

Так как в схеме рис. 4.10,а $U_{\text{вых}} = U_c$ (напряжение в узле 1 близко к нулю), а в схеме рис. 4.10,б $U_{\text{вых}} = U_c(1 + R_2/R_1)$ (т.е. U_c усиливается неинвертирующим усилителем), выражения выходного напряжения интеграторов можно получить из выражений для U_{n1} и U_{n2} схем рис. 4.9,а и б при замене R_n на $Z = 1/pC$:

$$U_{\text{вых.а}}(p) = -\frac{E_r(p)}{pCR_1}; \quad U_{\text{вых.б}}(p) = \frac{E_r(p)}{pCR_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right).$$

Полагая, что в этих выражениях p – оператор Лапласа, перейдем от изображений к оригиналам:

$$u_{\text{вых.а}}(t) = -\frac{1}{CR_1} \int_0^t e_r(t) dt; \quad u_{\text{вых.б}}(t) = \frac{1 + R_2/R_1}{CR_3} \int_0^t e_r(t) dt.$$

На основании выражений функций передачи инвертирующего и неинвертирующего интеграторов

$$K_a(p) = -\frac{1}{pCR_1} \quad \text{и} \quad K_b(p) = \frac{1 + R_2/R_1}{pCR_3},$$

можно построить (рис. 4.11,а) их амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики

$$K(\omega) = \frac{k_M}{\omega \tau} \quad \text{и} \quad \varphi(\omega) = \varphi_0 - \frac{\pi}{2},$$

где $k_M = 1$, $\tau = CR_1$, $\varphi_0 = -\pi$ в схеме рис. 4.10,а; $k_M = 1 + R_2/R_1$, $\tau = CR_3$, $\varphi_0 = 0$ в схеме рис. 4.10,б. Постоянная времени τ задается, исходя из диапазона частот входного сигнала и требования к величине выходного напряжения.

Приведенные выше соотношения получены в предположении идеальности операционного усилителя, а в схеме неинвертирующего интегратора еще и при условии $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$. Если в схеме рис. 4.10,а учесть конечность коэффициента усиления ОУ μ , а в схеме рис. 4.10,б – возможные отклонения сопротивлений R_1 и R_2 от их расчетных значений ($\Delta R_1 = R_1 - R_3$, $\Delta R_2 = R_2 - R_4$), то функции передачи интеграторов примут вид

$$K_a(p) = -\frac{1}{pCR_1 + \delta}; \quad K_b(p) = \frac{1 + R_2/R_1}{pCR_3 + \delta},$$

где ошибка интегрирования $\delta = 1/\mu$ в схеме рис. 4.10,а значительно меньше ошибки $\delta = \Delta R_1/R_1 - \Delta R_2/R_2$ в схеме рис. 4.10,б. Отклонения частотных характеристик от идеальных, вызванных ошибкой δ , показаны

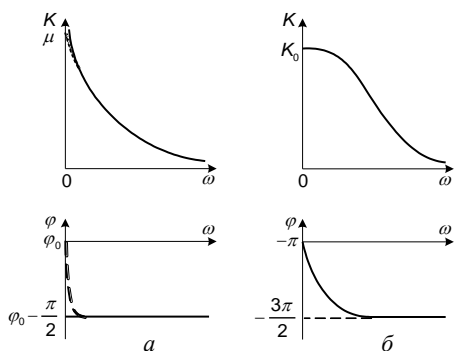


Рис. 4.11. АЧХ и ФЧХ интеграторов (а) и интегрирующего усилителя (б)

пунктиром на рис. 4.11,а. При построении дифференциального или неинвертирующего интеграторов с малой погрешностью δ используется схема рис. 4.10,а с добавлением на ее входе дифференциального (см. рис. 4.7,в) или инвертирующего (см. рис. 4.7,а), а в общем случае суммирующего (см. рис. 4.8,б) усилителя.

Частотные свойства ОУ в области верхних частот сказываются на точности интегрирования в случае малой постоянной времени интегратора τ . Ошибки интегрирования, возникающие из-за конечного сопротивления r_{ex} и ненулевого $r_{вх}$ операционного усилителя, при правильном выборе сопротивлений внешних резисторов и емкости конденсатора незначительны. Основная проблема при построении интеграторов – это дрейф нуля ОУ. Реально изображенные на рис. 4.10 схемы можно использовать только тогда, когда они, являясь частью более сложной схемы, охвачены отрицательной обратной связью по постоянному току. Если нижняя частота входного сигнала больше нуля, то в качестве интегратора можно использовать интегрирующий усилитель (ИЗ на рис. 4.10,в), описываемый функциями

$$K(p) = -\frac{1 + R_2/R_1}{pCR_1 + 1}; \quad K(\omega) = \frac{1 + R_2/R_1}{\sqrt{(\omega CR_1)^2 + 1}}; \quad \varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2} - \arctg \frac{1}{\omega CR_1}.$$

В этой схеме, чтобы свести ошибку интегрирования к допустимой, требуется выполнение условия $\omega CR_1 \gg 1$ для всех частот ω входного сигнала. От соотношения R_2/R_1 зависит глубина отрицательной обратной связи на постоянном токе, т.е. величина выходного напряжения дрейфа, а постоянная времени CR_1 определяет нижнюю частоту входного сигнала. Характер зависимости $K(\omega)$ объясняется изменением сопротивления конденсатора C при изменении частоты входного сигнала: при увеличении частоты ω сопротивление конденсатора C уменьшается, в связи с чем увеличивается глубина отрицательной обратной связи и уменьшается коэффициент передачи $K(\omega)$.

4.5.5. Дифференциаторы и дифференцирующие усилители.

Схема инвертирующего дифференциатора получается из схемы соответствующего интегратора (см. рис. 4.10,а) при перестановке резистора R_1 и конденсатора C , как показано на рис. 4.12,а. В этом случае выражения выходного напряжения будут иметь вид

$$U_{\text{вых}}(p) = -pCR_2 E_{\text{г}}(p); u_{\text{вых}}(t) = -CR_2 \frac{de_{\text{г}}(t)}{dt}.$$

Как и интегратор, дифференциатор описывается функцией передачи и частотными характеристиками

$$K(p) = U_{\text{вых}}(p)/E_{\text{г}}(p) = -pCR_2; K(\omega) = \omega CR_2; \varphi(\omega) = \pi + \pi/2,$$

записанными здесь для случая идеального ОУ. Конечность коэффициента

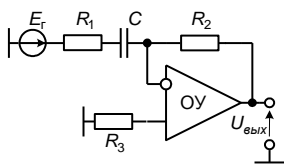
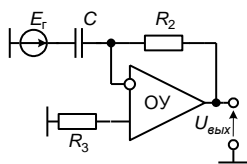


Рис. 4.12. Дифференциатор (а) и дифференцирующий усилитель (б)

усиления операционного усилителя и его частотные свойства сказываются у дифференциатора в области верхних частот (на рис. 4.13,а показано пунктиром). Однако основная погрешность дифференцирования возникает из-за высокочастотных электри-

ческих шумов операционного усилителя, поскольку в области достаточно вы-

соких частот отрицательная обратная связь практически не действует (малое сопротивление конденсатора C) и напряжение шума на выходе ОУ оказывается значительным. Поэтому реально схема на рис. 4.12,а может работать только в составе более сложной схемы, имеющей достаточно глубокую общую отрицательную обратную связь в области высоких частот.

С целью уменьшения выходного напряжения шума последовательно с конденсатором C включают резистор R_1 (рис. 4.12,б), что

увеличивает глубину отрицательной обратной связи на высоких частотах. В этом случае выражения функции передачи и частотных характеристик принимают следующий вид:

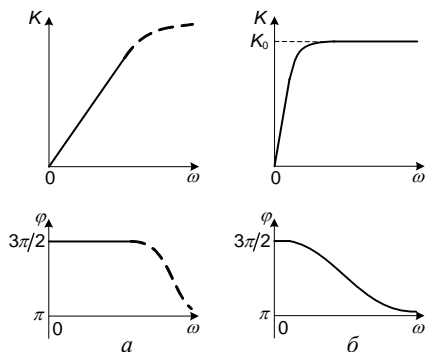


Рис. 4.13. АЧХ и ФЧХ дифференциатора (а) и дифференцирующего усилителя (б)

$$K(p) = -\frac{pCR_2}{1 + \delta(p)}; \quad K(\omega) = \frac{\omega CR_2}{\sqrt{1 + (\omega CR_1)^2}}; \quad \varphi(\omega) = \frac{3}{2}\pi - \arctg(\omega CR_1),$$

где ошибка дифференцирования $\delta(p) = pCR_1$ зависит от частоты. Путем рационального выбора величины сопротивления R_1 ее можно сделать приемлемой в диапазоне рабочих частот, обеспечив в то же время достаточно низкий уровень выходного напряжения высокочастотного шума. Вид частотных характеристик дифференцирующего усилителя (рис. 4.13,б) примерно такой же, как и у дифференциатора при неидеальном ОУ, но диапазон рабочих частот, где ошибка дифференцирования достаточно мала, у дифференцирующего усилителя значительно меньше, чем у дифференциатора.

Неинвертирующий, дифференциальный или многоходовый дифференциатор можно построить на основе одной из рассмотренных схем за счет подключения к ее входу инвертора, дифференциального усилителя или сумматора.

5. Лабораторная работа № 5

НЕЛИНЕЙНЫЕ РЕШАЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

Цель работы: изучение схемотехники и принципов функционирования устройств, построенных на основе операционных усилителей и нелинейных элементов; знакомство с их характеристиками и параметрами; приобретение навыков в исследовании нелинейных устройств.

5.1. Описание схем опытов

5.1.1. Объекты исследования:

- * УО (рис. 5.1) – усилитель-ограничитель;
- * КЛП (рис. 5.2) – кусочно-линейный преобразователь;
- * АД (рис. 5.3) – прецизионный двухполупериодный амплитудный детектор.

5.1.2. Назначение схемных элементов.

* *Усилитель-ограничитель:*

** U1, R1, R2, R3 – линейный инвертирующий усилитель (R1, R2 – линейная цепь отрицательной обратной связи операционного усилителя U1);

** U2, D1 – нелинейная цепь отрицательной обратной связи для положительного выходного напряжения;

** U3, D2 – нелинейная цепь отрицательной обратной связи для отрицательного выходного напряжения.

* *Кусочно-линейный преобразователь:*

** U1, D1, D2, R1, R2, R3; U2, D3, D4, R4, R5, R6 и U3, D5, D6, R7, R8, R9 – соответственно 1-е, 2-е и 3-е нелинейные звенья, построенные на основе операционных усилителей (ОУ) с диодами в цепи отрицательной обратной связи;

** U4, R12...R15 – выходной инвертирующий сумматор с дополнительным инвертором U5, R10, R11 по третьему входу;

** VDD – источник опорного напряжения E_{on} ; задает смещение передаточных характеристик нелинейных звеньев по оси X.

* *Прецизионный двухполупериодный амплитудный детектор:*

** U1, D1, D2, R1, R2, R3 – инвертирующий однополупериодный амплитудный детектор (входной сигнал подается на инвертирующий вход ОУ);

** U2, D3, D4, R4, R5 – неинвертирующий однополупериодный амплитудный детектор (входной сигнал подается на неинвертирующий вход ОУ);

** C1 – конденсатор фильтра; служит для сглаживания пульсаций выходного полезного сигнала (шунтирует высокочастотный сигнал и не препятствует прохождению на выход более низкочастотного информационного сигнала).

