

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»
Кафедра радиотехнических устройств

В. Л. Свирид

**МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ
И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ
УСТРОЙСТВА**

В 2-х частях

Часть 2

Преобразовательные устройства

*Допущено Министерством образования Республики Беларусь
в качестве учебного пособия
для студентов радиотехнических специальностей
учреждений, обеспечивающих получение
высшего образования*

Минск БГУИР 2007

УДК 621.382.8 (075.8)
ББК 32.844.1 я 73
С 24

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра телекоммуникационных систем ВГКС (зав. кафедрой К. И. Пирогов);
ст. науч. сотр. Института электроники НАН Беларуси, канд. техн. наук,
доц. А. И. Конойко

Свирид, В. Л.

С 24 Микроэлектронные и преобразовательные устройства : учеб. пособие.
В 2 ч. Ч. 2 : Преобразовательные устройства / В. Л. Свирид. – Минск :
БГУИР, 2007. – 136 с. : ил.
ISBN 978-985-488-145-4 (ч. 2)

Учебное пособие (ч. 2) предназначено для теоретической подготовки, проведения практических занятий и выполнения лабораторных работ по дисциплине «Микроэлектронные и преобразовательные устройства».

Содержание пособия, основанное на оригинальном авторском материале, отражает теоретические сведения о свойствах, методах схемотехнической реализации и методике экспериментальных исследований преобразовательных устройств, что позволяет студентам использовать пособие для самостоятельной работы при изучении данной дисциплины.

При постановке лабораторной работы, связанной с исследованием прецизионных стабилизаторов напряжения, использованы результаты выполненных исследований по программе INTAS в рамках проекта № 2000/61.

УДК 621.382.8 (075.8)
ББК 32.844.1 я 73

Часть 1 «Микроэлектронные устройства» издана БГУИР в 2005 г.

ISBN 978-985-488-145-4 (ч. 2)
ISBN 978-985-488-146-1
ISBN 985-444-898-3

© Свирид В. Л., 2007
© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2007

СОДЕРЖАНИЕ

4. ИССЛЕДОВАНИЕ СТАБИЛИЗАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С ПОВЫШЕННОЙ НАГРУЗОЧНОЙ СПОСОБНОСТЬЮ И ОГРАНИЧЕНИЕМ ПО ТОКУ	136
4.1. Цель работы	136
4.2. Стабилизаторы напряжения на основе операционных усилителей.....	136
4.2.1. Стабилизатор напряжения как элемент схемотехники	136
4.2.2. Однополярные стабилизаторы с опорными стабилитронами	137
4.2.3. Стабилизатор напряжения с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току.....	143
4.2.4. Получение разнополярных напряжений	149
4.2.5. Следящий стабилизатор разнополярных напряжений	151
4.3. Методика измерения основных параметров стабилизаторов напряжения	152
4.3.1. Измерение основных параметров прецизионного параметрического источника опорного напряжения	152
4.3.2. Измерение основных параметров стабилизатора напряжения с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току ...	155
4.4. Описание лабораторной установки	157
4.5. Подготовка к работе	162
4.6. Выполнение работы.....	162
4.6.1. Подготовка лабораторной установки к работе	162
4.6.2. Исследование параметрического источника опорного напряжения ..	163
4.6.3. Исследование стабилизатора напряжения с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току.....	164
4.7. Темы для самостоятельной управляемой работы студентов	167
4.8. Контрольные вопросы	167
5. ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ	168
5.1. Цель работы	168
5.2. Активные фильтры как средства решения проблемы индуктивности в микроэлектронике.....	168
5.2.1. Сущность проблемы индуктивности в микроэлектронике.....	168
5.2.2. Реализация активных фильтров.....	169
5.2.3. Синхронный фильтр с коммутируемыми конденсаторами	176
5.2.4. Синхронный фазочувствительный фильтр-демодулятор	178
5.2.5. Фазовый фильтр первого порядка и электронно-управляемый фазовращатель на его основе.....	183
5.2.6. Полевой транзистор как элемент с управляемой проводимостью	186
5.2.7. Электронно-управляемые конверторы и инверторы сопротивлений	192
5.2.8. Отрицательная гираторная индуктивность.....	198
5.2.9. Измерение параметров конверторов и инверторов сопротивлений ...	202
5.3. Описание лабораторной установки	209
5.4. Подготовка к работе	216

5.5. Выполнение работы.....	217
5.5.1. Подготовка лабораторной установки к работе	217
5.5.2. Исследование активных фильтрующих устройств	217
5.5.3. Исследование преобразователя полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение и полевого транзистора как элемента с управляемой проводимостью	219
5.5.4. Исследование устройств с электронно-управляемыми параметрами и отрицательной гираторной индуктивности.....	223
5.6. Темы для самостоятельной управляемой работы студентов	228
5.7. Контрольные вопросы	228
6. ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ	230
6.1. Цель работы	230
6.2. Импульсное регулирование напряжений	230
6.2.1. Принцип действия импульсных регуляторов	230
6.2.2. Снижение мощности потерь и повышение коэффициента полезного действия импульсных стабилизаторов.....	230
6.3. Вторичные импульсные стабилизаторы напряжений	231
6.3.1. Принципы построения импульсных стабилизаторов напряжения....	231
6.3.2. Теоретические основы импульсных стабилизаторов	233
6.3.3. Оценка коэффициента полезного действия импульсного стабилизатора	239
6.3.4. Формирование линейно изменяющихся напряжений	241
6.3.5. Повышение стабилизируемых напряжений	248
6.3.6. Инвертирование напряжений стабилизации.....	251
6.4. Первичные импульсные стабилизаторы напряжений	252
6.4.1. Принцип действия первичных стабилизаторов	252
6.4.2. Микроэлектронное управление	254
6.4.3. Импульсный стабилизатор напряжения телевизионного приемника	256
6.4.4. Режимы работы и динамика процессов в стабилизаторе напряжения с микроэлектронным управлением	259
6.5. Особенности экспериментального исследования импульсных стабилизаторов напряжения	261
6.6. Подготовка к работе	262
6.7. Темы для самостоятельной управляемой работы студентов	263
6.8. Контрольные вопросы	263
ЛИТЕРАТУРА.....	266

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АК – аналоговый коммутатор
АМ – амплитудная модуляция
АФ – активный фильтр
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
АЭ – активный элемент
БМ – балансный модулятор
БТ – биполярный транзистор
ГПН – генератор пилообразного напряжения
ГСТ – генератор стабильного тока
ИОН – источник опорного напряжения
ИОС – инвертор отрицательного сопротивления
ИПС – инвертор положительного сопротивления
ИП – измерительный прибор
ИС – интегральная микросхема
ИТ – импульсный трансформатор
КЗ – короткое замыкание
КНИ – коэффициент нелинейных искажений
КОС – конвертор отрицательного сопротивления
КПД – коэффициент полезного действия
КПС – конвертор положительного сопротивления
КТ – контрольная точка
МОП – металл–окисел–полупроводник
МП – масштабный преобразователь
МЭУ – микроэлектронное устройство
ООВП – относительное ослабление влияния напряжения питания
ООС – отрицательная обратная связь
ОС – операционная схема
ОУ – операционный усилитель
ПОС – положительная обратная связь
ПС – перемножитель сигналов
ПТ – полевой транзистор
ПТН – преобразователь тока в напряжение
ПФ – полосовой фильтр
РТ – рабочая точка
СД – синхронный демодулятор
СН – стабилизатор напряжения
СУРС – самостоятельная управляемая работа студентов
СФ – синхронный фильтр
ТК – температурный коэффициент
ТСТ – термостабильная точка
ТУ – технические условия
ФВЧ – фильтр верхних частот
ФНЧ – фильтр нижних частот
ХХ – холостой ход
ШИМ – широтно-импульсная модуляция
ЭГИ – электронно-управляемая гираторная индуктивность
ЭКЕ – электронно-управляемая конвертируемая емкость
ЭОП – электронно-управляемая образцовая проводимость

4. ИССЛЕДОВАНИЕ СТАБИЛИЗАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С ПОВЫШЕННОЙ НАГРУЗОЧНОЙ СПОСОБНОСТЬЮ И ОГРАНИЧЕНИЕМ ПО ТОКУ

4.1. Цель работы

Изучить принципы построения, анализ и синтез СН на основе ОУ и методику экспериментального исследования основных параметров и характеристик СН с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току, а также параметрического ИОН в его составе на предмет определения оптимального режима работы.

4.2. Стабилизаторы напряжения на основе операционных усилителей

4.2.1. Стабилизатор напряжения как элемент схемотехники

Под стабилизатором, или источником напряжения (СН), понимают компонент (элемент) электрической схемы, который вырабатывает выходное напряжение E_0 , в первом приближении не зависящее от сопротивления нагрузки R_H или тока в нагрузке I_H , а также от напряжения питания E_{Π}^{\pm} , изменяющихся в широких пределах.

Независимость выходного напряжения E_0 от тока в нагрузке I_H , от некоторой определенной величины «без нагрузки» до величины при максимальной нагрузке характеризуется стабильностью по нагрузке, которая непосредственно связана с внутренним (выходным) сопротивлением СН

$$R_{i.E_0} = \frac{\partial E_0}{\partial I_H}, \quad (4.1)$$

представляющим собой отношение изменений стабилизируемого напряжения ∂E_0 и тока в нагрузке ∂I_H .

Чем меньше сопротивление (4.1), тем выше стабильность по нагрузке. Для снижения выходного сопротивления СН известны два основных способа, применяемых отдельно или совместно, один из которых основан на использовании свойств БТ преобразовывать импеданс или усиливать ток, а второй – на свойствах усилителя с ООС.

Способность СН противодействовать изменению питающего напряжения характеризуется коэффициентом фильтрации (стабилизации) питающего напряжения

$$K_{\phi} = \frac{\partial E_{\Pi}^{\pm}}{\partial E_0}, \quad (4.2)$$

устанавливающим связь между изменениями одного из питающих ∂E_{Π}^{\pm} или ∂E_{Π}^{-} и стабилизируемого ∂E_0 напряжений.

