рабочая точка стабилизатора переместится, что приведёт к увеличению падения напряжения на РЭ и восстановлению номинального напряжения на выходе стабилизатора. При снижении входного напряжения рабочая точка переместится ближе к активной области.

На границе между омической областью и областью насыщения имеется некоторая критическая точка  $U_{DO}$ , ниже которой схема управления стабилизатора отключается и РЭ переходит в активный (омический) режим. В этой области выходное напряжение зависит от входного. При этом  $U_{DO} = I_H R_{ON}$ , где  $R_{ON}$  – величина сопротивления РЭ в открытом состоянии,  $I_H$  – ток нагрузки.

**Статический ток (ток покоя)** определяют как разность между токами на входе и выходе стабилизатора. Для увеличения КПД стабилизатора стремятся максимально снизить величину статического тока. Статический ток зависит от схемы стабилизатора, используемых компонентов и температуры. В общем случае ток покоя – это сумма тока смещения ИОНа  $I_a$  (см. рисунок 6.19), тока через резисторы делителя  $I_S$ , тока усилителя ошибки  $I_r$  и тока затвора проходного элемента  $I_{DRV}$  (если он не течёт через нагрузку).

Для биполярных транзисторов статический ток зависит от выходного (растёт при увеличении тока нагрузки). Для МОП транзистора статический ток практически не зависит от тока нагрузки, т.к. прибор управляется напряжением. Основной вклад вносят ток смещения ИОН, резисторов делителя и усилителя ошибки. В экономичных схемах (с малым потреблением) обычно используют LDO с МОП транзистором.

КПД LDO стабилизатора определяется статическим током и разностью входного и выходного напряжений:

$$\eta = \frac{I_{\text{вых}} U_{\text{вых}}}{(I_{\text{вых}} + I_q) U_{\text{вх}}} 100\% . \quad (6.30)$$

Для повышения КПД снижают ток покоя и уменьшают падение напряжения на РЭ. Чем выше КПД, тем меньше рассеиваемая транзистором мощность. Таким образом, ток покоя и падение напряжения являются важнейшими параметрами LDO стабилизаторов.

**Нестабильность по нагрузке** показывает, как изменяется выходное напряжение в зависимости от изменения тока нагрузки (типовое значение этого параметра составляет 0,8%). Этот параметр не зависит от частоты, определяется усилением при разомкнутой петле обратной связи системы и улучшается при увеличении усиления. Особо неприятный случай – скачкообразное изменение величины выходного тока.

**Стабилизация по входу** определяет характер изменения выходного напряжения в зависимости от изменения входного (типичное значение этого параметра составляет менее 1%).

Как и в предыдущем случае, стабилизация по выходу не зависит от частоты и определяется параметрами эквивалентной схемы по постоянному току. Характер поведения выходного напряжения при скачкообразном изменении входного, показан на рисунке 6.24.

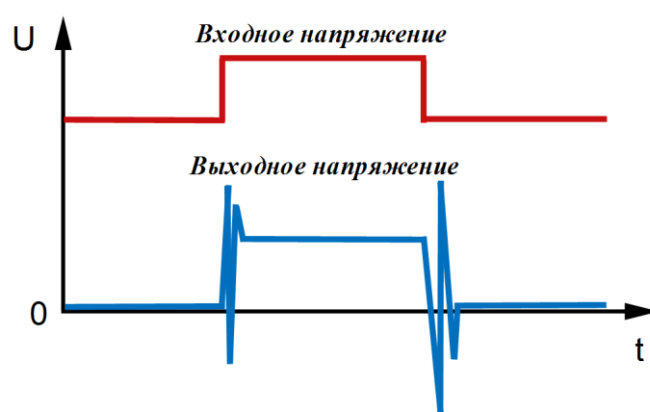


Рисунок 6.24 – Изменение выходного напряжения при резком изменении входного

**Динамическая нестабильность** определяется как кратковременное отклонение выходного напряжения при скачкообразном изменении тока нагрузки, например с 50 до 100% номинального значения тока. Обычно нормируется максимальная величина выброса напряжения, которая зависит от ёмкости и эквивалентного последовательного сопротивления (ESR) конденсатора на выходе и ёмкости конденсатора фильтра.

Для примера, скачкообразное изменение тока на 90 мА вызывает кратковременные затухающие колебания выходного напряжения с максимальной амплитудой 120 мВ. Номинальное напряжение восстанавливается приблизительно через 17 мкс.

Следует иметь в виду, что на выходе LDO включают конденсатор не только определённой ёмкости, но и с нормированным значением ESR.

Типичные значения ESR лежат в пределах от 0,2 до 9 Ом для конденсатора ёмкостью 4,7 мкФ при скачкообразном изменении тока от 0 до 250 мА. В LDO могут быть использованы как танталовые и алюминиевые, так и многослойные керамические конденсаторы. Выход ESR за границы допустимых значений приводит к самовозбуждению стабилизатора.

К сожалению, конденсаторы с нормированными параметрами не только имеют большие размеры, но и дороже стандартных. Поэтому ведётся активная разработка так называемых бесконденсаторных стабилизаторов, т.е. таких приборов, параметры которых практически не зависят от типа ёмкости и ESR конденсаторов на их выходе.

**Пульсации входного напряжения.** Способность LDO противостоять кратковременным изменениям входного напряжения оценивается величиной PSRR (Power Supply Rejection Ratio), равной отношению пульсации напряжения на выходе и входе во всём частотном диапазоне:

$$PSRR = \frac{U_{вых\sim}}{U_{вх\sim}}. \quad (6.31)$$

PSRR – важнейшая характеристика LDO, определяющая возможность его использования в комбинированных ИЭП для подавления шумов коммутации на выходе импульсного стабилизатора. Рабочая частота (частота переключения) таких стабилизаторов обычно лежит в диапазоне от 100 кГц до 1 МГц. Наихудший случай (максимальная точка на графике на рисунке 6.25) – это когда  $R_{ESR}$  велико, а ёмкость конденсатора фильтра мала.

**Шум на выходе стабилизатора.** При неизменном выходном токе и отсутствии пульсации входного напряжения стабилизатор обычно "шумит" в диапазоне от 10 Гц до 100 кГц, генерируя на выходе напряжение от 50 до 500 мкВ. Разработаны специальные типы LDO стабилизаторов для

электропитания чувствительных схем (например, управляемых напряжением генераторов), уровень шума которых снижен до 20 мкВ.