5.1.3. Источники напряжений:

* VCC, VEE – источники постоянного напряжения для питания ОУ;

* VSS, VDD – источники опорных напряжений;

* XFG1 – источник гармонического напряжения (источник сигнала);

* V1 – источник регулируемого постоянного напряжения (источник сигнала);

* V2 – вспомогательный источник постоянного напряжения; используется при снятии передаточной характеристики в режиме DC Sweep;

* V3 – источник входного амплитудно-модулированного сигнала с несущей частотой f_0 и частотой сообщения (модуляции) f_m ($f_m \ll f_0$).

5.1.4. Измерительные приборы:

- * XMM1 – вольтметр для измерения выходного постоянного напряжения;
- * XSC1 – двухканальный осциллограф для наблюдения за формой входного и выходного сигналов, а также для измерения выходного напряжения пульсаций в схеме рис. 5.3.

5.2. Экспериментальное исследование

5.2.1. Усилитель-ограничитель.

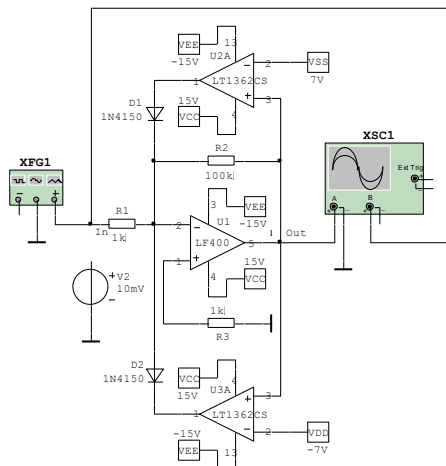


Рис. 5.1. Схема опыта для исследования усилителя-ограничителя

Исследование на постоянном токе имеет своей целью получение передаточной характеристики $U_{\text{вых}} = f(E_{\text{г}})$. Процедура исследования следующая.

Отсоединить от входа In схемы источник переменного напряжения XFG1 и подсоединить к этому узлу (In) источник постоянного напряжения V2. Включить режим (Simulate/Analyses/) DC Sweep и задать следующие параметры анализа (Analysis Parameters):

Source 1			
Source	VV2		
Start value	-0.2	V	
Stop value	0.2	V	
Increment	0.001	V	

(выходной узел – 1). Запустить процесс анализа, щелкнув мышью на кнопке Simulate. На поле графика передаточной характеристики ввести координатную сетку (View/ Show/Hide Grid) и курсоры (View/Show/Hide Cursors). Перемещая один из курсоров, считать (в выбранных точках) из таблицы DC transfer characteristic координаты графика, включая координаты двух точек перегиба – $U_{\text{вых}}^+$, $E_{\text{г}}^-$ и $U_{\text{вых}}^-$, $E_{\text{г}}^+$, где $E_{\text{г}} = x$, $U_{\text{вых}} = y$ (эти данные внести в табл. 5.1).

Таблица 5.1

Параметры	$U_{\text{вых}}^+$, В	E_{Γ}^- , мВ	$U_{\text{вых}}^-$, В	E_{Γ}^+ , мВ
опытные				
расчетные				
Погрешность, %				

Исследование на переменном токе заключается в наблюдении за формой входного и выходного сигналов усилителя-ограничителя, работающего как в линейном, так и нелинейном режимах. Процедура исследования следующая.

Отсоединить от схемы источник постоянного напряжения V2 и подсоединить к входу In усилителя источник гармонического сигнала XFG1. Установить на панели XFG1 частоту $f = 100$ Гц и амплитуду $E_{\Gamma} < E_{\Gamma}^+$. Включив питание схемы, наблюдать осциллограммы входного и выходного сигналов усилителя, работающего в линейном режиме. Чтобы перевести усилитель-ограничитель в нелинейный режим работы, необходимо установить амплитуду входного сигнала больше порога ограничения, например $E_{\Gamma} = (2 \dots 4)E_{\Gamma}^+$.

5.2.2. Кусочно-линейный преобразователь.

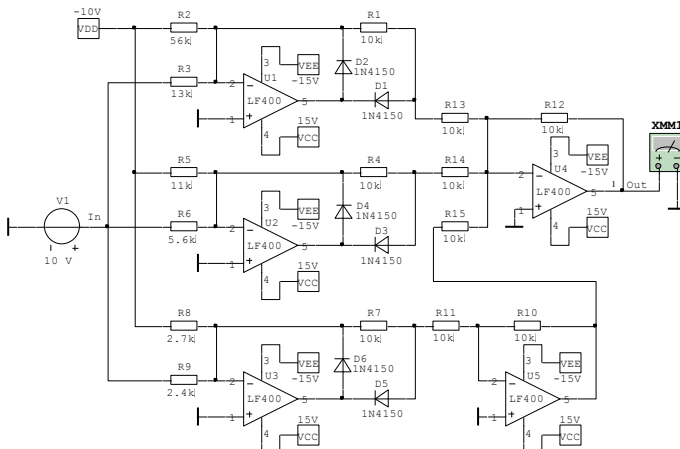


Рис. 5.2. Схема опыта для исследования кусочно-линейного преобразователя

Исследуется передаточная характеристика устройства, полученная в режиме (Simulate/Analyses/) DC Sweep при установленных следующих параметрах анализа (Analysis Parameters):

Source 1		
Source	VV1	
Start value	0	V
Stop value	10	V
Increment	0.01	V

(выходной узел – 1). На поле графика передаточной характеристики ввести координатную сетку (View/ Show/Hide Grid) и курсоры (View/Show/Hide Cursors). Перемещая один из курсоров слева направо, считать из таблицы DC transfer characteristic координаты узловых точек (X_1, Y_1 ; X_2, Y_2 ; X_3, Y_3) и правой границы рабочего диапазона ($X_{max}, Y_{гран}$). По этим данным вычислить крутизну линейных отрезков ломаной кривой:

$$S_1 = \frac{Y_2 - Y_1}{X_2 - X_1}; \quad S_2 = \frac{Y_3 - Y_2}{X_3 - X_2}; \quad S_3 = \frac{Y_{гран} - Y_3}{X_{max} - X_3}.$$

Значения S_i , а также координаты точек перегиба внести в табл. 5.2.

Таблица 5.2

Параметры	X_1 В	Y_1 В	X_2 В	Y_2 В	X_3 В	Y_3 В	X_{max} В	$Y_{гран}$ В	S_1	S_2	S_3
опытные											
расчетные		0									
Погрешность, %		–									

5.2.3. Прецизионный двухполупериодный амплитудный детектор.

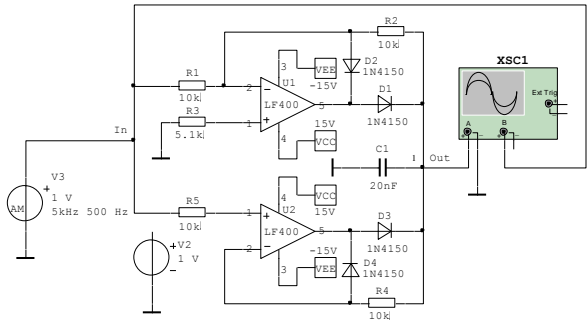


Рис. 5.3. Схема опыта для исследования двух-полупериодного амплитудного детектора

Исследование на переменном токе заключается в наблюдении за формой входного амплитудно-модулированного сигнала $e_t(t)$ и продетектированного выходного сигнала $u_{dem}(t)$, а также в определении коэффициента пульсаций η_{nc} выходного напряжения. Наблюдать сигналы удобнее при остановленной осциллограмме, т.е. при выключенном питании схемы после непродолжительного периода ее работы. Амплитудные значения напряжения пульсаций в выходном сигнале $u_{dem}(t)$ измерять на осцилло-

грамме (используя курсоры, как показано на рис. 5.4) в двух рядом расположенных точках минимума и максимума ($U_{dem.min}$ и $U_{dem.max}$). Коэффициент пульсаций определится из выражения

$$\eta_{nc} = \frac{U_{dem.max} - U_{dem.min}}{U_{dem.max} + U_{dem.min}} \cdot 100 \% .$$

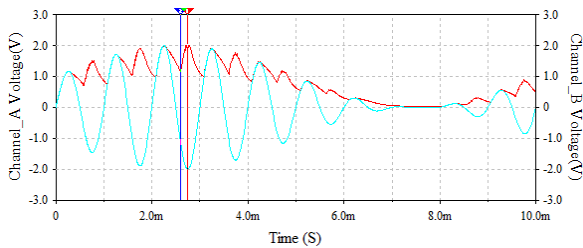


Рис. 5.4. Осциллограммы напряжений амплитудного детектора

Влияние конденсатора C1 на форму выходного продетектированного сигнала можно оценить, отключив его от узла 1 (Out) и просмотрев вновь полученную осциллограмму.

При исследовании на постоянном токе необходимо отсоединить от схемы детектора источник амплитудно-модулированного сигнала V3 и подсоединить к входу In схемы источник постоянного напряжения V2. Получить передаточную характеристику детектора в режиме (Simulate/Analyses/) DC Sweep, задав следующие параметры анализа (Analysis Parameters):

Source 1		
Source	VV2	
Start value	-1	V
Stop value	1.01	V
Increment	0.01	V

(выходной узел – 1). Используя курсоры и данные таблицы DC transfer characteristic, измерить крутизну передаточной характеристики при отрицательных ($E_T = x_1 = -1\text{ В}$) и положительных ($E_T = x_2 = 1\text{ В}$) входных напряжениях:

$$S^- = \frac{y_1}{x_1} ; \quad S^+ = \frac{y_2}{x_2} ;$$

внести эти данные, а также значение η_{nc} в табл. 5.3.

Таблица 5.3

Параметры	η_{nc} , %	S^-	S^+
опытные			
расчетные			
Погрешность, %			

5.3. Поверочный расчет

5.3.1. Усилитель-ограничитель.

Рассчитать координаты двух точек перегиба передаточной характеристики:

$$U_{вых}^+ = U_{он}^+; \quad U_{вых}^- = U_{он}^-; \quad E_{\Gamma}^- = U_{вых}^+ / K^0; \quad E_{\Gamma}^+ = U_{вых}^- / K^0,$$

где $U_{он}^+$ и $U_{он}^-$ – опорные напряжения соответственно источников VSS и VDD;
 $K^0 = -R_2/R_1$ – коэффициент усиления линейного инвертирующего усилителя U1, R1... R3.

5.3.2. Кусочно-линейный преобразователь.

Рассчитать координаты узловых точек передаточной характеристики:

$$X_1 = -E_{он} \frac{R_3}{R_2}; \quad X_2 = -E_{он} \frac{R_6}{R_5}; \quad X_3 = -E_{он} \frac{R_9}{R_8};$$

$$Y_2 = \frac{R_1}{R_3}(X_2 - X_1); \quad Y_3 = \frac{R_1}{R_3}(X_3 - X_1) + \frac{R_4}{R_6}(X_3 - X_2);$$

$$Y_{гран} = \frac{R_1}{R_3}(X_{max} - X_1) + \frac{R_4}{R_6}(X_{max} - X_2) - \frac{R_7}{R_9}(X_{max} - X_3),$$

где $E_{он} = -10$ В – напряжение источника VDD; $X_{max} = 10$ В.

По этим данным определить расчетную крутизну линейных отрезков кусочно-ломаной кривой ($Y_1 = 0$):

$$S_1 = \frac{Y_2 - Y_1}{X_2 - X_1}; \quad S_2 = \frac{Y_3 - Y_2}{X_3 - X_2}; \quad S_3 = \frac{Y_{гран} - Y_3}{X_{max} - X_3}.$$

5.3.3. Прецизионный двухполупериодный амплитудный детектор.