Коэффициент стабилизации K_C питающего напряжения отличается от коэффициента фильтрации K_Φ (4.2) тем, что учитывает абсолютные значения питающего E_Π^\pm и стабилизируемого E_0 напряжений, т.е. представляет собой отношение относительных величин δE_Π^\pm , δE_0 этих напряжений:

$$K_C = \frac{\delta E_\Pi^\pm}{\delta E_0} = \frac{\partial E_\Pi^\pm}{E_\Pi^\pm} / \frac{\partial E_0}{E_0} = K_\Phi \frac{E_0}{E_\Pi^\pm}. \quad (4.3)$$

Существует множество схемных решений СН: от простейших параметрических на прямо- и обратносмещенных опорных диодах (стабилитронах), на повторителях и усилителях опорных напряжений до самых сложных, основанных на использовании ОУ и эмиттерных повторителей с общей ООС, со схемами защиты от перегрузок и случайных коротких замыканий (КЗ) по выходу и т.д. Некоторые из этих схем проанализированы ниже.

Особый класс СН составляют ИОН, отличающиеся повышенной стабильностью формируемых напряжений, в том числе и независимых от температурного фактора, учитываемого в виде соответствующего ТК, низким внутренним сопротивлением, повышенным коэффициентом фильтрации (4.2) и т.д. (см. подразд. 3.3 в [1]).

4.2.2. Однополярные стабилизаторы с опорными стабилитронами

На рис. 4.1 представлены две классические схемы однополярных СН с опорными стабилитронами Д, отличающиеся одна от другой способом включения стабилитрона в цепь обратной связи. Для повышения стабилизирующего действия в обеих схемах стабилитроны Д запитываются стабилизируемым напряжением E_0 , которое для обеспечения нормального функционирования схем должно превышать напряжение стабилитрона $U_{СТ}$, принимаемое за опорное U_0 ($E_0 > U_0$). В простейшем варианте реализации СН эти стабилитроны могут запитываться от общего источника питания. Основное преимущество второй схемы (рис. 4.1, б) по отношению к первой (рис. 4.1, а) состоит в том, что она может быть использована в случае реализации СН на повышенное напряжение E_0 с применением стабилитрона с напряжением $U_{СТ} = U_0$, превышающим допустимое синфазное напряжение $U_{ВХ.С.ДОП}$ ОУ ($U_0 > U_{ВХ.С.ДОП}$). Резистивный делитель на резисторах R_1 и R_2 в этих схемах предназначен для получения необходимого соотношения между напряжениями E_0 и U_0 .

Особенностью схемотехники практически всех известных СН является то, что напряжение питания E_Π^\pm ОУ может быть однополярным E_Π^+ или E_Π^- , причем

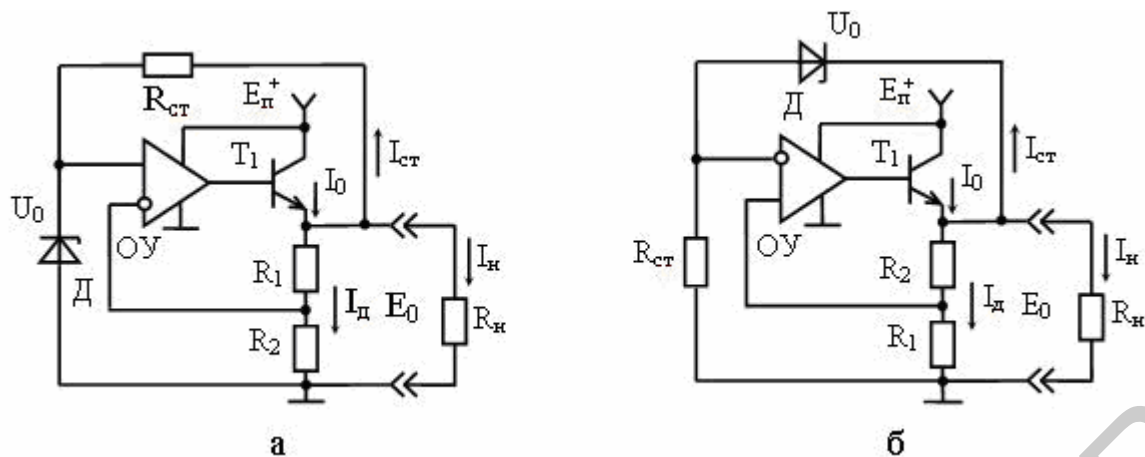


Рис. 4.1. Стабилизаторы напряжения с повышенным коэффициентом фильтрации питающего напряжения

при необходимости с удвоенным значением, соответствующим полной разности питающих напряжений, без опасения превышения допустимых величин $E_{\text{п,доп}}^{\pm}$, оговоренных в технических условиях (ТУ) на применяемый ОУ. Например, при допустимом питающем напряжении ОУ $E_{\text{п,доп}}^{\pm} = \pm 15 \text{ В}$ напряжение питания одной полярности может составить $E_{\text{п}}^{+} \leq 2E_{\text{п,доп}}^{+} = 30 \text{ В}$ или $E_{\text{п}}^{-} \leq 2E_{\text{п,доп}}^{-} = -30 \text{ В}$. Это обусловлено тем, что на входах и выходе ОУ всегда действует напряжение одной полярности, и для получения необходимого сдвига напряжения на выходе ОУ достаточно исключить напряжение питания одной из полярностей ($E_{\text{п}}^{+} = 0$ или $E_{\text{п}}^{-} = 0$).

С целью обеспечения активного режима работы регулирующего транзистора Т1 (см. рис. 4.1) напряжение питания $E_{\text{п}}^{+}$, с одной стороны, должно превышать стабилизируемое напряжение E_0 на величину остаточного напряжения коллектор-эмиттер $U_{\text{кэ,мин}}$ используемого БТ и, с другой стороны, не превышать удвоенного значения допустимого напряжения $E_{\text{п,доп}}^{\pm}$ ОУ:

$$2E_{\text{п,доп}}^{+} \geq E_{\text{п}}^{+} \geq (E_0 + U_{\text{кэ,мин}}). \quad (4.4)$$

Эффект стабилизации выходного напряжения E_0 в данных схемах (см. рис. 4.1), а также в аналогичных других схемах СН состоит в том, что, например, с уменьшением (увеличением) по какой-либо причине этого напряжения уменьшается (увеличивается) разность напряжений между опорным напряжением U_0 и напряжением на нижнем плече (резисторе R_2) резистивного делителя R_1, R_2 , которая после усиления в ОУ приоткрывает (подзакрывает) регулирующий транзистор Т1, увеличивая (уменьшая) тем самым исходное напряжение E_0 .

Анализ СН [2] по схеме (см. рис. 4.1, а) можно произвести с помощью уравнения

$$\left(U_0 - E_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) K_0 K_{\text{п}} = E_0, \quad (4.5)$$

где K_0 и K_{Π} – коэффициенты передачи ОУ и повторителя напряжения на БТ Т1 и резисторах делителя R_1 , R_2 и нагрузки R_H .

Коэффициент передачи повторителя на БТ Т1, определяемый в соответствии с [3],

$$K_{\Pi} = \frac{1}{1 + \frac{\Phi_T}{I_0 R_H^*}} \approx \frac{1}{1 + \frac{\Phi_T}{E_0}}, \quad (4.6)$$

где Φ_T – температурный потенциал (см. п. 1.2.2 и (1.10) в [1]); I_0 – ток эмиттера транзистора Т1, распределяющийся на ток I_H нагрузки, ток I_D делителя на резисторах R_1 , R_2 и ток I_{CT} стабилитрона Д, протекающий по резистору R_{CT} :

$$I_0 = I_H + I_D + I_{CT}; \quad (4.7)$$

R_H^* – эквивалентное сопротивление нагрузки:

$$R_H^* = R_H \parallel (R_1 + R_2) \parallel (R_{CT} + r_{CT}) \approx \frac{E_0}{I_0}; \quad (4.8)$$

r_{CT} – дифференциальное сопротивление стабилитрона Д в РТ, параметр применяемого стабилитрона.

Номиналы резисторов R_1 , R_2 , R_{CT} определяют по формулам:

$$R_1 = \frac{E_0 - U_0}{I_D}, \quad R_2 = \frac{U_0}{I_D}, \quad R_{CT} = \frac{E_0 - U_0}{I_{CT}}. \quad (4.9)$$

В соответствии с (4.5) напряжение стабилизации

$$E_0 = \frac{U_0}{\frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{K_0 K_{\Pi}}} \quad (4.10)$$

в первом приближении не зависит от сопротивления нагрузки R_H и при $K_0 \rightarrow \infty$ или $K_0 K_{\Pi} \gg 1$ становится равным

$$E_0|_{K_0 K_{\Pi} \gg 1} = U_0 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (4.11)$$

На основании (4.10) и (4.11) получаем погрешность стабилизации напряжения, обусловленную конечной величиной коэффициентов передачи ОУ K_0 и повторителя напряжения K_{Π} :

$$\delta E_0 = \frac{E_0|_{K_0 K_{\Pi} \gg 1}}{E_0} - 1 = \frac{1 + R_1/R_2}{K_0 K_{\Pi}}. \quad (4.12)$$

Внутреннее (выходное) сопротивление СН можно записать с учетом глубины ООС F, действующей в стабилизаторе:

$$R_{i.E_0} = (R_1 + R_2) \parallel (R_{CT} + r_{CT}) \parallel \left[\left(\frac{R_{ВЫХ}}{h_{21(T1)} + 1} + \frac{\Phi_T}{I_0} \right) / F \right] \approx \left(\frac{R_{ВЫХ}}{h_{21(T1)} + 1} + \frac{\Phi_T}{I_0} \right) / F, \quad (4.13)$$

где $R_{ВЫХ}$ – выходное сопротивление ОУ, параметр применяемого ОУ; $h_{21(T1)}$ – коэффициент передачи тока БТ Т1.