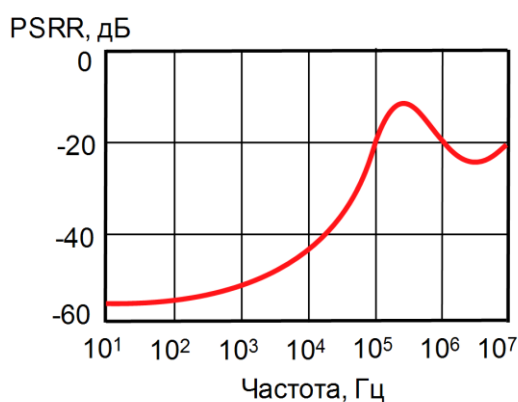


Рисунок 6.25 – Подавление пульсации входного напряжения

Наиболее распространёнными представителями LDO стабилизаторов являются ИМС LT 1083/1084/1085. Эти ИМС могут работать при пониженном напряжении между входом и выходом (до 1...1,3 В) и обеспечивают на выходе стабилизированное напряжение в диапазоне 1,25...30 В при токе в нагрузке 7,5/5/3 А соответственно. Ближайший по параметрам отечественный аналог типа КР142ЕН22 имеет максимальный ток стабилизации 5 А.

Такие ИМС также имеют встроенную защиту от превышения тока в нагрузке и тепловую защиту от перегрева корпуса.

Данные стабилизаторы обеспечивают нестабильность выходного напряжения 0,05%/В, нестабильность выходного напряжения при изменении выходного тока от 10 мА до максимального значения не хуже 0,1%/В.

Типовая схема включения таких стабилизаторов напряжения приведена на рисунке 6.26.

Конденсаторы  $C2...C4$  должны располагаться вблизи ИМС и лучше, если они будут танталовые. Ёмкость конденсатора  $C1$  выбирается из условия 2000 мкФ на 1 А тока. Такие стабилизаторы напряжения экономически целесообразно применять при токе в нагрузке более 1 А, а также в случае недостатка места в конструкции.

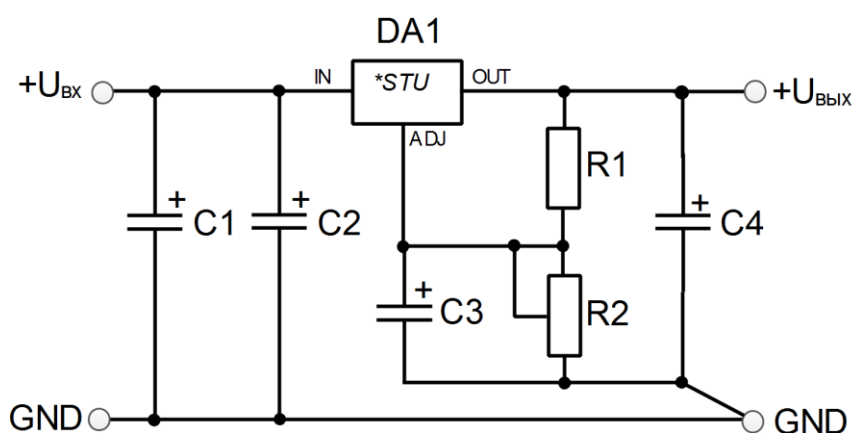


Рисунок 6.26 – Типовая схема включения ИМС стабилизатора LT1085

В настоящее время силовые МОП транзисторы нашли широкое применение при разработке линейных LDO стабилизаторов постоянного напряжения. В этих схемах применения, как и в других, они обладают следующими преимуществами:

1. Ток управления, требуемый для низкого прямого падения напряжения, близок к нулю, в то время как биполярные приборы требуют сотни миллиампер.

2. Внутренний обратно включаемый диод в МОП транзисторе защищает прибор, когда он обратнo смещён, в то время как биполярные транзисторы нуждаются в дополнительном компоненте.

3. Резистивные характеристики силового МОП транзистора более подходят для линейных стабилизаторов с низким падением.

Биполярные транзисторы ведут себя как источник постоянного фиксированного напряжения, включенный последовательно с источником изменяемого напряжения.

Это устанавливает предел минимального падения напряжения на стабилизаторе, равный величине фиксированного напряжения (например 0,25 В для 2N3055A). Так как 2N3055A требует большого базового тока, то может



использоваться транзистор Дарлингтона, например, TIP100, что ещё больше увеличивает напряжения на транзисторе TIP100 на величину примерно 0,7 В.

4. Так как силовые МОП транзисторы – это приборы на основных носителях, они не имеют времени накопления. Это важно, так как схемы применения с низким падением напряжения требуют работы вблизи области насыщения биполярного транзистора. Отклик схемы в виде переходного процесса поэтому лучше, чем у стабилизатора с биполярным транзистором.

5. Биполярные стабилизаторы с низким падением напряжения имеют коэффициент усиления больше единицы и поэтому более неустойчивы, чем стабилизаторы с низким падением на МОП транзисторах, которые стабильны независимо от условий благодаря своему коэффициенту усиления, меньшему единицы.

6. МОП транзисторы могут выдерживать во время переходных процессов тока 4-х кратную перегрузку по току, в то время как биполярные транзисторы – не более чем 1,5-кратную.

Единственным недостатком, который имеют силовые *n*-МОП транзисторы, когда они используются как ключ верхнего плеча, заключается в том, что для них требуется смещение примерно на 10 В выше положительной шины электропитания. Однако благодаря тому, что входные запускаяющие токи малы, источник смещения может создаваться из самого ИЭП.

Схема стабилизатора отрицательного напряжения на рисунке 6.27 использует транзистор IRFD020 в 4-х выводном HEXDIP корпусе и при 1 А имеет падение напряжения порядка 150 мВ, в то время как 2N3055 при 1А будут иметь падение 0,3 В. Управляющим элементом является TL431, используемый как регулируемый параллельный стабилизатор. Если выходное напряжение стремится к возрастанию, ток стока вызывает снижение напряжения затвора, позволяя выходу оставаться стабильным. Простое

ограничение тока может быть достигнуто, используя несколько дополнительных компонентов, как показано на рисунке 6.28.