Рассчитать коэффициент пульсаций η_{nc} продетектированного напряжения, а также крутизну участков передаточной характеристики:

$$\eta_{nc} \approx \frac{1}{4f_0 \tau_{раз}} \cdot 100\%; \quad S^- = -\frac{R_2}{R_1}; \quad S^+ = 1,$$

где f_0 – несущая частота (Carrier Frequency – параметр генератора V3);
 $\tau_{раз} = C_1 R_2$ ($R_2 = R_4$) – постоянная времени разряда конденсатора C1 (при закрытых диодах D1 и D3 конденсатор C1 разряжается через резистор R2 или R4 и соответствующий открытый диод D2 или D4).

5.4. Содержание отчета:

- * цель работы;
- * схемы нелинейных устройств;
- * расчет параметров устройств;
- * таблицы опытных и расчетных данных;
- * графики передаточных характеристик;
- * выводы по результатам экспериментального исследования.

5.5. Сведения и комментарии

5.5.1. Усилители-ограничители.

Усилитель-ограничитель при малых входных сигналах работает как линейный усилитель, но если напряжение на входе превысит установленный предел, то он переходит в нелинейный режим, и на его выходе поддерживается постоянный уровень напряжения (при этом, конечно, имеют место нелинейные искажения сигнала). Вообще говоря, любой усилитель при достаточно больших входных напряжениях переходит в режим ограничения, однако при этом величина ограниченного выходного напряжения определяется выходным каскадом усилителя и напряжением источника питания и не может быть задана произвольно. К тому же быстродействие усилителя в режиме ограничения получается низким, так как в этом режиме происходит насыщение транзисторов выходного каскада усилителя. Поэтому в усилителе-ограничителе уровень ограничения устанавливается ниже уровня ограничения собственно усилителя, для чего в цепь отрицательной обратной связи ОУ включаются нелинейные элементы (рис. 5.5).

Поскольку напряжение в узле 1 близко к нулю, падение напряжения на элементах цепи обратной связи равно выходному напряжению, т.е. $U_{21} = U_{\text{вых}}$. Поэтому уровни ограничения выходного напряжения ($U_{\text{озр}}^+$ и $U_{\text{озр}}^-$) будут определяться такими значениями U_{21} , при которых образуется низкоомная цепь из открытых (пробитых) p - n -переходов:

$$U_{\text{озр}}^+ = |U_{\text{озр}}^-| = U_{\text{cm}} + U^*; \quad U_{\text{озр}}^+ = |U_{\text{озр}}^-| = U^*; \quad U_{\text{озр}}^+ = |U_{\text{озр}}^-| = U_{\text{cm}} + 2U^*$$

соответственно для схем на рис. 5.5, а, б и в (U^* – напряжение открытого p - n -перехода; U_{cm} – напряжение стабилизации стабилитрона).

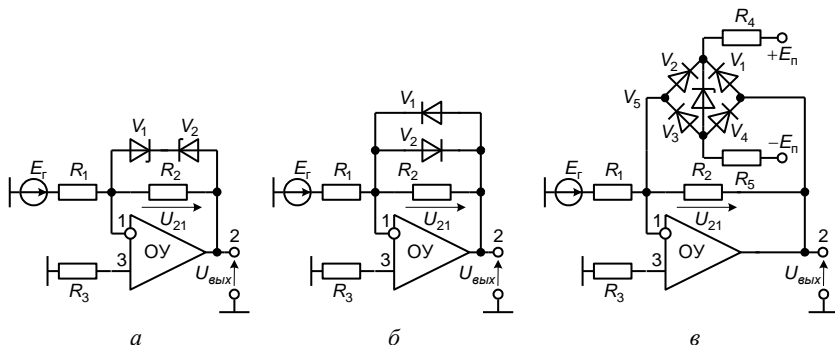


Рис. 5.5. Усилители-ограничители с нелинейными элементами в цепи ООС: а – стабилитронами; б – диодами; в – диодным мостом

Если модуль мгновенного значения выходного напряжения $|U_{\text{вых}}| < |U_{\text{озр}}|$, то усилитель-ограничитель работает в линейном режиме с коэффициентом

усиления $K = -R_2/R_1$, поскольку в схемах рис. 5.5,б и в закрыты все диоды, а в схеме рис. 5.5,а закрыт (не пробит), по крайней мере, один из встречно-последовательно включенных стабилитронов (в схеме рис. 5.5,в стабилитрон V_5 постоянно работает в режиме электрического пробоя под действием напряжений источников питания, и падение напряжения на нем U_{cm} подпирает, т.е. закрывает диоды моста). При положительном выходном напряжении $U_{вых} > U_{огр}^+$ в схеме рис. 5.5,а пробивается стабилитрон V_1 , в схеме рис. 5.5,б открывается диод V_1 , а в схеме рис. 5.5,в открываются диоды V_1 и V_3 . Поскольку напряжения на диффузионном участке ВАХ и участке электрического пробоя слабо зависят от тока, напряжение U_{21} , а значит, и напряжение $U_{вых}$ в режиме ограничения мало изменяются при изменении E_r , что иллюстрирует график передаточной характеристики 1 на рис. 5.6 (график 2 – это передаточная характеристика идеального усилителя-ограничителя).

Схема рис. 5.5,а уступает схеме рис. 5.5,б в быстродействии, поскольку паразитная емкость стабилитрона (≈ 50 пФ) в десятки раз больше емкости диода, к тому же сопротивление закрытого стабилитрона значительно меньше соответствующего сопротивления диода, что не позволяет в схеме рис. 5.5,а использовать резистор R_2 с сопротивлением больше 100 кОм, но в схеме рис. 5.5,б низкий, причем нерегулируемый, порог ограничения.

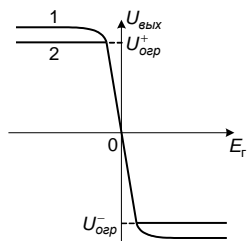


Рис. 5.6. Передаточная характеристика усилителя-ограничителя

Указанных недостатков лишена схема рис. 5.5,в, так как здесь требуемый порог ограничения можно устанавливать путем выбора того или иного типа стабилитрона V_5 , а паразитная емкость стабилитрона не сказывается на быстродействии усилителя, поскольку она не перезаряжается (стабилитрон постоянно открыт) и, к тому же, включена последовательно с малыми емкостями диодов. Резисторы R_4 и R_5

($R_4 = R_5$) позволяют задать такую рабочую точку стабилитрона, в которой не только малое дифференциальное сопротивление, но и требуемый температурный коэффициент напряжения, равный по модулю температурному коэффициенту двух последовательно включенных диодов, что значительно повышает температурную стабильность напряжения $U_{огр}$ (при увеличении температуры вольт-амперные характеристики диода и стабилитрона смещаются влево, при этом напряжение U^* уменьшается на 2...3 мВ при росте температуры на один градус, а напряжение U_{cm} увеличивается на 4...6 мВ).

Однако и в этой схеме, как и в двух других, изображенных на рис. 5.5, выходное напряжение в режиме ограничения не остается постоянным – оно несколько увеличивается с ростом входного напряжения, что объясняется фор-

мой вольт-амперных характеристик диодов и стабилитронов. Резкий переход от линейного участка передаточной характеристики к нелинейному, а также постоянный уровень ограничения в широком диапазоне изменения амплитуды входного сигнала (см. график 2 на рис. 5.6) имеет прецизионный усилитель-ограничитель, схема которого (см. рис. 5.1) исследуется в данной лабораторной работе. В этой схеме уровни ограничения задаются источниками опорного напряжения $U_{on}^+ > 0$ и $U_{on}^- < 0$ ($U_{огр}^+ = U_{on}^+$; $U_{огр}^- = U_{on}^-$).

Если амплитудное значение напряжения на выходе Out в схеме рис. 5.1 не превышает порогового значения (т.е. $U_{огр}^- < U_{вых} < U_{огр}^+$), то на выходах операционных усилителей U2 и U3 под действием источников VSS и VDD устанавливаются напряжения, близкие к напряжению соответствующего источника питания (-15 В на выходе U2 и $+15\text{ В}$ на выходе U3). Под действием этих напряжений диоды D1 и D2 закрыты, а усилитель-ограничитель функционирует в линейном режиме с коэффициентом усиления $K^0 = -R_2/R_1$. Если же выходное напряжение $U_{вых}$ превысит пороговый уровень (т.е. $U_{вых} > U_{огр}^+$ либо $U_{вых} < U_{огр}^-$), то полярность напряжения на выходе U2 либо U3 изменится на противоположную, соответствующий диод (D1 либо D2) откроется, и глубина отрицательной обратной связи, охватывающей основной ОУ U1, резко возрастет (за счет усилительных свойств U2 либо U3 – один из этих ОУ перейдет в линейный режим работы). Поскольку у операционного усилителя, работающего в линейном режиме с глубокой отрицательной обратной связью (это относится к ОУ U2 и U3), напряжения на инвертирующем и неинвертирующем входах равны с высокой точностью, напряжение на выходе Out усилителя-ограничителя на плоских участках передаточной характеристики (график 2 на рис. 5.6) не изменяется, оставаясь равным $U_{огр}^+$ (при положительных $U_{вых}$) либо $U_{огр}^-$ (при отрицательных $U_{вых}$). Используя стабилизированные и термокомпенсированные источники опорного напряжения, можно достичь высокой стабильности уровней ограничения. В рассматриваемой схеме также легко реализуется несимметричная передаточная характеристика за счет задания разных по модулю напряжений $U_{огр}^+$ и $U_{огр}^-$ (в схемах рис. 5.5, б и в, кроме симметричного ограничения, возможно также одностороннее). Недостатком схемы рис. 5.1 является ее низкое быстродействие.

5.5.2. Кусочно-линейный преобразователь.

Кусочно-линейные преобразователи позволяют получить произвольную (но физически реализуемую) функциональную зависимость между выходным и входным напряжениями. На первом этапе синтеза преобразователя заданная кривая $Y = f(X)$ (график 1 на рис. 5.7) аппроксимируется кусочно-линейной функцией (график 2 на рис. 5.7), число отрезков которой выбирается, исходя из требуемой точности воспроизведения кривой $Y = f(X)$. Полученная

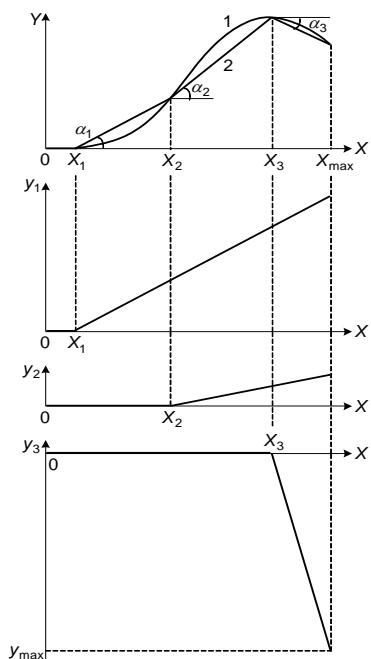


Рис. 5.7. Аппроксимация нелинейной зависимости

кусочно-линейная функция представляется суммой из отдельных линейных функций

$$y_i = (\operatorname{tg} \alpha_i - \operatorname{tg} \alpha_{i-1})(X - X_i),$$

где $i = 1, 2, 3, \dots$; $X \geq X_i$; $y_i = 0$ при $X \leq X_i$; $\alpha_0 = 0$.