В формуле (4.13) глубина ООС, вытекающая из соотношения (4.10),

$$F = 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} K_0 K_{\Pi}. \quad (4.14)$$

Коэффициент фильтрации (4.2) стабилизируемого напряжения без учета влияния ОУ на этот показатель представим в виде

$$K_{\Phi} = \frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial E_0} = \frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial I_0} \cdot \frac{\partial I_0}{\partial I_H + \partial I_{CT} + \partial I_D} \cdot \frac{\partial I_H + \partial I_{CT} + \partial I_D}{\partial E_0}, \quad (4.15)$$

где $\partial E_{\Pi}^+ / \partial I_0$ – производная, характеризующая внутреннее сопротивление ГСТ на БТ Т1 с учетом местной ООС, образуемой за счет наличия резисторов R_1 , R_2 , R_H , R_{CT} и дифференциального сопротивления r_{CT} стабилитрона в цепи эмиттера Т1, и общей ООС с глубиной F (4.14);

$$\frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial I_0} = R_{i,ГСТ}; \quad (4.16)$$

$\frac{\partial I_0}{\partial I_H + \partial I_{CT} + \partial I_D}$ – производная, характеризующая единичное (равное)

отношение переменных составляющих токов в выходной цепи СН и суммарного тока в нагрузочном сопротивлении R_H , в цепи стабилитрона Д и резистора R_{CT} и в резистивном делителе R_1 , R_2 ;

$$\frac{\partial I_0}{\partial I_H + \partial I_{CT} + \partial I_D} = 1; \quad (4.17)$$

$\frac{\partial I_H}{\partial E_0}$, $\frac{\partial I_{CT}}{\partial E_0}$ и $\frac{\partial I_D}{\partial E_0}$ – производные, соответствующие проводимостям

нагрузки, цепи стабилитрона и резистивного делителя;

$$\frac{\partial I_H}{\partial E_0} = \frac{1}{R_H}; \quad \frac{\partial I_{CT}}{\partial E_0} = \frac{1}{R_{CT} + r_{CT}}; \quad \frac{\partial I_D}{\partial E_0} = \frac{1}{R_1 + R_2}. \quad (4.18)$$

Внутреннее сопротивление ГСТ (4.16) запишем с учетом глубины F (4.14) общей и местной, образуемой за счет R_H^* (4.8), ООС:

$$R_{i,ГСТ} = \frac{U_A'}{I_0} \left(1 + \frac{R_H^*}{\frac{\Phi_T}{I_0} + \frac{R_{ВЫХ} + R_H}{h_{21(T1)} + 1}} \right) F, \quad (4.19)$$

где U_A' – напряжение Эрли для БТ Т1.

На основании соотношений (4.16)–(4.18) и (4.8) коэффициент фильтрации (4.15) приобретает удобный для практического использования вид:

$$K_{\Phi} = R_{i,ГСТ} \left(\frac{1}{R_H} + \frac{1}{R_{CT} + r_{CT}} + \frac{1}{R_1 + R_2} \right) = \frac{R_{i,ГСТ}}{R_H^*}. \quad (4.20)$$

Произведем оценку коэффициента фильтрации с учетом влияния напряжения питания E_{Π}^+ ОУ. В данном случае представим (4.15) в общем виде:

$$K_{\Phi}^* = \frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial E_0^*} = \frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial U_{\text{см.0}}} \cdot \frac{\partial U_{\text{см.0}}}{\partial E_0^*}, \quad (4.21)$$

полагая при этом, что в нестабильности стабилизируемого напряжения ∂E_0^* проявляются все возможные дестабилизирующие факторы, в том числе и влияние изменения напряжения питания ∂E_{Π}^+ через ГСТ на БТ Т1.

Обратная величина производной $\partial E_{\Pi}^+ / \partial U_{\text{см.0}}$ в (4.21) характеризует ООВП (см. (3.33), (3.34) в [1]) – параметр ОУ, который в данном случае показывает, как изменяется напряжение смещения нуля $U_{\text{см.0}}$ ОУ при изменении питающего напряжения E_{Π}^+ .

Для отыскания производной $\partial U_{\text{см.0}} / \partial E_0^*$, входящей в (4.21), составим уравнение, связывающее изменение стабилизируемого напряжения ∂E_0^* с изменением напряжения смещения нуля $\partial U_{\text{см.0}}$, которое вводится последовательно с источниками сигнала в эквивалентную схему замещения ОУ:

$$\left(\frac{\partial E_0^* \cdot r_{\text{СТ}}}{R_{\text{СТ}} + r_{\text{СТ}}} + \partial U_{\text{см.0}} - \frac{\partial E_0^* \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) K_0 K_{\Pi} = \partial E_0^*. \quad (4.22)$$

Из (4.22) следует искомая производная

$$\frac{\partial U_{\text{см.0}}}{\partial E_0^*} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{K_0 K_{\Pi}} - \frac{r_{\text{СТ}}}{R_{\text{СТ}} + r_{\text{СТ}}}. \quad (4.23)$$

Подставляя [1, (3.34)] и (4.23) в (4.21), получаем

$$K_{\Phi}^* = 10^{-\text{ООВП}/20} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{K_0 K_{\Pi}} - \frac{r_{\text{СТ}}}{R_{\text{СТ}} + r_{\text{СТ}}} \right). \quad (4.24)$$

ТК стабилизируемого напряжения определим путем дифференцирования по температуре T соотношения (4.11):

$$\text{TK}_{E_0} = \frac{\partial E_0}{\partial T} = \frac{\partial U_0}{\partial T} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = \text{TK}_{U_0} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right), \quad (4.25)$$

где TK_{U_0} – ТК опорного напряжения, соответствующий в данном случае ТК напряжения стабилизации $\text{TK}_{U_{\text{СТ}}}$ применяемого стабилизатора ($\text{TK}_{U_0} = \text{TK}_{U_{\text{СТ}}}$).

Как видно из (4.25), TK_{U_0} трансформируется в результирующий TK_{E_0} с тем же масштабным коэффициентом, что и само опорное напряжение U_0 в стабилизируемое E_0 (4.11), если только отношение сопротивлений R_1/R_2 является независимым от температуры. При этом в относительном (процентном) выражении оба ТК, как следует из (4.25) и (4.11), остаются одинаковыми:

$$\frac{\text{TK}_{E_0}}{E_0} = \frac{\text{TK}_{U_0}}{U_0}. \quad (4.26)$$

Мощность $P_{\text{рас}}$, рассеиваемая на коллекторе БТ Т1 в статическом режиме работы СН, не должна превышать допустимую $P_{\text{рас.доп}}$:

$$P_{\text{рас}} = I_0 (E_{\text{П}}^+ - E_0) \leq P_{\text{рас.доп}}. \quad (4.27)$$

Оценим количественно показатели рассмотренного СН (см. рис 4.1, а) на напряжение $E_0 = 15$ В и ток $I_0 = 100$ мА. При этом принимаем усредненные параметры ОУ $K_0 = 10^5$, $R_{\text{вых}} = 1$ кОм, ООВП = -80 дБ, $E_{\text{П}}^{\pm} = 15$ В, БТ Т1 $h_{21(\text{Т1})} = 99$, $U_{\text{А}}' = 200$ В, $\varphi_{\text{T}} = 26$ мВ, $U_{\text{кэ.мин}} = 0,5$ В, $U_{\text{кэ.макс}} = 25$ В, $P_{\text{рас.доп}} = 150$ мВт и стабилитрона Д $U_{\text{СТ}} = U_0 = 9$ В, $I_{\text{СТ}} = 10$ мА, $r_{\text{СТ}} = 18$ Ом, $\text{TK}_{\text{УСТ}} = \text{TK}_{\text{У0}} = 0,0005 \text{ \%}/^{\circ}\text{C}$ (прецизионный стабилитрон типа КС196В).

Задавая ток делителя $I_{\text{д}} = 1$ мА, на основании (4.7)–(4.9) получаем $I_{\text{Н}} = 89$ мА, $R_1 = 6$ кОм, $R_2 = 9$ кОм, $R_{\text{СТ}} = 600$ Ом и $R_{\text{Н}}^* = 150$ Ом, а на основании (4.6), (4.12)–(4.14), (4.19), (4.20), (4.24) и (4.25) – основные параметры СН: $K_{\text{П}} \approx 0,998$, $F = 59897$, $\delta E_0 = 0,0017 \text{ \%}$, $R_{iE_0} = 0,17$ мОм, $R_{i\text{ГСТ}} \approx 1,65$ ГОм, $K_{\text{Ф}} \approx 11 \cdot 10^6$, $K_{\text{Ф}}^* \approx 5700$ и $\text{TK}_{E_0} = 0,00083 \text{ \%}/^{\circ}\text{C}$.

Как видим, данный СН характеризуется прецизионными показателями, однако коэффициент фильтрации $K_{\text{Ф}}^*$ (4.24) существенно ниже расчетного $K_{\text{Ф}}$ (4.20). Применяя более совершенный ОУ, например прецизионный ОУ типа К140УД21, имеющий ООВП = -120 дБ [4], коэффициент фильтрации (4.24) можно получить в 100 раз выше, т.е. $K_{\text{Ф}}^* \approx 570$ тыс.

В связи с тем что в СН применен низкоомный БТ Т1, напряжение питания всей схемы следует определять, с одной стороны, из условия (4.4) и, с другой стороны, исходя из соотношения (4.27):

$$\left(E_0 + \frac{P_{\text{рас.доп}}}{I_0} \right) \geq E_{\text{П}}^+ \geq (E_0 + U_{\text{кэ.мин}}). \quad (4.28)$$

Для вышеупомянутых цифровых данных параметров, входящих в (4.28), напряжение питания СН может находиться в интервале $[16,5 \text{ В} \geq E_{\text{П}}^+ \geq 15,5 \text{ В}]$ с номинальным значением $E_{\text{П}}^+ = 16$ В; при этом мощность рассеивания на коллекторе БТ Т1 (4.27) в статическом режиме составит $P_{\text{рас}} = 100$ мВт, что меньше $P_{\text{рас.доп}}$.

Другой вариант схемы СН, представленный на рис. 4.1, б с учетом измененного порядка нумерации элементов резистивного делителя ($R_1 \rightarrow R_2$, $R_2 \rightarrow R_1$) и входов ОУ, описывается теми же математическими соотношениями, что и первый вариант, за исключением коэффициента фильтрации $K_{\text{Ф}}^*$ (4.24) и исходного уравнения (4.5), которое в данном случае представляется в следующем виде:

$$\left(E_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} - (E_0 - U_0) \right) K_0 K_{\text{П}} = E_0. \quad (4.29)$$

Действительно, из уравнения (4.29) вытекают последующие соотношения (4.6)–(4.21), справедливые для рассматриваемого варианта схемы СН (см. рис. 4.1, б).