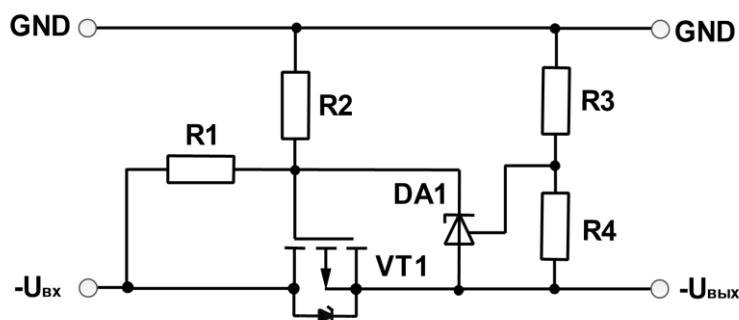


Рисунок 6.27 – Стабилизатор отрицательного напряжения

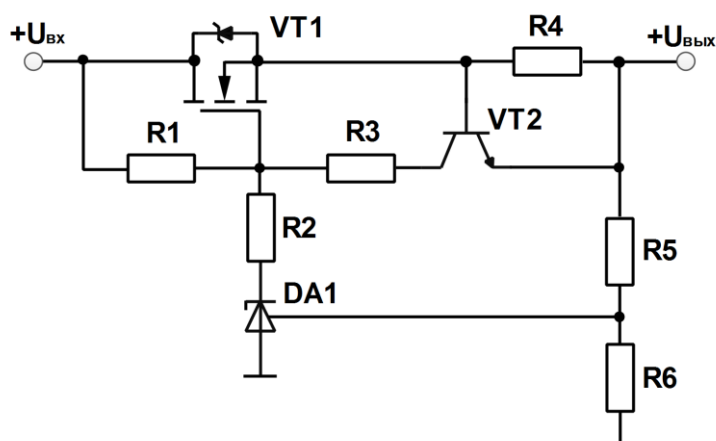


Рисунок 6.28 – Стабилизатор с защитой от короткого замыкания в нагрузке

## 6.6 Стабилизаторы тока

Как известно, идеальный источник тока обладает бесконечно большой ЭДС и бесконечно большим внутренним сопротивлением, что позволяет получить требуемый ток в цепи, не зависящий от сопротивления нагрузки. Реальные же источники тока поддерживают ток на требуемом уровне в ограниченном диапазоне напряжения, создаваемого на нагрузке.

Обычно реальный источник тока используют совместно с источником напряжения. Выход такой системы рассматривают как стабилизатор тока.

Стабилизаторы тока находят преимущественное применение в устройствах, предназначенных для возбуждения постоянного магнитного поля.

Для работы ламп бегущей волны, клистронов и т.д. применяют фокусирующие катушки (соленоиды), обмотки которых выполнены из медного провода. Для нормальной работы этих приборов необходимо постоянство магнитного поля и, следовательно, постоянство тока в обмотке соленоида. При отсутствии стабилизации ток в соленоиде может изменяться как вследствие колебания напряжения питающей сети, так и из-за изменения сопротивления обмотки соленоида, вызванного изменением температуры этой обмотки под действием протекающего по ней тока или изменением температуры окружающей среды.

Также стабилизаторы тока находят применение в зарядных устройствах аккумуляторов, в светодиодной технике и газоразрядных лампах. Кроме того, стабилизаторы тока широко применяют в составе ИМС для задания тока усилительных и преобразовательных каскадов. В этом случае их обычно называют "генераторами тока".

Известно, что яркость светодиода очень сильно зависит от протекающего через него тока. В то же время ток светодиода очень круто зависит от питающего напряжения. Отсюда возникают заметные пульсации яркости даже при незначительной нестабильности электропитания.

Но пульсации – это не страшно, гораздо хуже то, что малейшее повышение питающего напряжения может привести к настолько сильному увеличению тока через светодиод, что он просто выгорит. Чтобы этого не допустить, светодиоды (особенно мощные) обычно запитывают через специальные схемы – драйверы, которые по сути своей являются стабилизаторами тока.

Таким образом, особенностью стабилизаторов тока является их большое выходное сопротивление. Это позволяет исключить влияние входного напряжения и сопротивления нагрузки на величину выходного тока.

В простейшем случае в качестве стабилизатора тока может служить источник напряжения и резистор. Такую схему часто применяют для

электропитания маломощных светодиодов. В качестве недостатка такой схемы можно назвать необходимость применения высокого напряжения на входе. Только в этом случае удаётся применить достаточно высокоомный резистор и добиться приемлемой стабильности тока. При этом на резисторе выделяется мощность  $P = I^2 R$ , что при больших токах может оказаться неприемлемым.

Чтобы построить стабилизатор тока на биполярном транзисторе, обратимся к его выходной характеристике (рисунок 6.29).

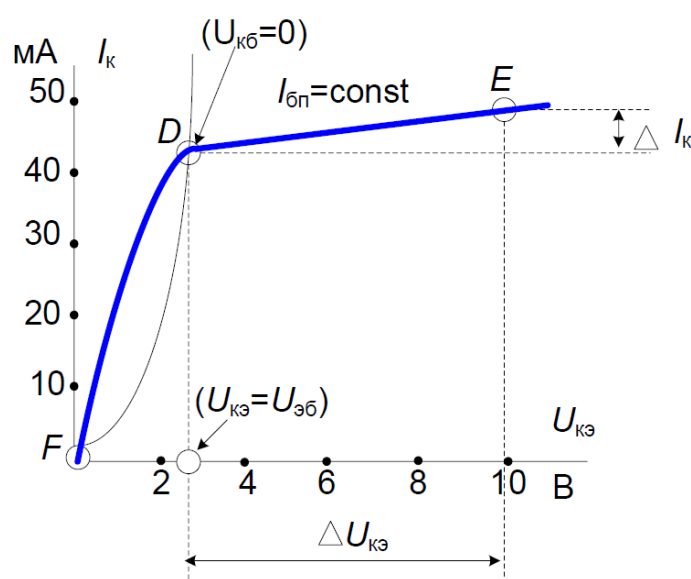


Рисунок 6.29 – Выходная характеристика биполярного транзистора

На ВАХ транзистора различимы два участка – крутой  $FD$  и пологий  $DE$ . В пределах участка  $FD$  в транзисторе идут переходные процессы, связанные с постепенным увеличением обратного напряжения на коллекторном переходе. В точке  $D$  на переходе коллектор-эмиттер устанавливается напряжение, примерное равное напряжению на переходе база-эмиттер. Транзистор из режима двойной инжекции переходит в активный режим. Дальнейшее увеличение напряжения на коллекторе, при постоянстве тока базы, не вызывает заметного приращения тока коллектора. Следовательно, в схеме стабилизатора тока на биполярном транзисторе последний должен работать в активном режиме, и его рабочая точка будет лежать на пологом участке ВАХ.