Применительно к рассматриваемому примеру (рис. 5.7) эта функциональная зависимость для y_3 может быть реализована нелинейным звеном, схема которого приведена на рис. 5.8,а. При положительном напряжении на выходе операционного усилителя диод V_1 закрыт, а V_2 открыт, и напряжение U_i на выходе звена снимается с инвертирующего входа ОУ, которое, как известно, при действии достаточно глубокой отрицательной обратной связи повторяет напряжение на неинвертирующем входе ОУ, поэтому $U_i = 0$. При отрицательном напряжении на выходе ОУ закрыт диод V_2 , а V_1 открыт, и звено работает в линейном режиме как инвертирующий сумматор для напряжений E_r и E_{on} :

$$U_i = -E_r \frac{R_2}{R_1} - E_{on} \frac{R_2}{R_4} = -\frac{R_2}{R_1} \left(E_r + \frac{R_1}{R_4} E_{on} \right) \leq 0.$$

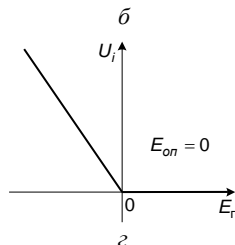
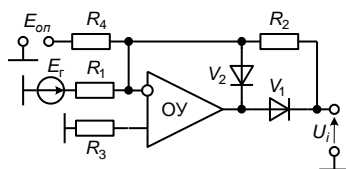
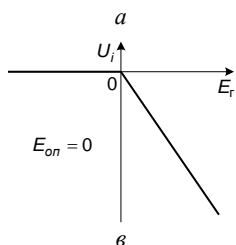
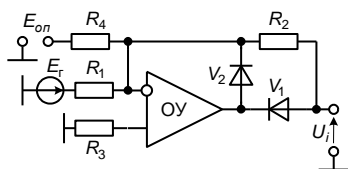


Рис. 5.8. Схемы и передаточные характеристики нелинейных звеньев с отрицательным (а, в) и положительным (б, з) выходным напряжением

Необходимо подчеркнуть, что выражение для U_i справедливо только в случае, когда $E_r + E_{on} R_1/R_4 \geq 0$; при отрицательной полярности этого суммарного напряжения выходное напряжение звена $U_i = 0$. Передаточная характеристика звена по схеме рис. 5.8,а приведена на рис. 5.8,в. Чтобы сместить ее вправо, т.е. в сторону положительных значений E_r , необходимо, как это видно из выражения для U_i , задать $E_{on} < 0$.

Расчет схемы звена можно выполнить в такой последовательности:

- определить из графика функциональной зависимости максимальное значение входной переменной (X_{\max}), и в этой точке найти y_i для наиболее критического звена, т.е. звена, имеющего наибольшее (по модулю) значение y_i (y_{\max});

- зная предельное выходное напряжение ОУ, рассчитать масштабный коэффициент

$$k_m = \frac{U_{\text{вых. max}}}{y_{\max}};$$

- умножить все парциальные функции y_i на k_m и записать их в виде

$$\bar{y}_i = (\text{tg } \alpha_i - \text{tg } \alpha_{i-1}) (\bar{X} - \bar{X}_i);$$

- вычислить сопротивления резисторов i -го нелинейного звена из соотношений

$$\frac{R_2}{R_1} = -(\text{tg } \alpha_i - \text{tg } \alpha_{i-1}), \quad \frac{R_1}{R_4} E_{on} = -\bar{X}_i;$$

- если получится $R_2/R_1 < 0$, то выход этого звена необходимо подключить к инвертирующему входу выходного сумматора Σ преобразователя (при этом реализуется функция типа y_1 или y_2).

Схема кусочно-линейного преобразователя, реализующего функциональную зависимость, показанную на рис. 5.7, приведена на рис. 5.2, где нелинейные звенья выполнены по схеме рис. 5.8,а. Напряжение на выходе нелинейного звена (любого из трех) может быть только отрицательным (при открытом диоде D1, D3 либо D5) и то только в случае, когда входное положительное напряжение (от источника V1) превысит пороговый (для данного звена) уровень, который определяется напряжением источника VDD и соотношением сопротивлений входных резисторов (R_3/R_2 – для первого звена). При других условиях диод D1 закрыт, а открыт D2 (это применительно к первому звену), поэтому операционный усилитель U1 охвачен глубокой отрицательной обратной связью, и напряжение на его инвертирующем входе, повторяя напряжение на неинвертирующем входе, равно нулю, а значит, равно нулю и напряжение на выходе звена (т.е. в узле 2). Поскольку напряжения с выходов 1-го и 2-го звеньев поступают на инвертирующие входы выходного сумматора, полярность этих напряжений изменяется, в отличие от 3-го звена,

между выходом которого (узел 4) и инвертирующим входом сумматора включен инвертор (U5, R10, R11). Непосредственная передача сигнала с узла 4 на неинвертирующий вход ОУ U4 недопустима, поскольку передача сигнала с неинвертирующего входа U4 в этой схеме зависит от состояния диодов D1...D4 – при открытом диоде D1 (D3) последовательно с сопротивлением резистора R13 (R14) включается нулевое выходное сопротивление соответствующего звена, а при закрытом диоде D1 (D3) и открытом диоде D2 (D4) – сопротивление резистора R1 (R4).

Чтобы увеличить число отрезков ломаной кривой, необходимо увеличивать количество нелинейных звеньев, соединенных параллельно.

5.5.3. Прецизионные амплитудные детекторы.

Для детектирования амплитудно-модулированного сигнала

$$e_r(t) = E_{гм} (1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_0 t$$

(рис. 5.9,а), т.е. извлечения информации, заключенной в огибающей

$$u_m(t) = U_{гм} \cos \omega_m t$$

высокочастотных колебаний $e_r(t)$ ($\omega_0 \gg \omega_m$), используется свойство одно-сторонней проводимости выпрямительного диода ($m \leq 1$ – коэффициент амплитудной модуляции).

Схема простейшего амплитудного детектора (АД) приведена на рис. 5.9,б. При подаче на его вход знакопеременного напряжения $e_r(t)$ через диод V будет протекать ток только при положительной полярности входного напряжения, и на нагрузке детектора R (при отсутствии конденсатора фильтра C_ϕ) образуются знакопостоянные импульсы напряжения (рис. 5.9,а), форма которых повторяет (с некоторой погрешностью) форму входного сигнала положительной полярности. В результате такого преобразования выходной сигнал детектора $u_{дем}(t)$ будет содержать низкочастотную составляющую $u_m(t)$ и высокочастотные составляющие, которые устраняются путем низкочастотной фильтрации, в простейшем случае – при подключении к выходу детектора конденсатора C_ϕ . При открытом диоде V конденсатор C_ϕ быстро заряжается от источника входного сигнала через малое дифференциальное сопротивление открытого диода V и медленно разряжается через сравнительно большое сопротивление R (при закрытом диоде V), вследствие чего напряжение на конденсаторе (а значит, и на выходе детектора) будет с определенной погрешностью соответствовать огибающей, т.е. $u_{дем.м}(t) \approx u_m(t)$ (см. пунктир на рис. 5.9,а). Постоянная времени разряда конденсатора C_ϕ выбирается не слишком большой, чтобы напряжение $u_{дем.м}(t)$ успевало отслеживать изменение амплитуды высокочастотного сигнала $E_r = E_{гм} (1 + m \cos \omega_m t)$. Поскольку диод V открывается только на короткое время, когда $e_r(t) > u_{дем.м}(t)$, диод работает на начальном нелинейном участке

ВАХ, поэтому детекторная характеристика (зависимость амплитудного значения продетектированного сигнала $U_{\text{дет.м}}$ от амплитудного значения входного высокочастотного сигнала $E_{\text{гм}}$ при $m = 0$) простейшего АД (рис. 5.9,б) получается нелинейной (рис. 5.9,в), что приводит к нелинейным искажениям выходного информационного сигнала. При более сложном модулирующем сигнале, состоящем из множества гармоник, работа амплитудного детектора описывается аналогично.

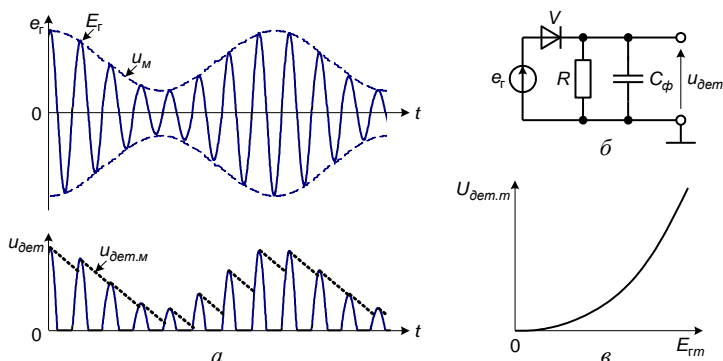


Рис. 5.9. Амплитудный детектор: а – временные диаграммы напряжений; б и в – схема и детекторная характеристика диодного детектора

Идеально линейной, начинающейся строго с нуля, детекторной характеристикой (рис. 5.10,б) обладают прецизионные амплитудные детекторы, построенные по схеме рис. 5.8,а или б (при $E_{\text{он}} = 0$) с добавлением на выходе устройства конденсатора фильтра, как показано на рис. 5.10,а. В этой схеме положительные импульсы выходного напряжения являются проинвертированными входными импульсами отрицательной полярности, умноженными на коэффициент $k = R_2/R_1$. Поскольку при откры-

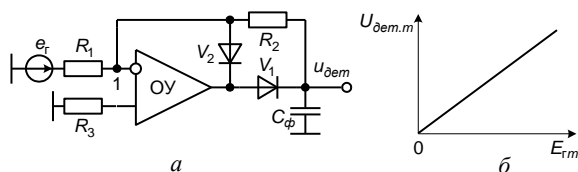


Рис. 5.10. Прецизионный амплитудный детектор: а – схема; б – детекторная характеристика

его дифференциальное сопротивление получается очень низким во всех точках диффузионной ветви ВАХ, что и определяет линейность детекторной характеристики. В то время как заряд конденсатора C_ϕ происходит практически мгновенно через малое сопротивление открытого диода V_1 , вре-

мя его разряда (при закрытом диоде V_1) определяется исключительно сопротивлением R_2 , так как сопротивление в узле 1 близко к нулю (за счет действия отрицательной обратной связи по напряжению через открытый диод V_2).

Рассмотренные выше детекторы являются однополупериодными, которые в процессе преобразования используют только половину периода входного высокочастотного сигнала. Чтобы повысить точность воспроизведения модулирующего сигнала $u_m(t)$, необходимо чаще подзаряжать конденсатор C_ϕ , что можно обеспечить как за счет повышения частоты переносчика ω_0 , так и за счет использования импульсов входного высокочастотного сигнала положительной и отрицательной полярности, как это реализуется при двухполупериодном детектировании (рис. 5.11).

Схема прецизионного двухполупериодного амплитудного детектора приведена на рис. 5.3. Он состоит из двух однополупериодных детекторов, включенных параллельно: инвертирующего на основе ОУ U1 и неинвертирующего на основе ОУ U2. Чтобы модули коэффициентов передачи обоих детекторов были одинаковыми, сопротивление R_1 должно равняться R_2 . Резисторы R_3 и R_5

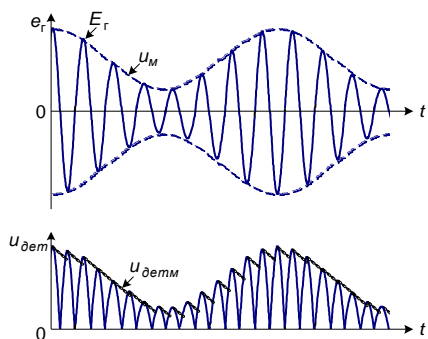


Рис. 5.11. Двухполупериодное детектирование

являются вспомогательными элементами, которые способствуют уменьшению дрейфа нуля ОУ, вызванного его токами смещения ($R_3 = R_1 \parallel R_2$; $R_5 = R_4$).