Для нахождения производной $\partial U_{см.0} / \partial E_0^*$, входящей в (4.21), составим аналогичное (4.22) уравнение применительно к рассматриваемой схеме СН:

$$\partial E_0^* \frac{R_1}{R_1 + R_2} + \partial U_{см.0} - \partial E_0^* \frac{R_{СТ}}{R_{СТ} + r_{СТ}} = \frac{\partial E_0^*}{K_0 K_{П}}. \quad (4.30)$$

Из (4.30) находим производную

$$\frac{\partial U_{см.0}}{\partial E_0^*} = \frac{R_{СТ}}{R_{СТ} + r_{СТ}} + \frac{1}{K_0 K_{П}} - \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad (4.31)$$

подставляя которую совместно с ООВП в (4.21), получаем отличающуюся от (4.24) формулу для расчета коэффициента фильтрации по второму варианту схемы СН:

$$K_{\phi}^* = 10^{-\frac{ООВП}{20}} \left(\frac{R_{СТ}}{R_{СТ} + r_{СТ}} + \frac{1}{K_0 K_{П}} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right). \quad (4.32)$$

Если спроектировать СН по второму варианту реализации (см. рис. 4.1, б) на прежние показатели ($E_0 = 15$ В, $I_0 = 100$ мА) и использовать прежние исходные цифровые данные параметров ОУ, БТ1 и стабилитрона Д, то расчетные параметры окажутся теми же, что и полученные для первого варианта СН (см. рис. 4.1, а), включая коэффициент фильтрации K_{ϕ}^* (4.32) и мощность рассеивания $P_{рас}$ (4.27), несмотря на различие между собой формы представления производных (4.31) и (4.23).

Таким образом, оба варианта реализации СН (см. рис. 4.1) являются одинаково эффективными.

4.2.3. Стабилизатор напряжения с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току

Характерной особенностью представленного на рис. 4.2 СН является то, что в нем, во-первых, для повышения нагрузочной способности использованы составные БТ Т1, Т2, позволяющие существенно увеличить ток $I_{Н}$ в сопротивлении нагрузки $R_{Н}$, и, во-вторых, применена эффективная схема защиты от случайных КЗ и перенапряжений на БТ Т3, стабилитроне Д и резисторах R_3 – R_5 . С помощью делителя на резисторах R_1 и R_2 осуществляется, как и ранее (см. рис. 4.1), масштабирование стабилизируемого напряжения E_0 относительно опорного напряжения U_0 , которое в данном случае подается от отдельного ИОН, что лучше, так как имеется возможность снижения его ТК путем выбора соответствующей схемотехники [5].

Ограничение выходного тока в рассматриваемом СН (см. рис. 4.2) производится за счет резистора R_3 на уровне

$$I_{0.\text{макс}} = \frac{U_{\text{бэ}}(T_3)}{R_3}, \quad (4.33)$$

где $U_{\text{бэ}}(T_3)$ – напряжение база–эмиттер, соответствующее порогу открывания транзистора T_3 , предотвращающего увеличение тока базы БТ T_1 .

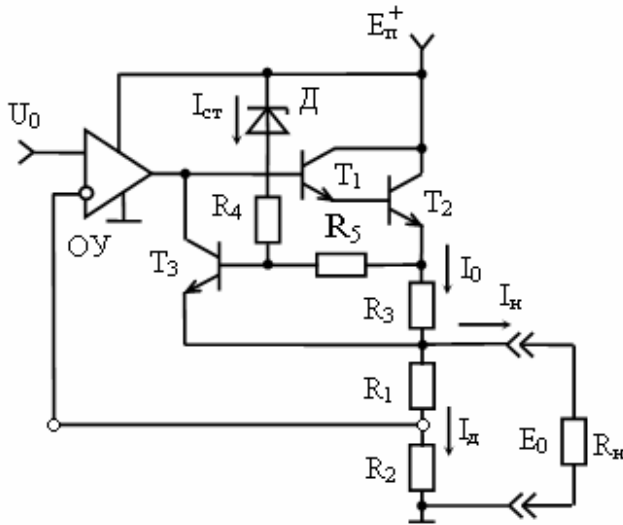


Рис. 4.2. СН с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току

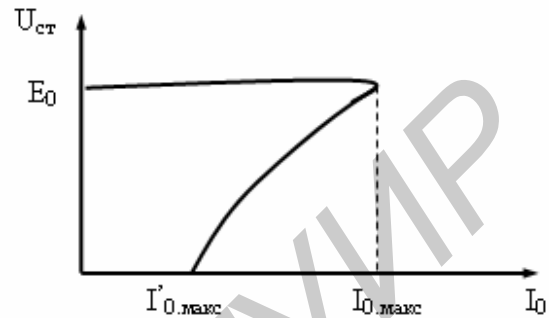


Рис. 4.3. Нагрузочная характеристика СН с двойной токовой защитой

Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора T_2 в статическом режиме, определяется с учетом тока (4.33):

$$P_{\text{рас}} = I_{0.\text{макс}} (E_{\text{П}}^+ - E_0). \quad (4.34)$$

При случайном КЗ сопротивления нагрузки ($R_{\text{н}} = 0$) стабилизируемое напряжение становится равным нулю ($E_0 = 0$) и мощность рассеивания (4.34), многократно увеличиваясь, может превысить предельно допустимую $P_{\text{рас.доп}}$ транзистора T_2 . Аналогичная ситуация происходит и в случае неконтролируемого увеличения напряжения питания $E_{\text{П}}^+$, приводящего к росту мощности (4.34).

Для снижения мощности рассеивания, связанной с ростом разности потенциалов между коллектором и эмиттером БТ T_2 ($U_{\text{кэ}} = E_{\text{П}}^+ - E_0$), можно уменьшать уровень ограничения тока $I_{0.\text{макс}}$ (4.33) за счет введения в схему СН (см. рис. 4.2) стабилитрона D и делителя на резисторах R_4 и R_5 . В этом случае нагрузочная характеристика СН приобретает спадающий вид (рис. 4.3).

Если разность напряжений $E_{\text{П}}^+ - E_0$ оказывается меньшей, чем напряжение стабилизации $U_{\text{СТ}}$ применяемого стабилитрона D , то через последний и резисторы R_4 и R_5 ток не течет и, следовательно, уровень ограничения тока (4.33) остается прежним. В случае $(E_{\text{П}}^+ - E_0) > U_{\text{СТ}}$ образуется ток стабилитрона $I_{\text{СТ}}$, создающий на резисторе R_5 дополнительное напряжение [6]:

$$U'_{бэ(ТЗ)} = I_{СТ}R_5 = \frac{E_{\Pi}^+ - E_0 - (I_0 + I_{СТ})R_3 - U_{СТ}}{1 + R_4/R_5}, \quad (4.35)$$

которое совместно с падением напряжения на резисторе R_3

$$U''_{бэ(ТЗ)} = (I_0 + I_{СТ})R_3 \quad (4.36)$$

приводит к ограничению выходного тока на меньшем уровне $I'_{0.макс}$ (см. рис. 4.3).

В режиме КЗ нагрузки напряжения (4.35) и (4.36), приобретая вид

$$U'_{бэ(ТЗ)} \left| \begin{array}{l} E_0 = 0, \\ (I_0 + I_{СТ}) = I'_{0.макс} \end{array} \right. = \frac{E_{\Pi}^+ - U_{СТ} - I'_{0.макс}R_3}{1 + R_4/R_5}, \quad (4.37)$$

$$U''_{бэ(ТЗ)} \left| (I_0 + I_{СТ}) = I'_{0.макс} \right. = I'_{0.макс}R_3, \quad (4.38)$$

должны создавать суммарное напряжение $U_{бэ(ТЗ)}$, соответствующее порогу открывания БТ ТЗ. С учетом (4.37) и (4.38) это напряжение

$$U_{бэ(ТЗ)} = \frac{E_{\Pi}^+ - U_{СТ} - I'_{0.макс}R_3}{1 + R_4/R_5} + I'_{0.макс}R_3. \quad (4.39)$$

На основании (4.39) получаем требуемый меньший уровень ограничения тока:

$$I'_{0.макс} = \frac{[U_{бэ(ТЗ)}(1 + R_4/R_5) + U_{СТ} - E_{\Pi}^+]R_5}{R_3R_4}. \quad (4.40)$$

На первый взгляд казалось бы, что при условии

$$U_{бэ(ТЗ)}(1 + R_4/R_5) + U_{СТ} - E_{\Pi}^+ = 0 \quad (4.41)$$

ток (4.40) может быть получен нулевым, при котором происходит полное отключение СН от КЗ нагрузки. Если исключить режим КЗ нагрузки, то условие (4.41) нарушится и СН восстановит свою работоспособность.

Однако в реальной ситуации минимальное значение тока (4.40), с одной стороны, не может быть меньше тока стабилитрона $I_{СТ}$ (4.35), а с другой стороны, не должно превышать величины тока, соответствующей допустимой мощности рассеивания $P_{рас.доп}$ выходного транзистора Т2 (см. рис. 4.2) в режиме КЗ СН (4.34):

$$P'_{рас} = P_{рас} \left| E_0 = 0 \right. = (I'_{0.макс} - I_{СТ})E_{\Pi}^{\pm} \leq P_{рас.доп}$$

или

$$I'_{0.макс} \leq \left(\frac{P_{рас.доп}}{E_{\Pi}^+} + I_{СТ} \right). \quad (4.42)$$

Таким образом, минимальный уровень ограничения тока может находиться в интервале

$$I_{CT} \leq I'_{0.макс} \leq \left(\frac{P_{рас.доп}}{E_{\Pi}^+} + I_{CT} \right). \quad (4.43)$$

Исходя из выбранного значения тока $I'_{0.макс}$ (4.43), на основании (4.40) находим требуемое отношение номиналов резисторов:

$$n = \frac{R_4}{R_5} = \frac{E_{\Pi}^+ - U_{CT} - U_{бэ(Т3)}}{U_{бэ(Т3)} - I'_{0.макс} R_3}. \quad (4.44)$$

При этом номинал резистора R_4 определяется с учетом КЗ нагрузки по формуле

$$R_4 = \frac{E_{\Pi}^+ - U_{CT} - U_{бэ(Т3)}}{I_{CT}}, \quad (4.45)$$

а номинал резистора R_5 – по (4.44) с учетом (4.45):

$$R_5 = \frac{R_4}{n}. \quad (4.46)$$

Анализ основных показателей рассматриваемой схемы СН (см. рис. 4.2) в нормальном режиме работы без учета элементов схемы защиты от КЗ (БТ Т3, стабилитрона Д и резисторов R_4 , R_5), влияние которых в данном режиме ничтожно мало, аналогичен предыдущему (см. п. 4.2.2).

Действительно, исходное уравнение, описывающее данную схему СН, точно соответствует (4.5). Следовательно, и соотношения для напряжения стабилизации и его погрешности остаются прежними – (4.10), (4.11) и (4.12). Отличие состоит лишь в том, что коэффициент передачи повторителя, входящий в эти соотношения, оценивается иначе.