Нагрузочная характеристика при пересечении со статической ВАХ должна обеспечивать положение рабочей точки на пологом участке  $DE$ .

Ток коллектора в активном режиме транзистора связан с током базы через статический коэффициент передачи тока базы  $\beta$ . Следовательно, чтобы изменения коллекторного тока были сведены к минимуму, ток базы должен быть строго постоянным. Постоянство базового тока – эта основная проблема при создании стабилизатора тока.

Как правило, ток базы задается напряжением смещения, следовательно, постоянство базового тока и коллекторного токов может обеспечить строго постоянное напряжение смещения. Таким образом, если обеспечить стабилизацию напряжения смещения, то базовый и коллекторный ток будут оставаться практически постоянными.

На рисунке 6.30а показана схема стабилизатора тока на биполярном транзисторе, а на рисунке 6.30б – на полевом транзисторе. Резистор  $R_3$  и стабилитрон  $VD1$  образуют параметрический стабилизатор постоянного напряжения.

Рассмотрим принцип работы стабилизатора тока. К нестабильности тока через нагрузку может приводить как изменение сопротивления нагрузки, так и изменение входного напряжения. Предположим, что сопротивление нагрузки остаётся неизменным, а увеличивается входное напряжение. Если бы никаких изменений не происходило с транзистором, то ток через  $R_H$  увеличился бы. В результате этого увеличится ток, протекающий через резисторы  $R_1$ ,  $R_2$ , а, следовательно, и напряжение на этих резисторах. Напряжение на стабилитроне равно сумме напряжений на резисторах  $R_1$ ,  $R_2$  и на переходе база-эмиттер транзистора (переход база-эмиттер транзистора включен в прямом направлении). Напряжение на стабилитроне при изменении входного напряжения остаётся практически неизменным, значит, напряжение на переходе база-эмиттер транзистора уменьшится и увеличится сопротивление

между выводами эмиттер-коллектор транзистора. Ток, протекающий через коллектор-эмиттер транзистора и резистор нагрузки, будет уменьшаться, стремясь к своему первоначальному значению. Таким образом, будет обеспечиваться стабилизация тока.

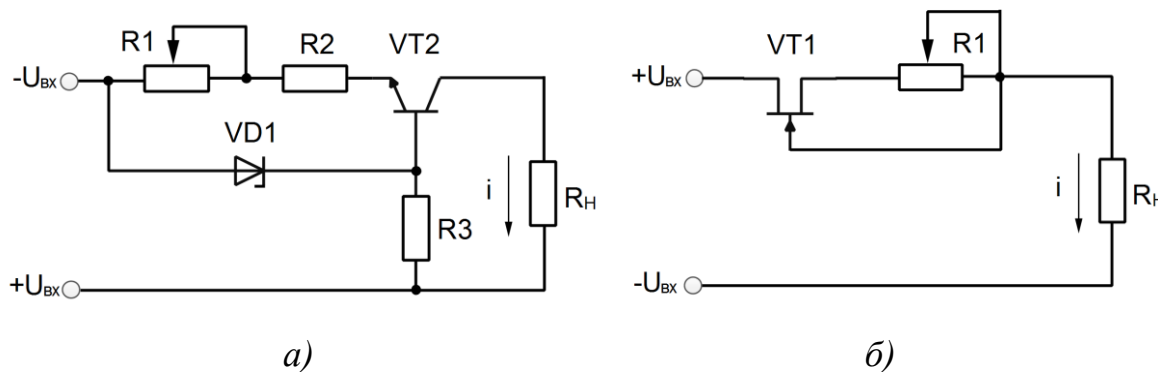


Рисунок 6.30 – Стабилизаторы тока на биполярном (а) и полевом (б) транзисторах

Пусть теперь остаётся неизменным входное напряжение, а увеличивается сопротивление нагрузки. Если бы никаких изменений в этом случае не происходило с транзистором, то ток нагрузки уменьшился бы. При уменьшении тока нагрузки уменьшится ток, протекающий через резисторы  $R1$ ,  $R2$  и напряжение на этих резисторах уменьшится. В результате увеличится напряжение между базой и эмиттером транзистора и ток коллектора транзистора увеличится. Ток нагрузки будет стремиться к своему первоначальному значению, никогда его не достигая. Для увеличения стабильности тока в качестве транзистора  $VT1$  используют составной транзистор.

Очень простыми получаются стабилизаторы постоянного тока с использованием полевых транзисторов. Ток нагрузки протекает через резистор  $R1$ . Ток, протекающий в цепи: плюс источника, сток-затвор полевого транзистора, резистор  $R_H$ , минус источника, очень мал, так как переход сток-затвор транзистора смещён в обратном направлении. Напряжение на резисторе  $R1$  имеет полярность плюс слева, минус справа. Потенциал затвора равен

потенциалу правого вывода резистора  $R1$ , следовательно, потенциал затвора относительно истока будет отрицательным. При уменьшении сопротивления нагрузки ток через резистор  $R1$  стремится увеличиться, в результате чего потенциал затвора относительно истока становится более отрицательным – и транзистор закрывается в бóльшей степени. При бóльшем закрытии транзистора  $VT1$  ток через нагрузку уменьшается, стремясь к своему первоначальному значению.