На выходах этих детекторов (узел 1) напряжение может быть только положительным, когда открыт диод D1 либо D3, причем при отсутствии конденсатора C1 открываются эти диоды

строго поочередно на время, равное половине периода входного высокочастотного сигнала $T_0 = 1/f_0$. Если же конденсатор C1 подсоединен к схеме, то диоды D1 и D3 открываются только на короткое (по сравнению с периодом T_0) время, когда напряжение на выходе операционного усилителя U1 (U2) превысит напряжение на конденсаторе C1 (в это время происходит быстрый дозаряд конденсатора C1 под действием выходного напряжения ОУ). В остальную часть периода диоды D1 и D3 закрыты, и конденсатор C1 сравнительно медленно разряжается через соответствующие резисторы и открытые диоды (R_2 , D2 и R_4 , D4). Постоянная времени разряда $\tau_{раз}$ должна быть достаточной, чтобы иметь небольшие пульсации вы-

ходного напряжения $u_{\text{дем}}(t)$, но не слишком большой, чтобы напряжение $u_{\text{дем}}(t)$ успевало отслеживать изменение амплитуды высокочастотного сигнала.

5.5.4. Логарифмические преобразователи.

Логарифмическая зависимость между выходным и входным напряжениями реализуется, если в схему преобразователя напряжение–ток (усилителя с токовым выходом) вместо R_n включить p - n -переход, как показано на рис. 5.12.

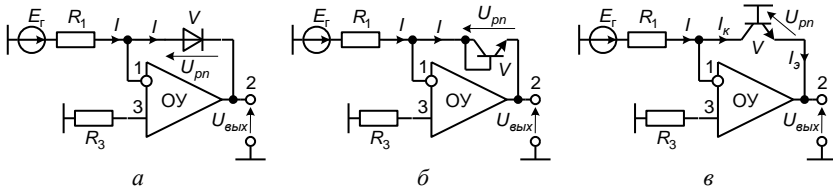


Рис. 5.12. Логарифмические усилители: а – с диодом; б – с транзистором в диодном включении; в – с транзистором с общей базой

В схемах с диодом (рис. 5.12,а) и с транзистором в диодном включении (рис. 5.12,б) выражение выходного напряжения, учитывая зависимость тока через p - n -переход I от приложенного к переходу напряжения U_{pn} , можно записать в таком виде:

$$U_{\text{вых}} = -U_{pn} = -\varphi_T \ln \frac{I + I_o}{I_o} \approx -\varphi_T \ln \frac{I}{I_o},$$

где приближенное выражение получено при условии $I \gg I_o$, ограничивающем снизу величину входного тока. Поэтому, учитывая реальные значения теплового тока I_o высококачественных полупроводниковых приборов, можно говорить о входных токах $I \geq 10^{-9}$ А. Поскольку напряжение в узле 1 близко к нулю, ток $I = E_r/R_1$, с учетом чего окончательное выражение выходного напряжения примет вид

$$U_{\text{вых}} \approx -\varphi_T \ln \frac{E_r}{R_1 I_o}.$$

В схеме на рис. 5.12,в входной ток I (он же коллекторный ток I_k транзистора V) связан с напряжением на эмиттерном p - n -переходе (U_{pn}) следующей зависимостью:

$$I = I_k = \alpha I_э + I_{ок} = \alpha I_{оэ} \left(e^{U_{pn}/\varphi_T} - 1 \right) + I_{ок} = \alpha I_{оэ} e^{U_{pn}/\varphi_T} - \alpha I_{оэ} + I_{ок} = I_o e^{U_{pn}/\varphi_T},$$

где $I_o = I_{ок} \approx \alpha I_{оэ}$. Поскольку $I_o \gg |I_{ок} - \alpha I_{оэ}|$, выходное напряжение в схеме рис. 5.12,в с гораздо большей точностью, чем в схемах рис. 5.12,а и б, описывается выражением

$$U_{вых} = -U_{pn} = -\varphi_T \ln \frac{I}{I_o} = -\varphi_T \ln \frac{E_r}{R_1 I_o},$$

поэтому и диапазон входных токов в этой схеме шире: $I \geq 10^{-12}$ А.

Верхняя граница диапазона входных токов рассмотренных схем ограничивается чаще всего одним миллиампером ($I \leq 10^{-3}$ А), что связано с ростом ошибки логарифмирования за счет падения напряжения на сопротивлении r_b диода (транзистора) при протекании через базу тока I , так как падение напряжения $I r_b$ входит в выходное напряжение в виде добавки к логарифмической составляющей.

Приведенные на рис. 5.12 схемы логарифмических усилителей (ЛУ) работают при положительной полярности входных напряжений E_r . Для работы с отрицательными входными напряжениями необходимо в этих схемах применить транзисторы другого типа проводимости ($p-n-p$), а в схеме рис. 5.12,а – изменить полярность подключения диода к схеме.

Указанные ранее нижние пределы диапазона входных токов достижимы только в случае, если операционный усилитель имеет достаточно малые значения напряжения и тока смещения ($U_{см}$, $I_{см}$), иначе это приведет к заметной ошибке логарифмирования. Однако наиболее существенные ошибки возникают, как это видно из выражения для $U_{вых}$, из-за температурной зависимости тока I_o и напряжения φ_T (тепловой ток I_o увеличивается на 13%, а температурный потенциал φ_T уменьшается на 0,33% при увеличении температуры на один градус). Для ослабления влияния температурной зависимости

I_o выходное напряжение ЛУ формируется в виде разности напряжений на двух идентичных $p-n$ -переходах. Одна из возможных схем термокомпенсированного ЛУ приведена на рис. 5.13, где собственно логарифмический усилитель выполнен на элементах ОУ1, V_1 , R_1 , R_3 и R_6 , а на элементах ОУ2, V_2 , R_2 , R_4 , R_5 и R_7 выполнена схема термокомпенсации (V_1 и V_2 – идентичные транзисторы). Резистор R_3 исключает перегрузку операционного усилителя ОУ1 малыми сопротивлениями транзисторов V_1 и V_2 со стороны их эмиттеров. Резистивный делитель R_4 , R_5 в петле отрицательной обратной связи усилителя ОУ2 выбирается низкоомным, чтобы

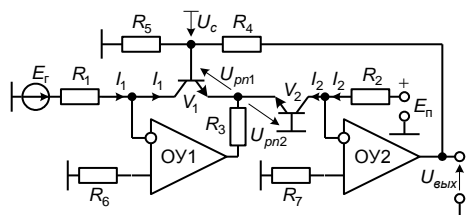


Рис. 5.13. Термокомпенсированный логарифмический усилитель

элементах ОУ2, V_2 , R_2 , R_4 , R_5 и R_7 выполнена схема термокомпенсации (V_1 и V_2 – идентичные транзисторы). Резистор R_3 исключает перегрузку операционного усилителя ОУ1 малыми сопротивлениями транзисторов V_1 и V_2 со стороны их эмиттеров. Резистивный делитель R_4 , R_5 в петле отрицательной обратной связи усилителя ОУ2 выбирается низкоомным, чтобы

напряжение на резисторе R_5 (U_c) определялось только сопротивлениями R_4 и R_5 и как можно меньше зависело от сопротивления транзистора V_1 со стороны его базы:

$$U_c = U_{\text{блх}} \frac{R_5}{R_4 + R_5} = \frac{U_{\text{блх}}}{k_R}.$$

С другой стороны, напряжение U_c является разностью двух напряжений на эмиттерных переходах транзисторов, т.е. $U_c = U_{pn1} - U_{pn2}$, при этом

$$U_{pn1} = \varphi_T \ln \frac{I_1}{I_{o1}}; \quad U_{pn2} = \varphi_T \ln \frac{I_2}{I_{o2}}.$$

Поскольку оба операционных усилителя охвачены отрицательными обратными связями и на их неинвертирующих входах нулевые напряжения, нулевыми (точнее, близкими к нулю) будут и напряжения на инвертирующих входах ОУ, поэтому

$$I_1 = \frac{E_r}{R_1}; \quad I_2 = \frac{E_{\Pi}}{R_2}.$$

Таким образом, выходное напряжение термокомпенсированного логарифмического усилителя

$$U_{\text{блх}} = k_R U_c = k_R (U_{pn1} - U_{pn2}) = k_R \varphi_T \ln \frac{I_1}{I_2} = k_R \varphi_T \ln \frac{E_r/R_1}{E_{\Pi}/R_2} = k_R \varphi_T \ln \frac{E_r}{U_{on}}$$

не зависит от тепловых токов (в случае $I_{o1} = I_{o2}$), что значительно снижает температурную погрешность. Дальнейшее снижение температурной зависимости выходного напряжения ЛУ связано с нейтрализацией влияния φ_T за счет включения в цепь обратной связи R_4, R_5 терморезистора.

6. Лабораторная работа № 6

СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Цель работы: изучение схемотехники и принципов функционирования стабилизаторов постоянного напряжения; приобретение знаний о свойствах и параметрах стабилизаторов; приобретение навыков в исследовании вторичных источников питания.

6.1. Описание схем опытов

6.1.1. Объекты исследования:

- * СН-П (рис. 6.1) – компенсационный стабилизатор положительного напряжения;
- * СН-О (рис. 6.2) – компенсационный стабилизатор отрицательного напряжения.

6.1.2. Назначение схемных элементов усилителя:

- * Q1 – выходной каскад усилителя, он же регулирующий элемент стабилизатора;
- * Q2 – эмиттерный повторитель; усилитель тока для выходного каскада;
- * Q4...Q11, R7...R15 – входной балансный (дифференциальный) каскад усилителя;
- ** Q8, Q9, R9, R10 – входные эмиттерные повторители; служат для увеличения входного сопротивления балансного каскада (R9 и R10 несколько увеличивают токи эмиттеров транзисторов Q9 и Q8 и тем самым – коэффициенты передачи напряжений эмиттерных повторителей);
- ** Q6, Q7, R11, R12 – активная нагрузка балансного каскада (Q7, R11 – генератор тока; Q6, R12 – цепь смещения для Q7);
- ** Q10, R13 – генератор тока в цепях эмиттеров транзисторов Q4, Q5;
- ** Q11, R14, R15 – цепь смещения для генератора тока Q10, R13;
- * Q3, R6 – схема защиты от последствий короткого замыкания выхода усилителя (стабилизатора);
- * R16 – резистор в цепи коллектора Q5; способствует повышению устойчивости усилителя на постоянном токе.

6.1.3. Параметры усилителя:

- | | | |
|---|----------------------------------|----------------------------------|
| * коэффициент усиления – | в схеме рис. 6.1 $\mu = 625$; | в схеме рис. 6.2 $\mu = 400$; |
| * выходное сопротивление – | $R_{вых} = 18,6 \text{ Ом}$; | $R_{вых} = 14,3 \text{ Ом}$; |
| * коэффициент влияния источника питания – | $K_{в.ип} = 1,5 \cdot 10^{-3}$; | $K_{в.ип} = 2,1 \cdot 10^{-3}$; |
| * входное сопротивление – | $R_{вх} = 1385 \text{ кОм}$; | $R_{вх} = 857 \text{ кОм}$. |

6.1.4. Внешние (по отношению к усилителю) элементы:

- * D1, R1 – параметрический стабилизатор постоянного напряжения; источник эталонного (опорного) напряжения $U_{он}$;

- * R2, R3 – цепь отрицательной обратной связи;
- * R5 – эквивалент внешней нагрузки, подсоединенной к выходу стабилизатора;
- * V1 – источник постоянного напряжения; служит источником питания U_{ex} стабилизатора ($U_{\text{ex}} = +15 \text{ В}$ в схеме рис. 6.1; $U_{\text{ex}} = -15 \text{ В}$ в схеме рис. 6.2);
- * V2 – источник постоянного напряжения; используется для измерения выходного сопротивления стабилизатора (он не влияет на работу стабилизатора, поскольку его напряжение равно нулю).