Так как повторитель напряжения в данной схеме реализован на составных БТ Т1, Т2, то его коэффициент передачи с учетом резистора R_3 , номинал которого может составлять единицы процентов от номинального значения сопротивления нагрузки

$$R_3 = (0,01 - 0,05)R_H, \quad (4.47)$$

следует определять, в отличие от (4.6), по модифицированной формуле [5]:

$$K_{\Pi} = \frac{1}{1 + \left(\frac{2\varphi_T}{I_0} + R_3 \right) R_H^*} \approx \frac{1}{1 + \frac{2\varphi_T + I_0 R_3}{E_0}}, \quad (4.48)$$

где I_0 и R_H^* – ток эмиттера БТ Т2 и эквивалентное сопротивление нагрузки, определяемое по аналогии с (4.7) и (4.8);

$$I_0 = I_H + I_D; \quad (4.49)$$

$$R_H^* = R_H \parallel (R_1 + R_2) \approx \frac{E_0}{I_0}. \quad (4.50)$$

Номиналы резисторов R_1 и R_2 делителя вычисляются по формулам (4.9).

Внутренние (выходные) сопротивления СН можно записать по аналогии с (4.13) с учетом параметров составных транзисторов Т1, Т2, глубины ООС F (4.14) и коэффициента передачи повторителя (4.48), проявляющихся в СН:

$$R_{i.E_0} = (R_1 + R_2) \left\| \left(\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{h_{21(T1)} h_{21(T2)}} + \frac{2\varphi_T}{I_0} + R_3 \right) / F \approx \right. \\ \left. \approx \left(\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{h_{21(T1)} h_{21(T2)}} + \frac{2\varphi_T}{I_0} + R_3 \right) / F, \quad (4.51)$$

где $h_{21(T1)}$ и $h_{21(T2)}$ – коэффициенты передачи тока соответственно БТ Т1 и Т2.

Коэффициент фильтрации стабилизируемого напряжения без учета влияния ОУ на этот показатель рассчитывается по результирующей формуле (4.20), в которой внутреннее сопротивление ГСТ, в отличие от (4.19), представляется с учетом (4.48), (4.50) и (4.14) в следующем виде:

$$R_{i.ГСТ} = \frac{U'_A}{I_0} \left(1 + \frac{R_3 + R_H^*}{\frac{2\varphi_T}{I_0} + \frac{R_{\text{ВЫХ}} + R_3 + R_H^*}{h_{21(T1)} h_{21(T2)}}} \right) F, \quad (4.52)$$

где U'_A – напряжение Эрли для БТ Т1, Т2.

Коэффициент фильтрации с учетом влияния напряжения питания E_{Π}^+ ОУ имеет общий вид формулы (4.21), однако производную $\partial U_{\text{см.0}} / \partial E_0^*$, входящую в нее, следует находить из уравнения, составляемого на основании схемы СН (см. рис. 4.2):

$$\partial U_0 + \partial U_{\text{см.0}} - \frac{\partial E_0^* R_2}{R_1 + R_2} = \frac{\partial E_0^*}{K_0 K_{\Pi}}, \quad (4.53)$$

где ∂U_0 – абсолютная нестабильность напряжения используемого ИОН, связанная с нестабильностью общего источника питания ∂E_{Π}^+ .

Вытекающая из (4.53) искомая производная

$$\frac{\partial U_{\text{см.0}}}{\partial E_0^*} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{K_0 K_{\Pi}} - \frac{\partial U_0}{\partial E_0^*} \frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial E_0^*}, \quad (4.54)$$

где $\partial E_{\Pi}^+ / \partial U_0$ – производная, представляющая собой коэффициент фильтрации опорного напряжения $K_{\phi.U_0}$, а $\partial E_{\Pi}^+ / \partial E_0^*$ – производная, соответствующая искомому коэффициенту фильтрации K_{ϕ}^* (4.21).

Тогда на основании (4.21) с учетом ООВП и (4.54) получаем коэффициент фильтрации анализируемой схемы СН:

$$K_{\phi}^* = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{K_0 K_{\Pi}}}{1/K_{\phi.U_0} + 10^{\text{ООВП}/20}}. \quad (4.55)$$

Если опорное напряжение U_0 создавать с помощью стабилитрона и запитывать его, как в схемах СН (см. рис. 4.1), то коэффициент фильтрации K_{ϕ}^* следует определять по формуле (4.24).

В случае запитывания внешнего ИОН стабилизируемым напряжением, что целесообразно осуществлять при практической реализуемости схемы ($E_0 \geq E_{п.ион}$), формулу (4.55) следует модифицировать с учетом повышения результирующего коэффициента фильтрации опорного напряжения за счет коэффициента фильтрации K_{ϕ}^* рассматриваемого СН, которую представим в следующем виде:

$$K_{\phi}^* = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{K_0 K_{\Pi}}}{1/K_{\phi.U_0} K_{\phi}^* + 10^{\text{ООВП}/20}}.$$

Отсюда искомый коэффициент фильтрации:

$$K_{\phi}^* = 10^{-\frac{\text{ООВП}}{20}} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{K_0 K_{\Pi}} - \frac{1}{K_{\phi.U_0}} \right). \quad (4.56)$$

Полученная формула (4.56) коррелирует с формулой (4.24), в которой третье слагаемое в скобках представляет собой не что иное, как обратную величину коэффициента фильтрации ИОН, реализованного на стабилитроне Д и резисторе $R_{СТ}$ (см. рис. 4.1, а).

Напряжение питания СН выбирают по одному из наиболее жестких критериев (4.28) или (4.4), а ТК стабилизируемого напряжения рассчитывают по формуле (4.25).

Произведем расчет СН (см. рис. 4.2) на напряжение $E_0 = 15$ В и ток $I_0 = 500$ мА, при этом в соответствии с (4.49) принимаем $I_{Д} = 1$ мА, $I_{Н} = 499$ мА.

Выбираем дискретные аналоги транзисторов Т1, Т3 n-p-n-типа КТ312Б с усредненными параметрами [7] $I_{к.макс} = 30$ мА, $U_{кэ.макс} = 30$ В, $h_{21(T1)} = h_{21(T3)} = 50$, $U_{бэ(T3)} = 0,35$ В и транзистора Т2 типа КТ807Б с усредненными параметрами $I_{к.макс} = 500$ мА, $U_{кэ.мин} = 1$ В, $U_{кэ.макс} = 100$ В, $h_{21(T2)} = 50$, $U'_A = 200$ В, $P_{рас.доп} = 10$ Вт, а также ОУ типа К140УД21 с параметрами [4] $K_0 = 10^6$, входной ток $I_{вх} = 10^{-9}$ А, $R_{вых} = 2$ кОм, $\text{ООВП} = -120$ дБ, $E_{\Pi}^{\pm} \leq (12 - 20)$ В, потребляемый ток $I_{\Pi} = 5$ мА, $U_{вых.макс} = \pm 12$ В.

Для принятых значений параметров в соответствии с формулой (4.50) эквивалентное сопротивление нагрузки $R_{Н}^* = 30$ Ом. Выбираем внешний ИОН, например по схеме [1, рис. 3.6, б], с параметрами $U_0 = 5$ В, $K_{\phi.U_0} = 10^5$, остаточный $\text{ТК}_{U_0}^* \leq 0,0003 \text{ \%}/^{\circ}\text{C}$, $I_{\Pi} = 5$ мА, $E_{\Pi}^+ = (15 - 20)$ В и в соответствии с (4.9) определяем номиналы резисторов делителя $R_1 = 10$ кОм, $R_2 = 5$ кОм.

Принимая порог ограничения выходного тока $I_{0.макс}$ на 5 % выше расчетного тока СН I_0 ($I_{0.макс} = 1,05I_0 = 525$ мА), по формуле (4.33) находим номинал резистора $R_3 = 0,666$ Ом, что удовлетворяет рекомендуемому условию (4.47).

Напряжение питания схемы СН выбираем по наиболее жесткому критерию (4.28): $35 \text{ В} \geq E_{\Pi}^+ \geq 16 \text{ В}$. Принимаем номинальное значение $E_{\Pi}^+ = 20 \text{ В}$ и по формуле (4.34) находим мощность рассеивания на коллекторе БТ Т2 в статическом режиме $P_{\text{рас}} = 2,625 \text{ Вт} < P_{\text{рас.доп}}$.

С учетом исходных цифровых данных и рассчитанных величин в соответствии с формулами (4.12), (4.14), (4.48), (4.51), (4.52), (4.55) и (4.25) получаем $K_{\Pi} = 0,975$, $\delta E_0 = 0,0003 \%$, $F = 325000$, $R_{\phi.E_0} = 4,83 \cdot 10^{-6} \text{ Ом}$, $R_{i.\Gamma\text{CT}} = 4,48 \text{ ГОм}$, $K_{\phi}^* = 30303$ и $\text{TK}_{E_0}^* = \pm 0,0009 \%/^{\circ}\text{C}$.

Так как коэффициент фильтрации K_{ϕ}^* получен недостаточно высокий, то целесообразно внешний ИОН запитать стабилизируемым напряжением, при этом расчетный ток в нагрузке снизится всего на $I_{\Pi} = 5 \text{ мА}$ с сохранением тока I_0 (4.49), а новый коэффициент фильтрации в соответствии с (4.56) составит $K_{\phi}^* \approx 333 \text{ тыс.}$, что является прекрасным результатом.

Для защиты от случайных КЗ на меньшем уровне ограничения тока $I'_{0.\text{макс}}$ (4.43) выбираем стабилитрон Д типа Д808 с номинальным током $I_{\text{СТ}} = 5 \text{ мА}$ и напряжением $U_{\text{СТ}} = 8 \text{ В}$ стабилизации.

Принимая в соответствии с (4.43) $I'_{0.\text{макс}} = I_{\text{СТ}} = 5 \text{ мА}$, по (4.44–4.46) находим отношения номиналов $n = 33,6$ и номиналы резисторов $R_4 = 2,33 \text{ кОм}$, $R_5 = 69,3 \text{ Ом}$.

Мощность, рассеиваемая схемой защиты от КЗ в режиме минимального уровня ограничения тока $I'_{0.\text{макс}} = I_{\text{СТ}}$, составляет всего $P_{\text{рас}}^* = I'_{0.\text{макс}} E_{\Pi}^+ \Big|_{I'_{0.\text{макс}} = I_{\text{СТ}}} = 100 \text{ мВт}$, при этом мощность на БТ Т2 не рассеивается, так как он оказывается практически закрытым.