Для стабилизации токов силой 0,5-5 А и более применима практическая схема, приведённая на рисунке 6.31. Главный её элемент – это мощный транзистор. Диодный стабилизатор тока стабилизирует напряжение на резисторе 180 Ом и на базе транзистора КТ818. Изменением резистора  $R1$  от 0,2 до 10 Ом изменяется ток, поступающий в нагрузку. С помощью этой схемы можно получить ток, ограниченный максимальным током транзистора или максимальным током входного источника. Применение диодного стабилизатора тока с наиболее возможным номинальным током стабилизации улучшает стабильность выходного тока схемы, но при этом нельзя забывать о минимально возможном напряжении работы диодного стабилизатора тока. Изменение резистора  $R1$  на 1-2 Ом значительно меняет величину выходного тока схемы. Этот резистор должен иметь большую мощность рассеяния тепла, изменение сопротивления из-за нагрева приведёт к отклонению выходного тока от заданного значения. Резистор  $R1$  лучше собрать из нескольких параллельно включенных мощных резисторов. Резисторы, применённые в схеме, должны иметь минимальное отклонение сопротивления при изменении температуры. При построении регулируемого источника стабильного тока или для точной настройки выходного тока резистор 180 Ом можно заменить переменным. Для улучшения стабильности тока транзистор  $VT1$  КТ818 усиливается вторым транзистором мёньшей мощности. Транзисторы соединяются по схеме

составного транзистора. При использовании составного транзистора минимальное напряжение стабилизации увеличивается.

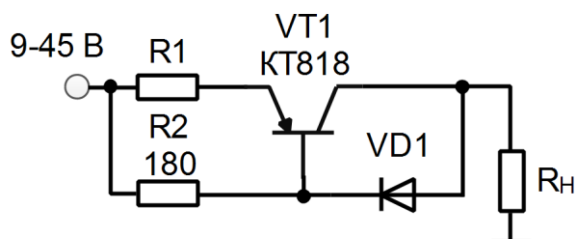


Рисунок 6.31 – Стабилизатор тока на мощном транзисторе

Еще один пример практической схемы стабилизатора тока, для цепочки светодиодов, приведен на рисунке 6.32. В схеме зафиксировано напряжение на базе транзистора  $VT1$  с помощью стабилитрона  $VD1$ . Таким образом получают фиксированное напряжение на резисторе  $R2$ , через который и течет стабилизированный ток. Тот же ток проходит и через диоды  $VD1, VD2$ .

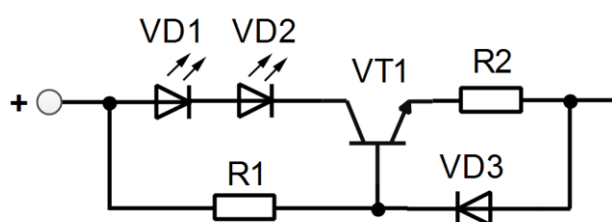


Рисунок 6.32 – Стабилизатор тока на мощном транзисторе

Стабилизаторы тока отличаются от стабилизаторов напряжения тем, что сигнал в цепи ОС поступает от датчика тока, включенного в цепь тока нагрузки. Поэтому для реализации стабилизаторов тока применяют такие распространённые ИМС как 142ЕН5 (LM7805) или LM317. На рисунке 6.33а приведена схема стабилизатора тока на ИМС LM317.

Датчиком тока является резистор  $R1$  и на нём стабилизатор поддерживает неизменным напряжение а, следовательно, ток в нагрузке. Сопротивление датчика тока много меньше сопротивления нагрузки. Падение напряжения на датчике соответствует выходному напряжению компенсационного



стабилизатора. Схема, приведённая на рисунке 6.30а, прекрасно подходит как для электропитания светодиодов, так и для зарядных устройств аккумуляторов.

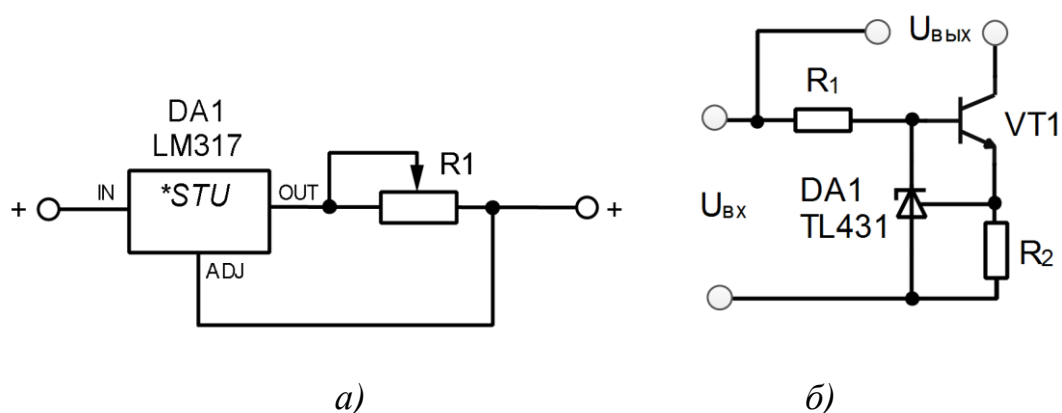


Рисунок 6.33 – Схема стабилизатора тока на ИМС LM317 (а) и TL431 (б)

Среди прочего интегральные стабилитроны типа TL431 используют как стабилизаторы тока (рисунок 6.33б). Ток нагрузки протекает через резистор  $R2$ . Как только напряжение на резисторе превысит 2,5 В, ток через ИМС и резистор  $R1$  возрастёт. Напряжение на нагрузке уменьшится до такого значения, при котором напряжение на входе управления ИМС установится равным 2,5 В.

Стабилизируемый ток задаётся резистором  $R2$ , сопротивление которого определяют как

$$R2 = \frac{2,5}{I_H}, \quad (6.32)$$

где 2,5 В – падение напряжения на резисторе, а  $I_H$  – ток через нагрузку, который определяется возможностями транзистора  $VT1$ .

Зная напряжение  $U_{вх}$  и максимальный ток нагрузки  $I_H$ , подсчитывают сопротивление резистора  $R1$  как

$$R1 = \frac{U_{вх} - 2,5}{I_H}. \quad (6.33)$$

На рисунке 6.34 приведена схема транзисторного стабилизатора тока для электропитания светодиодной ленты.

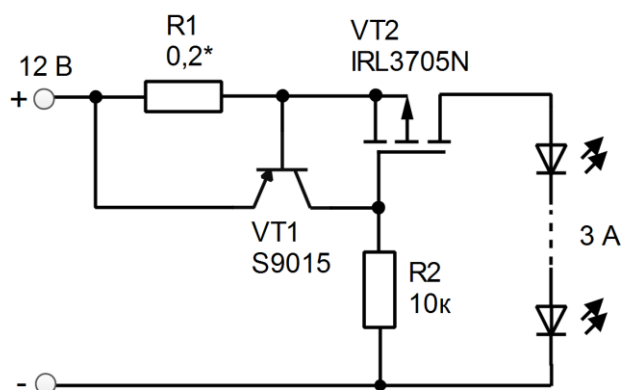


Рисунок 6.34 – Схема стабилизатора тока на транзисторах

### 6.7 Основы расчёта линейных стабилизаторов

Рассмотрим методику расчёта типового линейного стабилизатора напряжения, приведённого на рисунке 6.35.