* U2 – вольтметр постоянного тока; используется для измерения напряжения $U_{вых}$ на выходе стабилизатора;

* U3 – вольтметр постоянного тока; используется для измерения опорного напряжения $U_{оп}$ на стабилитроне D1.

6.2. Экспериментальное исследование

6.2.1. Исследование на постоянном токе.

Включить питание схемы и измерить выходное постоянное напряжение $U_{вых}$, напряжение $U_{оп}$ параметрического стабилизатора и ток нагрузки I_n . Проверить работу схемы защиты от последствий короткого замыкания выхода стабилизатора, для чего уменьшить сопротивление резистора R5 до значения, близкого к нулю (не меняя цифр, установить размерность pOhm), и измерить ток короткого замыкания $I_{н.кз}$.

6.2.2. Измерение коэффициента неустойчивости по напряжению.

При выключенном питании схемы восстановить прежнее значение сопротивления нагрузки R5. Включить режим анализа (Simulate/Analyses/) DC Sweep и произвести следующие установки:

DC Sweep Analysis

Analysis Parameters

Source 1

Source VV1

Start value 13.5 V

Stop value 16.5 V

Increment 0.5 V,

Output variables

Selected variables for analysis

All variables

\$1

т.е. задать отклонение напряжения источника питания (V1) $\Delta U_{вх} = 3$ В и указать выходной узел (1), где будет контролироваться изменение напряжения $U_{вых}$ (т.е. определяться $\Delta U_{вых}$). После этого запустить режим анализа, щелкнув мышью по кнопке Simulate.

На поле графика $U_{вых} = f(U_{вх})$ ввести координатную сетку (View/Show/Hide Grid) и курсоры (View/Show/Hide Cursors). Переместив оба курсора в противоположные крайние положения, считать из таблицы DC transfer characteristic $\Delta U_{вых} = |dy|$ и $\Delta U_{вх} = |dx|$, после чего рассчитать экспериментальное значение коэффициента неустойчивости по напряжению

$$K_{н.у} = \frac{U_{вх}}{U_{вых}} \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}},$$

где $\Delta U_{вых}$ и $\Delta U_{вх}$ – абсолютные значения dy и dx соответственно.

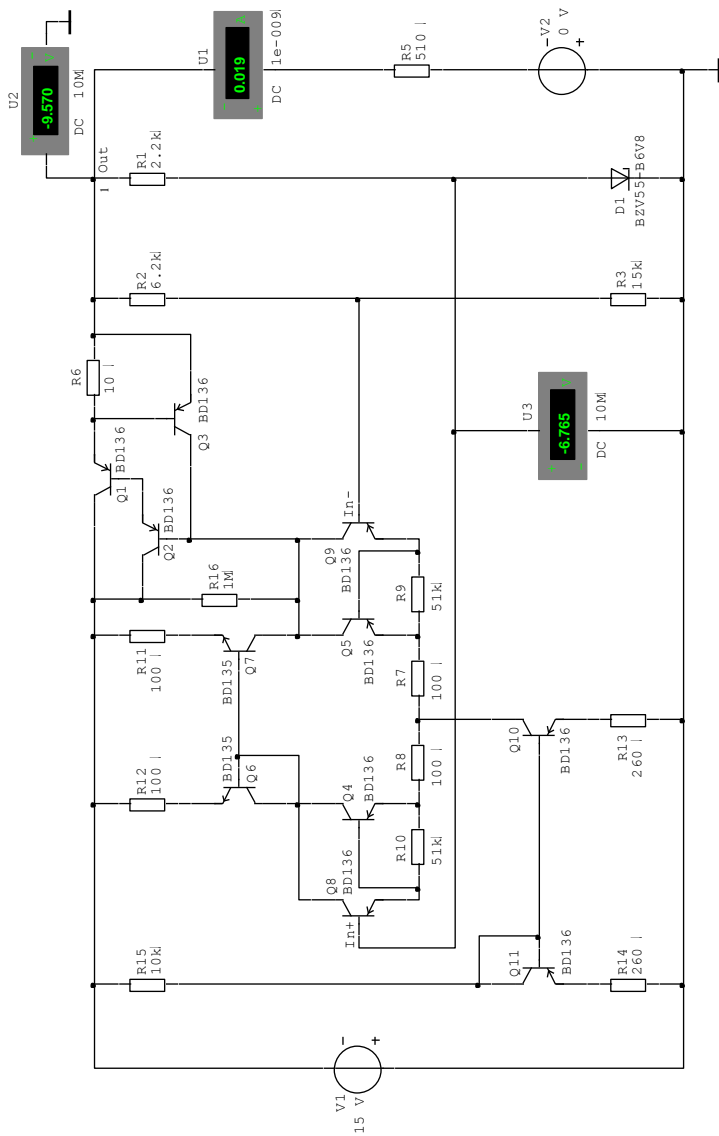


Рис. 6.2. Схема опыта для исследования стабилизатора отрицательного напряжения

6.2.3. Измерение выходного сопротивления стабилизатора.

Выходное сопротивление оценивается по величине отклонения выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ при вариации напряжения U_2 , поданного от дополнительного источника постоянного напряжения V2 на выход стабилизатора через резистор нагрузки R5.

Процедура определения $\Delta U_{\text{вых}}$ при заданном отклонении ΔU_2 такая же, как и в п. 6.2.2, но параметры анализа другие (за исключением номера выходного узла):

DC Sweep Analysis

Analysis Parameters

Source 1

Source VV2

Start value 0 V

Stop value 1 V

Increment 0.1 V.

Определив из графика $U_{\text{вых}} = f(U_2)$ значения $\Delta U_{\text{вых}} = |dy|$ и $\Delta U_2 = |dx|$, вычислить выходное сопротивление стабилизатора

$$R_{\text{вых.см}} = R_5 \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_2 - \Delta U_{\text{вых}}} \approx R_5 \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_2},$$

где $\Delta U_{\text{вых}}$ и ΔU_2 – абсолютные значения dy и dx соответственно.

6.3. Поверочный расчет

Расчет параметров стабилизатора выполняется на основе известных параметров усилителя, источника питания, резисторов и $U^* \approx 0,5$ В, а также измеренного напряжения на стабилитроне D1 ($U_{\text{он}}$):

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{он}} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right); \quad K_{\text{нс.}U} = K_{\text{вл.уп}} \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{он}}}; \quad R_{\text{вых.см}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{он}}} \frac{R_{\text{вх}}}{\mu}; \quad I_{\text{н.кз}} = \frac{U^*}{R_6}.$$

Поскольку исследуются две схемы стабилизаторов, результаты измерений и расчетов должны быть занесены в две таблицы вида 6.1.

Таблица 6.1

Параметры	$U_{\text{он}}$, В	$U_{\text{вых}}$, В	$K_{\text{нс.}U}$	$R_{\text{вых.см}}$, Ом	$I_{\text{н.кз}}$, мА
опытные					
расчетные	—				
Погрешность, %	—				

6.4. Содержание отчета:

- * цель работы;
- * принципиальная схема компенсационного стабилизатора;
- * расчет параметров стабилизаторов;
- * таблицы опытных и расчетных данных;
- * выводы по результатам экспериментального исследования.

6.5. Сведения и комментарии

6.5.1. Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения

Во многих случаях для нормального функционирования электронных устройств требуются стабильные питающие напряжения, что обеспечивается стабилизаторами постоянного напряжения. Причинами непостоянства питающих напряжений являются колебания напряжения первичного источника питания (в частности, напряжения сети переменного тока), пульсации напряжения на выходе выпрямителя, а также изменение потребляемого нагрузкой тока. Эффективность работы стабилизатора при действии указанных дестабилизирующих факторов оценивается соответствующими параметрами:

– коэффициентом нестability по напряжению

$$K_{н. U} = \frac{\Delta U_{вых} / U_{вых}}{\Delta U_{вх} / U_{вх}};$$

– коэффициентом нестability по току

$$K_{н. I} = \frac{\Delta U_{вых} / U_{вых}}{\Delta I_n / I_n} = \frac{I_n}{U_{вых}} R_{вых.ст},$$

где $\Delta U_{вых} / U_{вых}$ и $\Delta U_{вх} / U_{вх}$ – относительные изменения соответственно выходного и входного напряжений стабилизатора; $\Delta I_n / I_n$ – относительное изменение тока нагрузки стабилизатора; $R_{вых.ст}$ – выходное сопротивление стабилизатора.

Стабилизаторы постоянного напряжения подразделяются на параметрические и компенсационные. В параметрических стабилизаторах используется свойство слабой зависимости напряжения на $p-n$ -переходе от протекающего через него тока или на диффузионном участке ВАХ, или на участке электрического пробоя. При работе на диффузионном участке ВАХ диода выходное напряжение стабилизатора $U_{вых} \approx U^*$ не зависит от типа диода (для кремниевых диодов $U^* \approx 0,6$ В), тогда как при работе на участке электрического

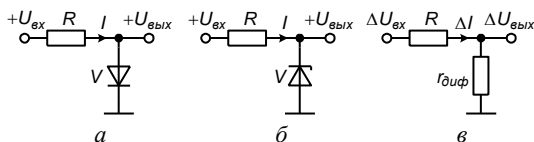


Рис. 6.3. Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения: а – на основе диода; б – на основе стабилитрона; в – эквивалентная схема

ско́го пробоя стабилитрона выходное напряжение $U_{вых} = U_{ст}$ можно задавать, выбирая тот или иной тип стабилитрона. (На рис. 6.3 все напряжения отсчитываются относительно общей шины, причем $U_{вх} (\Delta U_{вх})$ –

это напряжение источника с нулевым внутренним сопротивлением). При изменении входного напряжения $U_{вх}$ или потребляемого нагрузкой тока I_n изменяется ток через диод (стабилитрон), а выходное напряжение стабилизато-

ра $U_{вых}$ (оно же – напряжение на $p-n$ -переходе) хотя и изменяется, но незначительно, что подтверждает и анализ эквивалентной схемы стабилизатора для приращений напряжений и токов (рис. 6.3,б):

$$K_{нс.U} = \frac{U_{вх}}{U_{вых}} \frac{r_{диф}}{R + r_{диф}} \approx \frac{U_{вх}}{U_{вых}} \frac{r_{диф}}{R}; R_{вых.ст} = R \parallel r_{диф} \approx r_{диф},$$

где $r_{диф} \ll R$ – дифференциальное сопротивление диода (стабилитрона) в рабочей точке ($r_{диф} = 10 \dots 100$ Ом), определяющее качественные показатели параметрического стабилизатора.

Параметрические стабилизаторы напряжения чаще всего используются в качестве источников опорного напряжения в различных электронных устройствах, например, при построении генераторов стабильного тока на биполярных транзисторах. В интегральных схемах параметрических стабилизаторов вместо диода используется биполярный транзистор в диодном включении или связка диод–транзистор (рис. 6.4,а), отличающаяся меньшим по сравнению с диодом дифференциальным сопротивлением ($r_{диф} = r^* + r_{\partial}/\beta$,

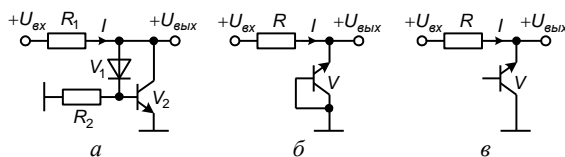


Рис. 6.4. Параметрические стабилизаторы интегральных схем: а – на основе диодно-транзисторной связки; б – на основе интегрального стабилитрона; в – термокомпенсированный стабилизатор

при этом $U_{вых} \approx 2U^*$).