4.2.4. Получение разнополярных напряжений

Для получения стабилизированных напряжений отрицательной полярности могут быть использованы рассмотренные схемы СН (см. рис. 4.1 или 4.2), у которых питающее напряжение E_{Π}^+ изолировано от общей шины и выход соединен с этой шиной, как показано на рис. 4.4, или у которых БТ заменены на комплементарные (противоположной структуры) с соответствующей отрицательной полярностью относительно общей шины опорного U_0^- и питающего E_{Π}^- напряжений (рис. 4.5). В отличие от предыдущих схем (см. рис. 4.1, 4.2), в СН (см. рис. 4.4, 4.5) применен упрощенный вариант защиты от случайных КЗ на резисторах R_3 и транзисторах T_2

Если питающее напряжение E_{Π} является изолированным, то любую точку схемы СН можно соединить с общей шиной, не нарушая при этом его работоспособности, и, следовательно, получить по отношению к этой шине положительное или отрицательное стабилизируемое напряжение. Действительно, если переключатель S оставить в положении, показанном на рис. 4.4, то на

выходных клеммах СН относительно общей шины формируется отрицательное напряжение E_0^- , а в противоположном положении этого переключателя – положительное напряжение E_0^+ .

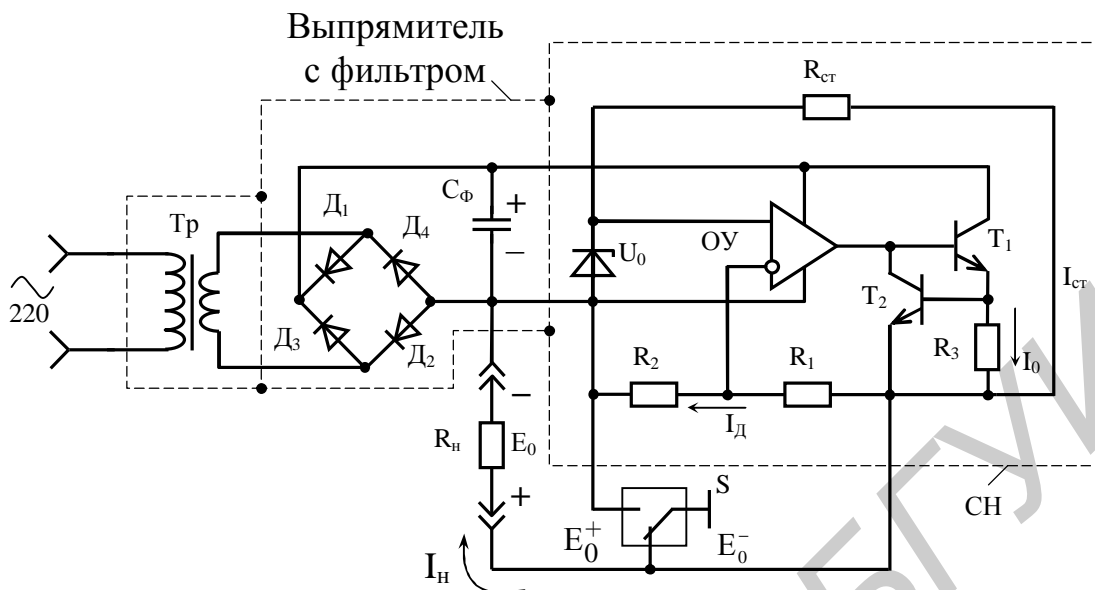


Рис. 4.4. Стабилизатор с переключаемой полярностью напряжений

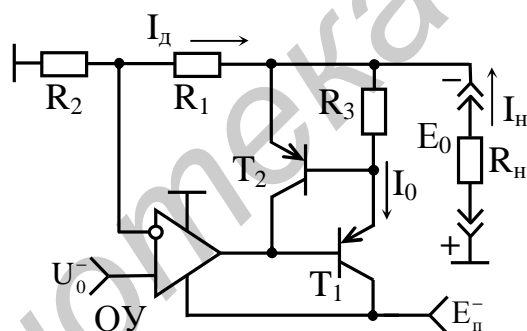


Рис. 4.5. СН отрицательной полярности

Изолированное от общей шины питающее напряжение E_{II} получают от сети переменного тока с помощью трансформатора Tr (см. рис. 4.4), во вторичную обмотку которого включают выпрямительные диоды D_1 – D_4 и фильтрующий конденсатор C_ϕ большого номинала емкости с целью улучшения фильтрации выпрямляемого напряжения.

В случае необходимости получения разнополярных напряжений одновременно применяют два независимых один от другого СН на положительную (см., например, рис. 4.2) и отрицательную (см. рис. 4.5) полярности стабилизируемых напряжений с питающими источниками, имеющими общую заземленную шину.

4.2.5. Следящий стабилизатор разнополярных напряжений

Если требуется, чтобы оба разнополярных напряжения как можно точно соответствовали одно другому, применяют так называемый следящий СН (рис. 4.6), абсолютная величина стабилизируемых напряжений которого зависит только от одного ИОН, например положительной полярности U_0^+ . Одно из выходных напряжений, например E_0^+ , такого СН (см. рис. 4.6) стабилизируется известным способом с использованием ОУ1 и БТ Т1, Т2 и резисторов R_1 – R_3 . Второе напряжение, например E_0^- , получают аналогичным образом с применением инвертирующей ОС на ОУ2 и БТ противоположной структуры для реализации усилителя тока (Т3) и схемы защиты от случайного КЗ (резистор $R_4 = R_3$ и Т4) с резисторами R_5 одинакового номинала в цепи ООС.

В качестве второго опорного напряжения в этой схеме используется первое стабилизируемое напряжение E_0^+ , которое благодаря инвертирующей ОС (неинвертирующий вход ОУ2 соединен с общей шиной) превращается в отрицательное:

$$E_0^- = -\frac{R_5}{R_5} E_0^+ = -E_0^+. \quad (4.57)$$

Так как разность потенциалов между входами ОУ2 близка к нулю, а на его выходе всегда действует напряжение одной (отрицательной) полярности, то питание ОУ осуществляется от однополярного источника E_{Π}^- без нарушения работоспособности схемы.

Для того чтобы ток делителя $I'_д$, протекающий по резисторам R_5 , точно соответствовал току $I_д$ делителя на резисторах R_1, R_2 , необходимо номинал резисторов R_5 выбрать из условия

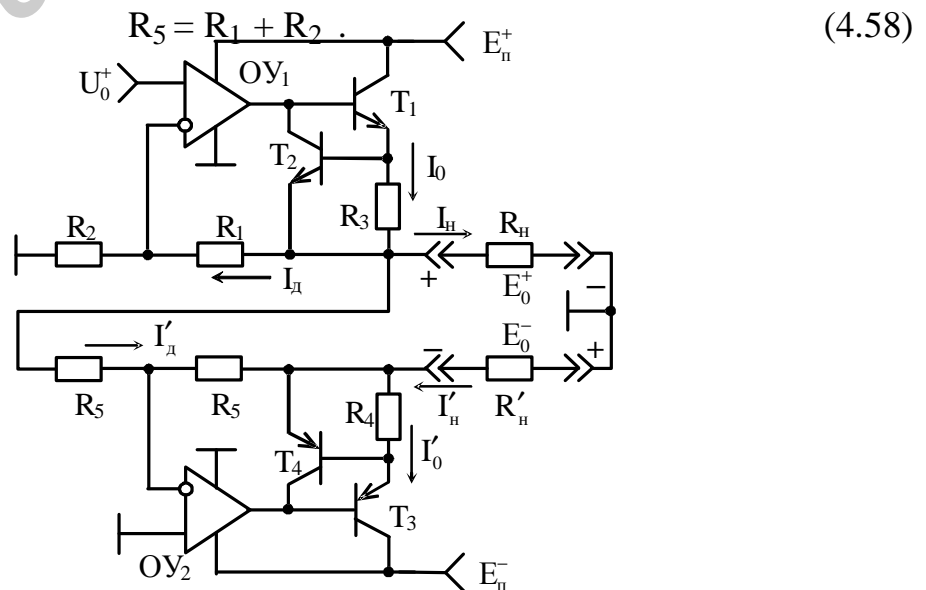


Рис. 4.6. Следящий стабилизатор разнополярных напряжений

В этом случае СН положительной полярности нагружается дополнительным током $I'_D = I_D$, что необходимо учитывать при точной оценке параметров, так как расчетные токи эмиттеров БТ Т1 и Т3 могут отличаться один от другого:

$$I_0 = I_H + I_D + I'_D; \quad (4.59)$$

$$I'_0 = I'_H + I'_D. \quad (4.60)$$

Чтобы выравнять расчетные токи в нагрузках ($I_H = I'_H$), необходимо исходно ток I_0 (4.59) выбрать больше тока I'_0 (4.60) на величину тока $I'_D = I_D$.

Используя изложенную в пп. 4.2.2, 4.2.3 информацию и соотношения (4.57)–(4.60), можно при необходимости уточнить параметры нижней части схемы СН (см. рис. 4.6), которые в первом приближении следует считать такими же, что и у верхней части схемы, если основные параметры БТ Т3, Т4 близки к параметрам БТ Т1, Т2, а параметры ОУ1 и ОУ2 – идентичны.

4.3. Методика измерения основных параметров стабилизаторов напряжения

4.3.1. Измерение основных параметров прецизионного параметрического источника опорного напряжения

Методика измерения основных параметров прецизионного параметрического ИОН (напряжения стабилизации U_0 , внутреннего (выходного) сопротивления R_{i,U_0} , коэффициентов фильтрации K_Φ и стабилизации K_C питающего напряжения) принимается той же, что и изложенная в [1, п. 3.3.3] применительно к прецизионному ИОН на основе ПТ и ОУ. Более того, экспериментальная установка (рис. 4.7) с контрольно-измерительной аппаратурой (вольтметром 2, генератором 3, источником 4 питания и амперметром 5) остается прежней [1, рис. 3.8]. Отличия заключены лишь в способе задания режима работы прецизионного стабилизатора Д посредством ГСТ на ПТ с регулируемым резистором R током I_0 (см. внутреннюю структуру исследуемого ИОН 1, представленную на рис. 4.7).