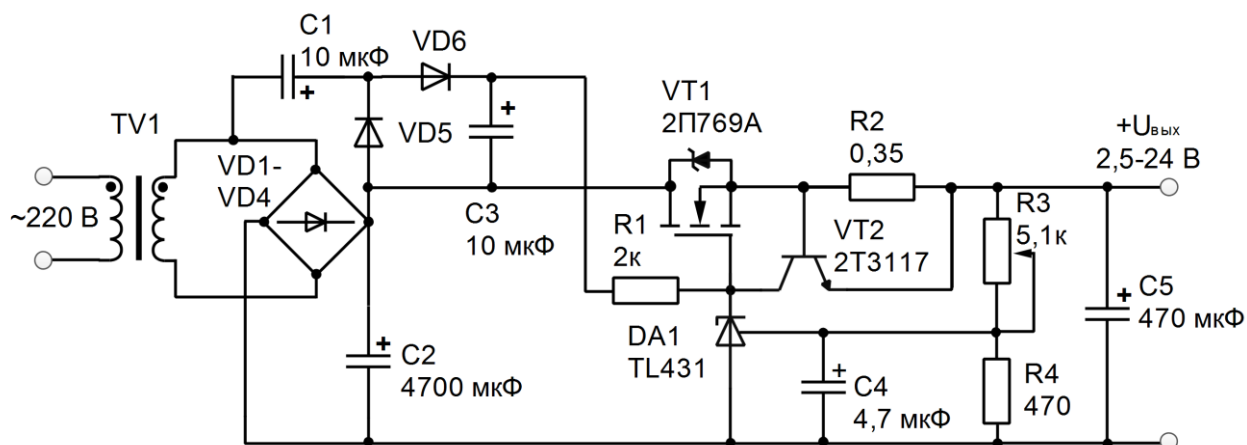


Рисунок 6.35 – Схема линейного ИЭП

Исходными данными, необходимыми для расчёта, являются:

- номинальное, минимальное и максимальное значения выходного напряжения ( $U_{вых}$ ,  $U_{вых\_мин}$  и  $U_{вых\_макс}$  соответственно);
- максимальный и минимальный токи нагрузки ( $I_{H\_макс}$  и  $I_{H\_мин}$  соответственно);
- коэффициент стабилизации  $K_U$ ;
- внутреннее сопротивление  $R_i$ ;
- амплитуда пульсации  $U_{вых\sim}$ ;

- пределы изменения входного напряжения;
- пределы изменения температуры окружающей среды.

На основании анализа исходных данных для расчёта стабилизатора решается вопрос о возможности применения либо схем с ИМС, либо схем на дискретных элементах.

Следует помнить, что применимость ИМС не ограничивается типовыми значениями токов. При необходимости обеспечения больших токов нагрузки ИМС дополняются внешними транзисторами.

### 1. Расчёт входного напряжения

Значение минимального входного напряжения  $U_{вх\_мин}$  определяют при максимальном выходном напряжении  $U_{вых\_макс}$  и максимальном токе нагрузки. Используют выражение:

$$U_{вх\_мин} = U_{вых\_макс} + U_{си\_мин} + U_{вх\sim} + U_{R\_защ}, \quad (6.34)$$

где  $U_{си\_мин}$  – минимальное напряжение сток-исток регулирующего транзистора, при котором возможна работа схемы;  $U_{вх\sim} = (0,05...0,10)(U_{вых\_макс} + U_{си\_мин})$  – амплитуда пульсации входного напряжения. В интегральных стабилизаторах напряжения значение  $U_{си\_мин}$  определяется по справочным данным. Напряжение на резисторе токовой защиты равно 0,7 В.

Таким образом,

$$U_{вх} = \frac{U_{вх\_мин}}{1 - \alpha_{мин}}, \quad (6.35)$$

$$U_{вх\_макс} = U_{вх} (1 + \alpha_{мин}), \quad (6.36)$$

где  $\alpha_{мин}$  – относительное отклонение сети в сторону уменьшения;  $\alpha_{макс}$  – относительное отклонение сети в сторону увеличения.

Для рассматриваемого случая, учитывая, что  $U_{си\_мин} = 1$  В,  $U_{вх\_мин} = 28,2$  В. Тогда, учитывая, что  $\alpha_{мин} = \alpha_{макс} = 0,1$ , получим  $U_{вх} = 31,3$  В и  $U_{вх\_макс} = 34,4$  В.

2. Максимальное значение тока стока  $I_{c\_макс}$  регулирующего транзистора вычисляют как

$$I_{c\_макс} = I_{H\_макс} + I_{вн}, \quad (6.37)$$

где  $I_{вн}$  – ток, потребляемый схемой управления. Значение  $I_{вн}$  равно 5...10 мА для схем, реализованных на дискретных элементах, и 2...3 мА для схем, выполненных в интегральном исполнении. Для рассматриваемого случая  $I_{c\_макс} = 1,01 \text{ А}$ .

3. Находят максимальное напряжение на входе стабилизатора  $U'_{вх\_макс}$  при минимальном токе нагрузки  $I_{H\_мин}$  и максимальное напряжение на переходе сток-исток регулирующего транзистора в установившемся режиме:

$$U'_{вх\_макс} = U_{вх\_макс} + (I_{H\_макс} - I_{H\_мин}) \cdot R_0, \quad (6.38)$$

$$U_{c\_макс} = U'_{вх\_макс} - U_{вых\_мин}. \quad (6.39)$$

Значение внутреннего сопротивления  $R_0$  выпрямителя принимают равным  $0,1U_{вх}/I_{H\_макс}$  при ёмкостном сглаживающем фильтре на входе стабилизатора.

4. Определяют максимальное значение мощности  $P_{тр}$ , рассеиваемой регулирующим транзистором:

$$P_{тр} = (U_{вх\_макс} - U_{вых\_мин}) \cdot I_{c\_макс}. \quad (6.40)$$

Для рассматриваемого случая  $P_{тр} = 32 \text{ Вт}$ .