Резистор R_2 позволяет задать ток диода V_1 и, тем самым, значение r_{∂} в рабочей точке. Чтобы получить большее выходное напряжение ($U_{вых} \approx 6,2$ В), применяется обратносме-

щенный интегральный диод (рис. 6.4,б), работающий в режиме электрического пробоя. Кроме $K_{нс.U}$ и $K_{нс.I}$ еще одним важным параметром стабилизатора является температурный коэффициент напряжения (ТКН), характеризующий температурную стабильность выходного напряжения. Поскольку у интегрального транзистора температурный коэффициент напряжения эмиттерного перехода, работающего в режиме электрического пробоя, положительный ($ТКН_{\epsilon} \approx 2$ мВ/град), а ТКН коллекторного перехода, смещенного в прямом направлении, отрицательный ($ТКН_{\kappa} \approx -2,2$ мВ/град), при последовательном включении эмиттерного и коллекторного $p-n$ -переходов (рис. 6.4,в) наблюдается термокомпенсация нестабильностей, в результате чего температурный коэффициент напряжения стабилизатора уменьшается:

$$ТКН = ТКН_{\epsilon} + ТКН_{\kappa} \approx 2 - 2,2 = -0,2 \text{ мВ/град}.$$

При этом выходное напряжение стабилизатора несколько возрастает:

$$U_{\text{вых}} \approx 6,2 + 0,6 = 6,8 \text{ В.}$$

Как видно из выражения $K_{\text{н.}U}$, коэффициент нестабильности по напряжению уменьшается пропорционально увеличению сопротивления R , но только в том случае, если речь идет о дифференциальном сопротивлении, поскольку с увеличением статического сопротивления R необходимо увеличивать и входное напряжение $U_{\text{вх}}$ (чтобы сохранить прежнее значение тока I), в результате чего $K_{\text{н.}U}$ с некоторого значения R уменьшается незначительно. Как известно, большое дифференциальное сопротивление имеет генератор тока на основе транзистора, поэтому с целью уменьшения $K_{\text{н.}U}$ вместо линейного резистора R в рассматриваемых схемах параметрических стабилизаторов используется генератор тока, например, как показано на рис. 6.5.

В схемах на рис. 6.5 подсхема V_1, V_2, R_2 аналогична подсхеме рис. 6.4,а, но в отличие от нее диод V_1 включен в обратном направлении (как на рис. 6.4,б), поэтому выходное напряжение стабилизатора $U_{\text{вых}} \approx 6,8 \text{ В}$. Рези-

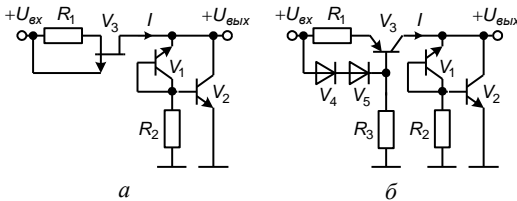


Рис. 6.5. Параметрические стабилизаторы с генератором тока: а – на полевом транзисторе; б – на биполярном транзисторе

стор R_2 позволяет так задать ток диода V_1 , чтобы температурные коэффициенты обратносмещенного эмиттерного перехода транзистора V_1 и прямосмещенного эмиттерного перехода транзистора V_2 были примерно равны по модулю, оставаясь

разными по знаку, что повышает температурную стабильность выходного напряжения стабилизатора (как в схеме рис. 6.4,в). Поскольку изменение входного напряжения $\Delta U_{\text{вх}}$ передается на исток и затвор (эмиттер и базу) транзистора V_3 без потерь (в схеме рис. 6.5,б при условии $r_{\partial 4} + r_{\partial 5} \ll R_3$), транзистор V_3 напряжением $\Delta U_{\text{вх}}$ не управляется, поэтому его сопротивление для напряжения $\Delta U_{\text{вх}}$ большое и равно внутреннему сопротивлению r_c полевого транзистора или дифференциальному сопротивлению r_k закрытого коллекторного перехода биполярного транзистора. Хотя в параметрических стабилизаторах с генератором тока коэффициент нестабильности по напряжению получается достаточно низким, лучших результатов по совокупности параметров ($K_{\text{н.}U}$, $R_{\text{вых.ст}}$, нагрузочная способность) удастся достичь, используя другой способ стабилизации – компенсационный.

6.5.2. Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения.

В компенсационном стабилизаторе (рис. 6.6) за счет отрицательной обратной связи автоматически поддерживается с заданной точностью необходимая разность между выходным $U_{вых}$ и некоторым эталонным $U_{он}$ напряжениями. Регулирующий элемент (РЭ) чаще всего представляет собой эмиттерный повторитель для напряжения обратной связи U_c , поступающего с выхода дифференциального усилителя (ДУ) постоянного тока. Входными напряжениями ДУ являются $U_1 = U_{вых} R_2 / (R_1 + R_2)$ и $U_{он}$, получаемое от источника эталонного (опорного) напряжения (ИОН), в качестве которого используется параметрический стабилизатор. Поскольку в петле, образованной дифференциальным усилителем (по инвертирующему входу) и регулирующим элементом (по пути база→эмиттер), действует глубокая отрицательная связь, напряжения на инвертирующем (U_1) и неинвертирующем ($U_{он}$) входах ДУ практически одинаковые, поэтому выходное напряжение

$$U_{вых} = U_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \approx U_{он} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right),$$

причем оно меньше входного напряжения $U_{вх}$ на величину падения напряжения на регулирующем элементе, которое задается с учетом возможного уменьшения напряжения $U_{вх}$.

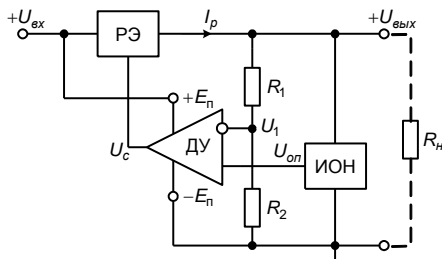


Рис. 6.6. Компенсационный стабилизатор постоянного напряжения

уменьшится ток I_p регулирующего элемента, а выходное напряжение $U_{вых}$ возвратится к своему прежнему значению, но с определенной погрешностью, зависящей от величины петлевого коэффициента усиления K_{Π} . Рассматривая компенсационный стабилизатор для приращений напряжений как систему с обратной связью, можем найти выражения его параметров:

$$K_{нс.У} = \frac{U_{вх}}{U_{вых}} \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}} = \frac{U_{вх}}{U_{вых}} \frac{\chi}{1 - K_{\Pi}}; \quad G_{вых.ст} \approx (1 - K_{\Pi}) G_{вых.рз},$$

где χ – коэффициент передачи $\Delta U_{вх}$ с входа на выход стабилизатора без учета обратной связи ($K_{\Pi} = 0$); $K_{\Pi} = -K_{\partial y} K_{рз} R_2 / (R_1 + R_2)$; $K_{\partial y}$ и $K_{рз}$ – коэффициенты усиления для напряжения рассогласования дифференциального

усилителя и регулирующего элемента; $G_{вых.ст}$ и $G_{вых.рэ}$ – выходные проводимости стабилизатора и регулирующего элемента ($G_{вых.рэ} = G_{вых}$, если регулирующий элемент считать выходным каскадом усилителя).

Таким образом, для уменьшения $K_{ис.У}$ и $R_{вых.ст}$ необходимо уменьшать χ и увеличивать $|K_{п}|$, не предъявляя особых требований к коэффициенту неустойчивости по напряжению опорного источника, поскольку он питается от стабилизированного напряжения $U_{вых}$. Однако временная и температурная неустойчивость ИОН не устраняется компенсационным стабилизатором, что сказывается на стабильности $U_{вых}$. Так как дифференциальный усилитель питается от входного неустойчивого напряжения $U_{вх}$, величина χ определяется в основном передачей $\Delta U_{вх}$ через цепь питания ДУ (передача с коллектора на эмиттер регулирующего транзистора незначительна).

В схемах рис. 6.1 и 6.2 опорное напряжение $U_{оп}$ вырабатывается параметрическим стабилизатором D1, R1, питаемым от стабилизированного выходного напряжения $U_{вых} > U_{оп}$. Петля отрицательной обратной связи включает в себя регулирующий элемент Q1, резистивный делитель R2, R3 и дифференциальный усилитель, состоящий из входного балансного каскада Q4...Q11, R7...R15, эмиттерного повторителя Q2 (в качестве второго каскада) и выходного каскада Q1. За счет отрицательной обратной связи при достаточно большом петлевом коэффициенте усиления напряжение U_1 на инвертирующем входе In- усилителя и напряжение $U_{оп}$ на его неинвертирующем входе In+ равны с высокой точностью, а поскольку U_1 является частью выходного напряжения $U_{вых}$ стабилизатора, то и разность между $U_{вых}$ и $U_{оп}$ поддерживается с такой же высокой точностью (если не учитывать неустойчивость элементов делителя R2, R3).

При выборе величины напряжения питания $U_{вх}$ необходимо исходить из того, что его минимальное значение должно превышать выходное напряжение $U_{вых}$ на величину допустимого минимального напряжения между коллектором и эмиттером регулирующего элемента Q1.

В случае резкого уменьшения сопротивления нагрузки стабилизатора (в частности, при коротком замыкании) ток регулирующего элемента увеличивается настолько, что это приводит к повышению падения напряжения на резисторе R6 до величины, при которой транзистор Q3 открывается, вследствие чего ограничиваются на безопасном уровне токи баз и эмиттеров транзисторов Q1 и Q2, т.е. осуществляется защита от последствий короткого замыкания выхода стабилизатора.

Схема стабилизатора отрицательного напряжения (рис. 6.2) отличается от схемы рис. 6.1 только типом биполярных транзисторов и полярностью включения источников постоянного напряжения, амперметра и стабилитрона.

6.5.3. Интегральные схемы компенсационных стабилизаторов

Промышленно выпускаются специальные микросхемы компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения, например серий 275, 142, 1183, 1195, 5006 – 5010. Параметры некоторых из этих микросхем приведены в табл. 6.2 ($I_{н.макс}$ – максимальный ток нагрузки, который может обеспечить стабилизатор; ТКН – температурный коэффициент выходного напряжения стабилизатора).