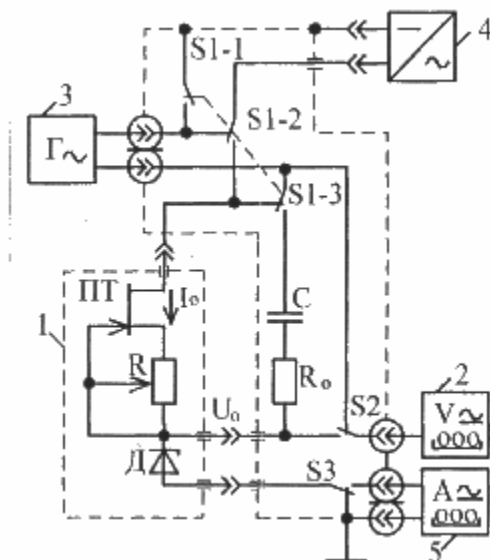


Рис. 4.7. Схема измерения основных параметров параметрического ИОН

Применяемый в ИОН 1 прецизионный стабилизатор Д типа КС196В характеризуется следующими основными параметрами: напряжением стабилизации $U_{CT} = U_0 = 9,6 \text{ В}$ при токе стабилизации $I_{CT} = I_0 = 10 \text{ мА}$, дифференциальным сопротивлением $r_{CT} = 18 \text{ Ом}$ при $I_{CT} = 10 \text{ мА}$, разбросом напряжения стабилизации $\delta U_{CT} = \pm 5 \%$, ТК напряжения стабилизации $TK_{U_{CT}} = 5 \cdot 10^{-4} \% / ^\circ\text{С}$, максимальным током стабилизации при температуре окружающей среды от -60 до $+50 \text{ }^\circ\text{С}$ $I_{CT.макс} = 20 \text{ мА}$, минимальным током стабилизации при температуре от -60 до $+100 \text{ }^\circ\text{С}$ $I_{CT.мин} = 3 \text{ мА}$.

Используемый в ИОН 1 в качестве ГСТ п-канальный ПТ типа КП302Б имеет следующие основные усредненные параметры [7]: $I_{C.макс} \geq 18 \text{ мА}$, напряжение отсечки $U_{зи.отс} = -7 \text{ В}$, напряжение, обратно пропорциональное коэффициенту модуляции канала $U_B = 120 \text{ В}$ [1, см. табл. 3.1].

Для регулировки тока I_0 ГСТ на ПТ резистор R выполнен переменным, позволяющим осуществлять изменение тока от $I_0 = I_{C.макс} = 20 \text{ мА}$ при $R = R_{мин} = 0$ до $I_0 = I_C(U_{зи}) = I_{C.мин} = 1 \text{ мА}$ при сопротивлении $R = R_{макс}$, определяемом в соответствии с модифицированной формулой [1]:

$$R = \frac{-U_{зи.отс}}{I_0} \left(1 - \sqrt{\frac{I_0}{I_{C.макс}}} \right). \quad (4.61)$$

Номинал переменного резистора (4.61) с учетом усредненных параметров используемого ПТ и оговоренных пределов изменения тока I_0 округляют в большую сторону до стандартной величины $R = 6,8 \text{ кОм}$.

Внутреннее сопротивление ГСТ можем записать на основании соотношения [1, (3.15)] с учетом действующей в нем глубины последовательной по току ООС (Z -связи), зависящей от реализуемых крутизны $S(U_{зи})$ [1, (3.4)], собственной выходной проводимости g_{22} [1, (3.17)] ПТ и сопротивления резистора R (4.61):

$$R_{i.ГСТ} = \frac{1 + S(U_{зи})R}{g_{22}} = \frac{U_B}{I_0} \left[1 + 2 \left(\sqrt{\frac{I_{C.макс}}{I_0}} - 1 \right) \right]. \quad (4.62)$$

Минимальное реализуемое внутреннее сопротивление ГСТ (4.62) оценивается при условии $I_0 = I_{C.макс}$:

$$R_{i.ГСТ.мин} = R_{i.ГСТ} \Big|_{I_0 = I_{C.макс}} = \frac{U_B}{I_{C.макс}}, \quad (4.63)$$

а максимальное $R_{i.ГСТ.макс}$ – при условии $I_0 = I_0$, т.е. по формуле (4.62). Следовательно, динамический диапазон регулировки внутреннего сопротивления ГСТ можно оценить на основании сравнения соотношений (4.62) и (4.63):

$$D = R_{i.ГСТ} \Big|_{I_0 = I_0} / R_{i.ГСТ} \Big|_{I_0 = I_{C.макс}} = \frac{I_{C.макс}}{I_0} \left[1 + 2 \left(\sqrt{\frac{I_{C.макс}}{I_0}} - 1 \right) \right]. \quad (4.64)$$

При указанных пределах регулировки тока ГСТ динамический диапазон (4.64) превышает $D \geq 150$ раз.

Коэффициенты фильтрации и стабилизации исследуемого ИОН определяются в соответствии с [1, (3.57) и (3.58)] на основании сравнения внутренних (дифференциальных) соотношений ГСТ $R_{i.ГСТ}$ (4.62) и стабилизатора D $r_{СТ}$, а также формируемого $U_0 = U_{СТ}$ и питающего $E_{П}^+ = 20$ В напряжений:

$$K_{\phi} = \frac{R_{i.ГСТ} + r_{СТ}}{r_{СТ}} = \frac{R_{i.ГСТ}}{r_{СТ}} + 1 = \frac{U_{Г\sim}}{U_{0\sim}}, \quad (4.65)$$

$$K_C = \frac{U_0}{E_{П}^+} \cdot \frac{U_{Г\sim}}{U_{0\sim}}. \quad (4.66)$$

Внутреннее сопротивление ИОН, представляющее собой параллельное соединение внутренних сопротивлений ГСТ (4.62) и стабилитрона D , определяется в соответствии с формулой [1, (3.56)]:

$$R_{i.U_0} = R_{i.ГСТ} \parallel r_{СТ} = \frac{R_0}{\frac{U_{Г\sim}}{U_{0\sim}} - 1}. \quad (4.67)$$

В остальном измерение рассмотренных параметров ИОН 1 в диапазоне изменяемых токов ГСТ как функции $f(I_0)$, включая статическую характеристику обратной ветви стабилитрона D $U_0 = f(I_0)$, выполняются с использованием экспериментальной установки (см. рис. 4.7) в соответствии с методикой, изложенной в [1, п. 3.3.3]. В связи с тем, что дифференциальное сопротивление стабилитрона $r_{СТ}$ круто возрастает при малых токах $I_{СТ} = I_0$, а внутреннее сопротивление ГСТ $R_{i.ГСТ}$ (4.62) при этом увеличивается более плавно, не исключено получение некоторого оптимального режима работы ИОН 1, при котором коэффициенты фильтрации (4.65) и стабилизации (4.66) будут максимально возможными.

4.3.2. Измерение основных параметров стабилизатора напряжения с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току

Целью экспериментального исследования СН с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току является оценка его основных параметров: напряжения стабилизации E_0 , внутреннего (выходного) сопротивления $R_{i.E_0}$, коэффициента фильтрации (стабилизации) K_{ϕ} (K_C), а также получение нагрузочной характеристики $E_0 = f(I_H)$ с определением уровней ограничения выходного тока полного $I_{H.макс}$ и сниженного $I'_{H.макс}$.

Для испытаний СН 1 (см. рис. 4.2) может быть использована та же экспериментальная установка (рис. 4.8), что и для испытания прецизионных ИОН

(см. рис. 4.7, [1, 3.8 и 3.2]) с теми же контрольно-измерительными приборами (вольтметром 2 комбинированным цифровым; генератором 3 низкочастотных сигналов; прецизионным источником 4 питания и амперметром 5), технические характеристики которых приведены в [1, п. 3.2.2].

В состав экспериментальной установки (см. рис. 4.8), кроме трех одиночных переключателей S1–S3 на два положения каждый, применяемых в прежних установках (см. рис. 4.7 и 3.8 в [1]), в которых S1 был строенным, введен многополюсный переключатель S4 на 8 положений с нагрузочными резисторами R₁–R₆, обеспечивающими необходимые токи нагрузки I_н СН ступенями от 1 до 500 мА. Этот переключатель (S4) во втором и восьмом положениях создает режим холостого хода (XX) I_{XX} = 0 и КЗ нагрузки соответственно.

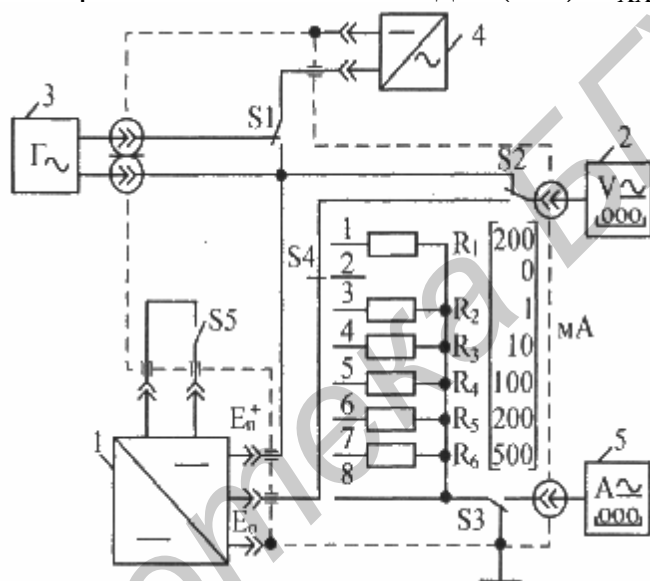


Рис. 4.8. Структурная схема измерения основных параметров прецизионного СН

Дополнительно введенный переключатель S5 на два положения осуществляет в исследуемом СН 1 коммутацию цепи питания стабилитрона Д (см. рис. 4.2), обеспечивающего снижение уровня ограничения тока КЗ с I_{н.макс} до I_{н.макс}'.

Положение переключателей, показанное на рис. 4.8, так же, как и на других (см. рис. 4.7, [1, рис. 3.8]), считается выключенным (исходным состоянием). Перевод любого из переключателей в другое положение соответствует включенному состоянию.

Методика измерения основных параметров СН 1 и получения нагрузочной характеристики с определением уровней ограничения тока КЗ, во многом отличающаяся от изложенной в [1, п. 3.3.3] и 4.3.1, относящейся к исследованию ИОН, состоит в следующем (см. рис. 4.8).

Измерение напряжения стабилизации E₀ и нагрузочной характеристики E₀ = f(I_н) производится при включенных переключателях S1–S3, S5 и

напряжении питания источника 4 $E_{\Pi}^+ = 20 \text{ В}$, контролируемом при необходимости вольтметром 2 при исходном положении переключателя S2. При этом, последовательно переводя переключатель S4 из исходного (второго) в последующие (третье–восьмое) положения, вольтметром 2 в режиме измерения постоянного напряжения и амперметром 5 в режиме измерения постоянного тока измеряют соответственно напряжения E_0 и ток I_H и строят нагрузочную характеристику $E_0 = f(I_H)$ (см. рис. 4.3). В восьмом положении (режим КЗ) фиксируют сниженный уровень ограничения тока нагрузки $I'_{H.\text{макс}}$, а при выключенном состоянии переключателя S5 – полный уровень этого тока $I_{H.\text{макс}}$.