5. По найденным значениям тока, напряжения и мощности выбирают тип регулирующего транзистора. При выборе типа транзистора следует учитывать, что в переходных режимах работы стабилизатора ток и напряжение могут значительно превышать расчётные.

При подключении стабилизатора к питающей сети постоянного тока в первый момент времени напряжение сток-исток регулирующего транзистора достигает значения  $U_{вх\_макс}$ , а ток –  $(1,5...2)I_{c\_макс}$ . Поэтому надо выбирать

регулирующий транзистор так, чтобы его максимально допустимые параметры превышали значения  $U_{вх\_макс}$  и  $(1,5...2)I_{с\_макс}$ .

Выбрав по численным значениям силы тока и падению напряжения тип регулирующего транзистора, определяют допустимую максимальную мощность  $P_{макс}$ , которую он может рассеять без теплоотвода (по справочным данным).

Если рассчитанная мощность  $P_{макс}$  окажется меньше допустимого максимального значения мощности  $P_{тр}$ , то надо либо выбрать более мощный транзистор, либо разместить транзистор на теплоотвод.

В случае применения интегральных стабилизаторов напряжения необходимо, чтобы  $U'_{вх\_макс}$  не превышало, соответственно, нормированного значения  $U_{вх\_макс}$  для выбранного типа ИМС.

В рассматриваемом случае можно применить полевой транзистор 2П769А. Он имеет следующие характеристики:  $U_{си} = 100$  В,  $I_c = 8$  А,  $P_{рас} = 50$  Вт.

6. Определяют сопротивления резисторов выходного делителя напряжения. Для этого задаются силой тока делителя  $I_{дел}$ , равной 2...5 мА.

Определяют максимальный и минимальный коэффициенты передачи делителя:

$$\gamma_{макс} = \frac{U_{эт\_макс}}{U_{вых\_мин}}, \quad (6.41)$$

$$\gamma_{мин} = \frac{U_{эт\_мин}}{U_{вых\_макс}}. \quad (6.42)$$

Тогда

$$R_{дел} = \frac{U_{вых\_мин}}{I_{дел}}; R_4 \leq \alpha_{мин} \cdot R_{дел}; R_3 \leq (1 - \alpha_{макс}) \cdot R_{дел}. \quad (6.43)$$

7. Определяют сопротивление резистора схемы защиты от превышения тока:

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{2I_{H\_макс}}. \quad (6.44)$$

В рассматриваемом случае  $R_2 = 0,35 \text{ Ом}$ .

### 6.8 Шумы в линейных стабилизаторах

Ранее упоминалось, что при неизменном выходном токе и отсутствии пульсации входного напряжения стабилизатор обычно "шумит" в диапазоне от 10 Гц до 100 кГц, генерируя на выходе напряжение от 50 до 500 мкВ.

Собственно шумами в электронике называют тепловой, дробовой и фликкер-шум. Их основными источниками являются активные элементы (транзисторы и диоды) и резисторы. Линейный стабилизатор является источником именно таких шумов.

Линейный стабилизатор является аналоговой цепью. Его шумы можно описать двумя характеристиками.

Одна из них – спектральная плотность шумов, которая представляет собой кривую зависимости приведённого напряжения шумов  $\text{мкВ} / \sqrt{\text{Гц}}$  от частоты.

Другой характеристикой является шум, приведённый к выходу стабилизатора, измеряемый в мкВ. Это значение спектральной плотности шума, измеренной в диапазоне частот. Если этот диапазон достаточно широк, рассматриваемая характеристика является очень удобным инструментом оценки и сравнения уровня шумов.

Источники шумов находятся внутри стабилизатора, однако для удобства расчётов и анализа все шумы приводятся к его выходу. Термин "приводятся" означает, что шум каждого источника с входа усилителя нужно умножить на коэффициент передачи замкнутой цепи ОС ( $U_{вых}/U_{он}$ ).

На рисунке 6.36 изображена упрощённая схема линейного стабилизатора с источниками шумов. Среди них:

- ИОН;

- делитель напряжения;
- входной каскад операционного усилителя.

Основным источником шумов в стабилизаторе обычно является ИОН. Во многих случаях уменьшить уровень шумов можно с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ). Этот же фильтр используют для подавления пульсаций. Частота среза выбирается внутри диапазона от 1 до 500 Гц таким образом, чтобы подавить все шумы ИОН. Отрицательным эффектом применения RC-фильтров является значительное увеличение времени заряда ИОН и, как следствие, времени включения стабилизатора. Эти проблемы можно избежать, если использовать малошумящие стабилизаторы со встроенной цепью быстрого заряда. Некоторые фирмы сейчас такие предлагают.

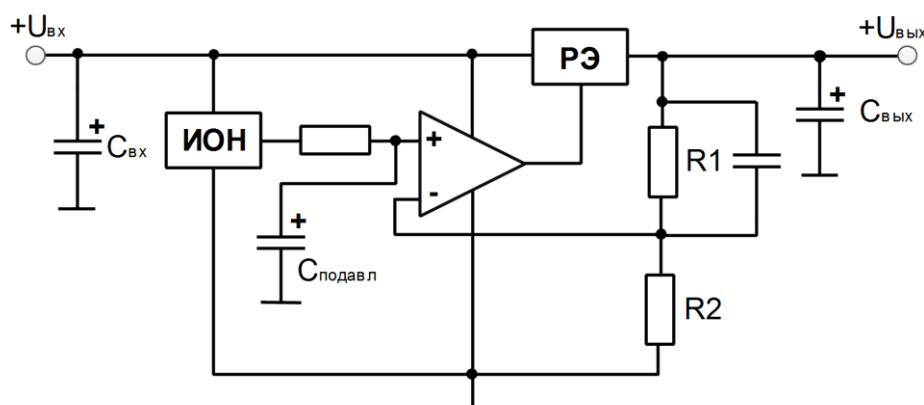


Рисунок 6.36 – Функциональная схема линейного стабилизатора

Другим значительным источником шумов является делитель напряжения. Он генерирует тепловой шум мощностью

$$P_{ш} = 4kTR, \quad (6.45)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана,  $T$  – температура,  $R$  – сопротивление.

Делитель напряжения подключен непосредственно к входу дифференциального усилителя, поэтому шум делителя усиливается всей петлей ОС стабилизатора. Чтобы снизить эти шумы – достаточно уменьшить сопротивление резисторов. Однако тогда будет протекать бóльший ток через делитель.