Таблица 6.2

Тип ИС	$\frac{K_{нс.У}}{U_{вх}}, \%$ В	$K_{нс.Т}, \%$	$U_{вых}, В$	$U_{вх}, В$	$I_{н.макс}, А$	ТКН, $\frac{\%}{\text{град}}$
275ЕН1	0,07	0,25	1,2	6...9	0,05	0,04
275ЕН2	0,09	0,25	2,4	7...12	0,05	0,04
275ЕН3	0,19	0,25	3,0	7,5...12	0,05	0,04
275ЕН4	0,1	0,25	4,0	8,5...12	0,05	0,02
275ЕН5	0,12	0,15	5,0	9,5...14	0,05	0,02
275ЕН6	0,12	0,15	6,0	10,5...15	0,05	0,02
275ЕН7	0,12	0,15	–6,0	–10,5...–15	0,05	0,02
275ЕН8	0,12	0,15	6,3	10,5...15	0,05	0,02
275ЕН9	0,12	0,15	–6,3	–10,5...–15	0,05	0,02
275ЕН10	0,15	0,1	9,0	13,5...19	0,05	0,01
275ЕН11	0,2	0,1	12,0	16,5...24	0,05	0,01
275ЕН12	0,2	0,1	–12,0	–16,5...–24	0,05	0,01
275ЕН13	0,2	0,1	12,6	17...24	0,05	0,01
275ЕН14	0,2	0,1	–12,6	–17...–24	0,05	0,01
275ЕН15	0,22	0,1	–15,0	–19,5...–20	0,05	0,01
275ЕН16	0,32	0,1	24,0	28,5...40	0,035	0,01
142ЕН1	0,3	0,5	3...12	9...20	0,15	0,05
142ЕН2	0,3	0,5	12...30	20...40	0,15	0,05
142ЕН3	0,05	0,25	3...30	9...45	1,0	0,01
142ЕН4	0,05	0,25	3...30	9...45	1,0	0,01
142ЕН5	0,05	2,0	5; 6	15	3,0	0,02
142ЕН6	0,005	0,2	±15	±30	0,2	0,02
142ЕН8	0,05	1,0	9; 12; 15	35	1,5	0,02
142ЕН9	0,05	1,0	20; 24; 27	40	1,5	0,02

В качестве примера на рис. 6.7 и 6.8 приведены упрощенные схемы интегральных стабилизаторов типа 275ЕН1...275ЕН6 (рис. 6.7) и 142ЕН1, 142ЕН2 (рис. 6.8). В схеме на рис. 6.7 регулирующий элемент состоит из транзисторов V_1 и V_2 , образующих сдвоенный эмиттерный повторитель, который отличается большим коэффициентом усиления по току и большим входным сопротивлением, что повышает коэффициент усиления по напряжению каскада на транзисторе V_6 . Повышению усиления этого каскада способствует также применение в качестве его динамической нагрузки генератора тока, выполненного на элементах $V_7, V_9, V_{10}, R_7, R_8$ (схема такого генератора тока описана в п. 6.5.1). Поскольку указанный генератор тока обладает большим

дифференциальным сопротивлением не только со стороны коллектора транзистора V_7 , но и со стороны объединенного узла выводов элементов V_9 и R_7 , непосредственная передача на выход стабилизатора небольшая, т.е. обеспе-

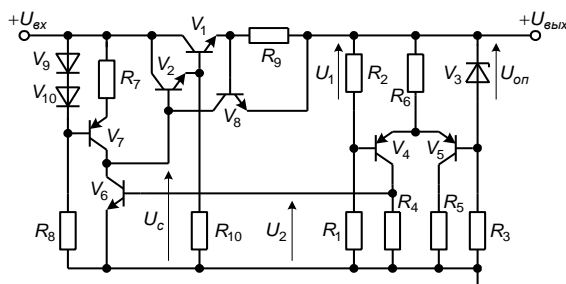


Рис. 6.7. Стабилизатор напряжения типа 275EH6

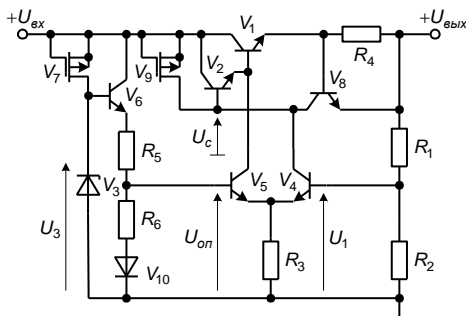
чивается низкое значение χ в формуле для $K_{нс. U}$. Усилительный каскад на транзисторе V_6 является вторым каскадом усилителя рассогласования, входным каскадом которого служит дифференциальный балансный каскад, выполненный на элементах

V_4, V_5, R_4, R_5, R_6 . Резистивный делитель R_1, R_2 обеспечивает, как обычно, при заданном $U_{вых}$ равенство напряжений U_1 и U_{on} на входах балансного каскада, но не только – он обеспечивает также примерное равенство температурных коэффициентов напряжений U_1 и U_{on} , что необходимо, поскольку используется простейший параметрический стабилизатор (V_3, R_3) без термокомпенсации. В связи с этим, в отличие от упрощенной схемы резистивного делителя, показанной на рис. 6.7, реальная схема этого делителя состоит из четырех резисторов и двух диодов, соединенных таким образом, чтобы при соответствующих сопротивлениях резисторов и токах диодов получить достаточно низкий температурный коэффициент напряжения $U_{вых}$. Схемы стабилизаторов EH1...EH6 серии 275 различаются между собой значениями сопротивлений указанного резистивного делителя и исполнением параметрического стабилизатора.

Схема защиты от перегрузки выполнена на транзисторе V_8 и резисторе R_9 : при увеличении тока нагрузки сверх допустимого предела падение напряжения на резисторе R_9 (примерно U^*) открывает транзистор V_8 , в результате чего база транзистора V_2 оказывается зашунтированной открытым транзистором V_8 , что исключает рост базовых и эмиттерных токов транзисторов V_2 и V_1 , фиксируя их на безопасном (для транзистора V_1) уровне. Работу схемы стабилизатора в режиме стабилизации выходного напряжения можно описать следующим образом: при увеличении напряжения $U_{вых}$ увеличится и напряжение U_1 , а U_{on} практически не изменится, это приведет к увеличению тока коллектора транзистора V_4 и соответствующему росту падения напряже-

В схеме рис. 6.8, как и в схеме рис. 6.7, регулирующий элемент выполнен в виде сдвоенного эмиттерного повторителя на транзисторах V_1 и V_2 , причем роль эмиттерной нагрузки транзистора V_2 (кроме входного сопротивления следующего каскада на V_1) играет коллекторный переход транзистора

V_5 (в отличие от резистора R_{10} в схеме рис. 6.7); аналогичны у этих стабилизаторов и схемы защиты от перегрузки (V_8, R_4 и V_8, R_9). Усилитель рассогласования в схеме рис. 6.8 – однокаскадный и представляет собой балансный каскад (V_4, V_5, R_3) с динамической нагрузкой в виде генератора тока на МДП-транзисторе V_6 , что не только увеличивает коэффициент усиления усилителя, но и ослабляет непосредственную пе-



редачу ΔU_{ex} на выход стабилизатора. Основное отличие схемы рис. 6.8 от схемы рис. 6.7 заключается в том, что источник опорного напряжения питается от нестабилизированного входного напряжения U_{ex} , поэтому применен параметрический стабилизатор с малым значением коэффициента неустойчивости по напряжению, так как в такой схеме $K_{\text{н.}U}$ компенсационного стабилизатора не может быть меньше $K_{\text{н.}U}$ источника опорного напряжения. Собственно сам параметрический стабилизатор состоит из интегрального стабилитрона V_3 на напряжение $U_3 = 6,2 \text{ В}$ (см. рис. 6.4,б) и генератора тока на основе транзистора V_7 , а эмиттерный повторитель на основе транзистора V_6 (для напряжения U_3) и резистивный делитель напряжения R_5, R_6 служат для понижения опорного напряжения:

$$U_{on} = \frac{R_6}{R_5 + R_6} (U_3 - U_{\delta 3} - U_{10}) + U_{10}.$$

В этом выражении $U_{\delta\delta}$ – это напряжение между базой и эмиттером транзистора V_6 , а U_{10} – напряжение на транзисторе V_{10} (в диодном включении), предназначенном для термостабилизации напряжения U_{on} . При изменении температуры изменяются все напряжения в выражении U_{on} , а оно само для приращений напряжений принимает вид

$$\Delta U_{on} = \frac{R_6}{R_5 + R_6} (\Delta U_3 - \Delta U_{\delta\delta} - \Delta U_{10}) + \Delta U_{10},$$

откуда можно получить соотношение для расчета резистивного делителя:

$$\frac{R_6}{R_5 + R_6} = \frac{\Delta U_{on} - \Delta U_{10}}{\Delta U_3 - \Delta U_{\delta\delta} - \Delta U_{10}}.$$

Полагая, что повышение температуры произошло на один градус ($\Delta U_3 = 2 \text{ мВ}$; $\Delta U_{\delta\delta} = \Delta U_{10} = -2,2 \text{ мВ}$), и потребовав $\Delta U_{on} = 0$, из приведенного выше соотношения получим $R_6 / (R_5 + R_6) \approx 0,344$, на основании чего определим величину опорного напряжения: $U_{on} \approx 2,35 \text{ В}$.

Питание источника опорного напряжения от входного, а не выходного напряжения позволяет расширить диапазон регулировки выходного напряжения $U_{вых}$ в сторону его малых значений за счет только соответствующего выбора сопротивлений резисторов R_1 и R_2 , которые являются внешними элементами по отношению к микросхеме стабилизатора.

Интегральные стабилизаторы серии 142 с другими номерами разработок могут значительно отличаться от 142ЕН1 (142ЕН2) не только схемотехникой усилителя рассогласования и источника опорного напряжения, но и функциональными возможностями, в частности количеством коммутируемых внешних выводов, наличием тепловой защиты или защиты регулирующего элемента от большого падения на нем напряжения.

Рассмотренные стабилизаторы являются стабилизаторами непрерывного действия, у которых транзисторы регулирующего элемента работают в активном режиме, в связи с чем коэффициент полезного действия таких стабилизаторов $\eta \approx U_{вых} / U_{вх}$ невысок, так как на регулирующем элементе теряется значительная мощность, особенно при большом перепаде между входным $U_{вх}$ и выходным $U_{вых}$ напряжениями стабилизатора. Поэтому стабилизаторы непрерывного действия используются для питания устройств небольшой мощности. Значительно больший коэффициент полезного действия имеют импульсные стабилизаторы.

7. Лабораторная работа № 7

АКТИВНЫЕ RC-ФИЛЬТРЫ

Цель работы: изучение схемотехники и принципов функционирования активных RC-фильтров (ARC-фильтров), построенных на основе операционных усилителей (ОУ); приобретение знаний о свойствах, параметрах и характеристиках избирательных устройств активной RC-техники; приобретение навыков в исследовании частотных фильтров.

7.1. Описание схем опытов

7.1.1. Объекты исследования:

- * ФНЧ (рис. 7.1) – фильтр нижних частот, пропускающий сигналы в области нижних частот (в пределах полосы пропускания) и задерживающий сигналы в области верхних частот (в пределах полосы режекции);
- * ФВЧ (рис. 7.3) – фильтр верхних частот, пропускающий сигналы в области верхних частот (в пределах полосы пропускания) и задерживающий сигналы в области нижних частот (в пределах полосы режекции);
- * ПФ (рис. 7.5) – полосовой фильтр, пропускающий сигналы в определенной области частот (в пределах полосы пропускания) и задерживающий сигналы в областях частот, расположенных ниже и выше полосы пропускания (т.е. в пределах двух полос режекции).

7.1.2. Конверторный фильтр нижних частот (рис. 7.1):

- * T1 (U1, U2, C1, C2, R1, R2) и T2 (U3, U4, C3, C4, R3, R4) – конверторы сопротивления, которые совместно с резисторами R5 и R6 (соответственно) образуют суперемкости, эмитирующие заземленные конденсаторы исходного лестничного LC-фильтра нижних частот (фильтра-прототипа);
- * R7 ... R11 – резисторы, эмитирующие катушки индуктивности фильтра-прототипа;
- * C5 и C6 – конденсаторы, имитирующие резисторы на входе и выходе фильтра-прототипа;
- * R12 – вспомогательный резистор, обеспечивающий гальваническую связь входов операционных усилителей с общей шиной.

7.1.3. Конверторный фильтр верхних частот (рис. 7.3):

- * T1 (U1, U2, C1, R1, R2, R3) и T2 (U3, U4, C2, R4, R5, R6) – конверторы сопротивления, которые совместно с резисторами R7 и R8 (соответственно) эмитируют заземленные катушки индуктивности исходного лестничного LC-фильтра верхних частот (фильтра-прототипа);
- * R9, R10, C3 ... C7 соответствуют однотипным элементам фильтра-прототипа.

7.1.4. Конверторный полосовой фильтр (рис. 7.5):

- * T1 (U1, U2, C1, C2, R1, R2) ... T2 (U9, U10, C9, C10, R9, R10) – конверторы сопротивления;