Ещё один источник шумов – дифференциальный усилитель (усилитель ошибок). Обычно его входной каскад имеет высокий уровень усиления. Любой шум, возникающий в стабилизаторе, пройдя по цепи ОС, усиливается этим каскадом. К сожалению, никакими внешними компонентами нельзя уменьшить этот шум.

Чтобы найти уровень шума, создаваемого транзистором, надо разделить его шум на коэффициент передачи разомкнутой ОС между выходом транзистора и входом усилителя. Этот коэффициент обычно высокий, поэтому результирующий шум от транзистора незначителен – и его обычно не учитывают.

Отметим, что ни выходная ёмкость, ни ток нагрузки, ни входное напряжение не оказывают прямого действия на уровень выходного шума, по крайней мере, в первом приближении. Однако ток нагрузки и выходная ёмкость могут влиять опосредованно. Как указывалось выше, выходной шум рассчитывается путем умножения шума, приведённого ко входу усилителя, на коэффициент передачи замкнутой цепи ОС. Этот коэффициент не является постоянным во всем диапазоне частот и уменьшается с ростом частоты. Основная цель анализа ОС в стабилизаторе заключается в том, что малый запас по фазе приводит к увеличению коэффициента усиления в замкнутой цепи ОС вблизи частоты единичного усиления и, следовательно, увеличению уровня шума на выходе. Этот эффект хорошо виден по спектральной плотности шума (рисунок 6.37).

Большой ток нагрузки и малая ёмкость выходного конденсатора вносят вклад в уровень шума, поскольку оба эти параметра делают стабилизатор нестабильным. Уменьшение запаса по фазе увеличивает коэффициент передачи замкнутой цепи ОС, что приводит к росту шумов на выходе.

Применение конденсатора на выходе с более высоким ESR уменьшает уровень шумов на выходе стабилизатора. Бóльшее сопротивление создаёт нуль



на низкой частоте, который улучшает устойчивость стабилизатора.

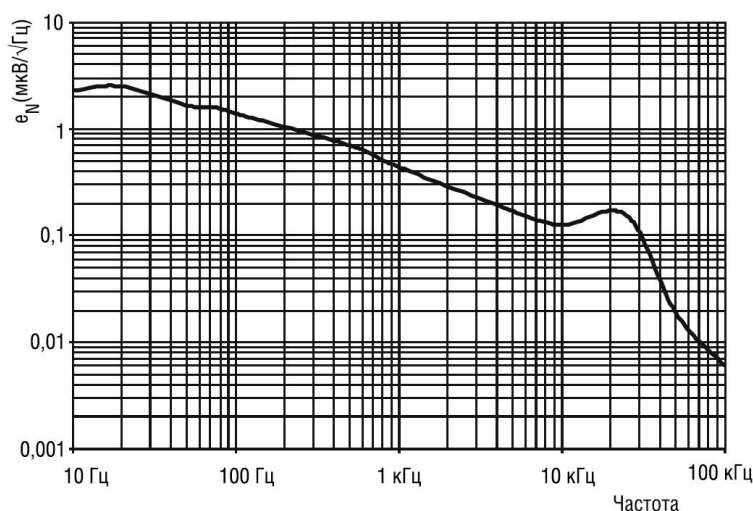


Рисунок 6.37 – Спектральная плотность шума линейного стабилизатора

Существует ещё одно техническое решение для уменьшения уровня шумов: можно подключить конденсатор параллельно верхнему резистору в делителе ОС. На высоких частотах конденсатор уменьшает коэффициент передачи замкнутой цепи ОС и, следовательно, уровень шума на выходе стабилизатора. Однако эта мера может увеличить время включения прибора, так как необходимо зарядить этот конденсатор. Впрочем, в ряде фирм встраивают ускоряющие цепи в современные интегральные стабилизаторы.

### Контрольные вопросы и задачи

1. Почему компенсационные стабилизаторы с непрерывным регулированием называют линейными?
2. Какие существуют схемотехнические решения для улучшения основных параметров линейных стабилизаторов?
3. Может ли выходное напряжение линейного стабилизатора быть меньше опорного напряжения?
4. В каком случае прибегают к разработке линейных стабилизаторов на дискретных элементах?

5. В каких случаях используют  $p$ -канальные МОП транзисторы в линейных стабилизаторах напряжения? А  $n$ -канальные МОП транзисторы?

6. Как на практике осуществляют уomoщение интегральных линейных стабилизаторов?

7. Что такое стабилизатор тока? Где они находят применение на практике?

8. Приведите схему типового стабилизатора тока на транзисторе. Укажите ее недостатки.

9. Почему в линейных стабилизаторах напряжения возникают шумы? Как их нормируют и оценивают на практике?

10. Если максимальное входное напряжение линейного стабилизатора составляет 36 В, а максимальный ток через нагрузку 1 А, то с какими параметрами следует выбрать в качестве регулирующего элемента МОП транзистор?

11. Напряжение на выходе интегрального стабилизатора напряжения составляет 3,3 В, а на входе – 5 В. Ток, отдаваемый в нагрузку, составляет 1 А. Чему примерно равен КПД такого стабилизатора?

12. В линейном стабилизаторе в цепи обратной связи использован резисторный делитель напряжения. Как изменится выходное напряжение стабилизатора при уменьшении сопротивления нижнего по схеме (соединённого одним выводом с общим проводом схемы) резистора?

13. В линейном стабилизаторе в цепи обратной связи использован резисторный делитель напряжения с одинаковыми сопротивлениями. Чему равно выходное напряжение такого стабилизатора? Ответ подтвердите графическими результатами моделирования.

14. Разработайте модель параллельного стабилизатора напряжения с  $p$ -канальным МОП-транзистором в качестве регулирующего элемента. В чем

заключается его преимущество по сравнению с последовательным стабилизатором?

### Список литературы

1. Проектирование источников электропитания электронной аппаратуры / О.К. Березин, В.Г. Костиков, Е.М. Парфенов и др.; под ред. В.А. Шахнова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2005. – 504 с.
2. Москатов Е.А. Источники питания. – СПб.: Корона-Век, 2012. – 208 с.
3. Битюков В.К, Симачков Д.С. Источники вторичного электропитания. – М.: Инфра-Инженерия, 2017. – 326 с.