Измерение внутреннего сопротивления СН (4.51) выполняется при прежних (включенных) положениях переключателей S1–S3, S5 и переводе переключателя S4 из исходного (второго) в первое положение с одновременным фиксированием измеряемых вольтметром 2 и амперметром 5 двух значений соответственно напряжений $E_{0.2}$ и $E_{0.1}$ и токов $I_{H.2} = I_{\text{ХХ}} = 0$ и $I_{H.1}$. Расчет искомого параметра производится по формуле

$$R_{i.E_0} = \frac{\Delta E_0}{\Delta I_H} = \frac{E_{0.2} - E_{0.1}}{I_{H.1} - I_{H.2}}. \quad (4.68)$$

Аналогичную операцию можно осуществить и при двух других значениях токов, например, переводя переключатель из четвертого в пятое положение, с одновременной фиксацией соответствующих им значений напряжений и токов нагрузки, что позволит выявить зависимость внутреннего сопротивления (4.68) от тока нагрузки.

В отличие от дифференциальной оценки внутреннего сопротивления (4.1), использованной при исследовании ИОН (4.67), [1, (3.56)], где относительно малые конечные приращения напряжений и токов создавались с помощью напряжений генератора $U_{Г\sim}$ и образцового R_0 [1, (3.55)], в данном случае, исследуя СН с повышенной нагрузочной способностью, характеризующийся чрезвычайно малым внутренним сопротивлением (4.51) на уровне нескольких миллионных долей ома, необходимо с целью получения заметного изменения напряжения ΔE_0 прибегать к большим конечным приращениям тока ΔI_H (4.68) за счет изменения сопротивления нагрузки R_H (см. рис. 4.2). В связи с этим образцовый резистор R_0 и конденсатор С (см. рис. 4.7) из экспериментальной установки (см. рис. 4.8) исключены, что упростило коммутацию цепей, связанных с генератором 3, и переключатель S1 стал одиночным.

Измерение коэффициентов фильтрации и стабилизации СН осуществляется при исходном состоянии переключателей S1–S3, включенном переключателе S5 и переведенном в седьмое положение, соответствующее номинальному току нагрузки $I_H = 500 \text{ мА}$, переключателе S4 в соответствии с методикой и рекомендациями, изложенными в [1, п. 3.3.3], включая расчет искомым параметров по формулам [1, (3.57), (3.58)] или (4.65), (4.66) с заменой

в них переменных и постоянных составляющих напряжений $U_{0\sim}$ и U_0 соответственно на $E_{0\sim}$ и E_0 .

4.4. Описание лабораторной установки

Лабораторная установка (рис. 4.9), предназначенная для экспериментального исследования основных параметров и характеристик СН с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току (см. рис. 4.2), а также параметрического ИОН в его составе, разработана на основе схем измерений, представленных на рис. 4.7 и 4.8, с использованием полупроводниковых ИС ОУ типа К140УД17 (DA1), К574УД1 (DA2, DA3, DA5) и К157УД1 (DA4), а также ПТ типа КП302Б (VT1), стабилитронов прецизионного и опорного типа КС196В (VD1) и Д808 (VD2) и БТ типа КТ312Б (VT2, VT3) и КТ807Б (VT4). Питание исследуемого СН с номинальным напряжением $E_0 = 15$ В и током $I_{Н.макс} = 100$ мА осуществляется от отдельного встроенного нестабилизированного источника питания (ДА6) с напряжением $E_{\Pi}^+ = 20$ В.

Лабораторная установка (см. рис. 4.9) снабжена необходимыми органами управления, посредством которых осуществляется коммутация электрических цепей с целью обеспечения соответствующих режимов работы исследуемых устройств. Положение всех двухполюсных переключателей, за исключением переключателя S2, показанное на принципиальной схеме (см. рис. 4.9), соответствует исходному (выключенному) состоянию (нижнее положение рукояток). При переводе этих рукояток в верхнее (включенное) положение состояние коммутации цепей изменяется на противоположное. Состояние встроенного S2 и многополюсного S6 переключателей, показанное на принципиальной схеме, считается исходным соответственно в первом и втором положениях.

Стабилизатор напряжения и параметрический ИОН

4

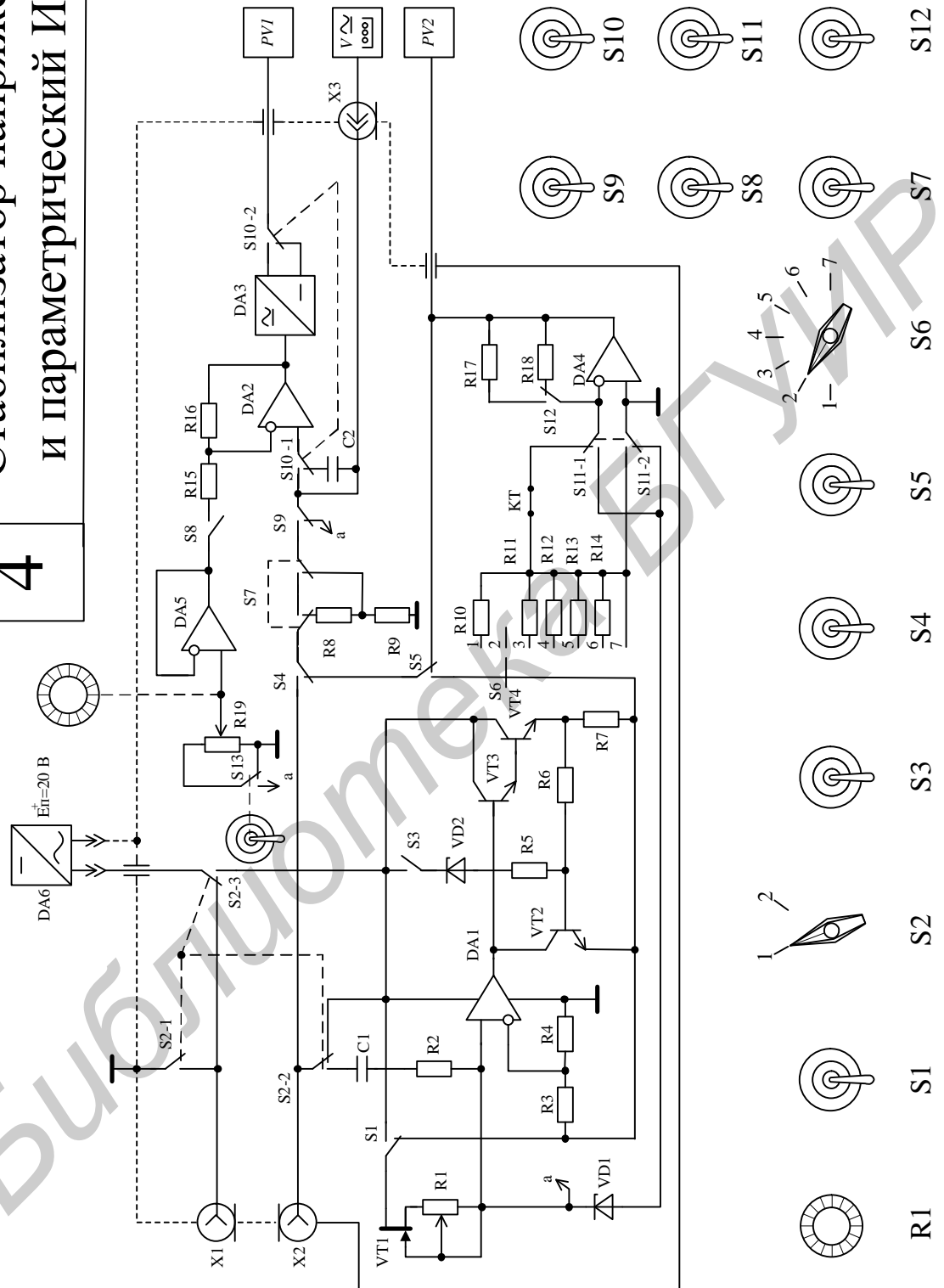


Рис. 4.9. Лабораторная установка для исследования СН и параметрического ИОН

Исследуемый параметрический ИОН реализован на ПТ VT1 в режиме ГСТ и прецизионном стабилитроне VD1 с резистором R₁, осуществляющим

регулировку в заданных пределах рабочего тока I_0 ГСТ и стабилитрона. Образцовый резистор R_2 с разделительным конденсатором C_1 позволяет в соответствии с (4.67) произвести измерение внутреннего сопротивления $R_{i.U_0}$ прецизионного ИОН. Переключатель S1 дает возможность использовать ИОН в составе СН в двух режимах: при питании его от нестабилизированного источника напряжения E_{Π}^+ и стабилизируемого E_0^+ . Строенный переключатель S2 обеспечивает необходимый режим работы и измерения исследуемых как ИОН, так и СН.

Собственно исследуемый СН выполнен на ОУ DA1, БТ VT2...VT4, опорном стабилитроне VD2 и резисторах $R_3...R_7$ в соответствии с принципиальной схемой, представленной на рис. 4.2. Введенный переключатель S3 позволяет отключать схему защиты от перенапряжений при КЗ нагрузки СН и, следовательно, оценивать ее эффективность, а переключатель S6 с нагрузочными резисторами $R_{10}...R_{14}$ – создавать необходимый режим работы СН при его исследовании.

В лабораторную установку встроен милливольтметр, в состав которого входят аттенюатор на резисторах R_8, R_9 одинакового номинала с коэффициентом ослабления сигнала в 2 раза (множитель отсчетной шкалы «x2»), масштабный преобразователь (МП) на ОУ DA2 с резисторами R_{15}, R_{16} и переключателем S8, осуществляющим изменение коэффициента передачи с единичного на стократный (множители «x1» «x0.01» соответственно), преобразователь DA3 переменного напряжения в постоянное с единичным коэффициентом преобразования, реализованный по схеме, представленной на рис. 1.25 в [1], а также переключатели S4, S5, S7...S10, разделительный конденсатор C_2 и отсчетный прибор PV1, вынесенный на панель основной стойки. Сдвоенный переключатель S7 во включенном состоянии исключает из схемы измерения аттенюатор, а сдвоенный переключатель S10 изменяет режим преобразования сигналов с переменного на постоянное напряжение. Посредством переключателя S9 в исходном положении осуществляется контроль параметров ИОН.

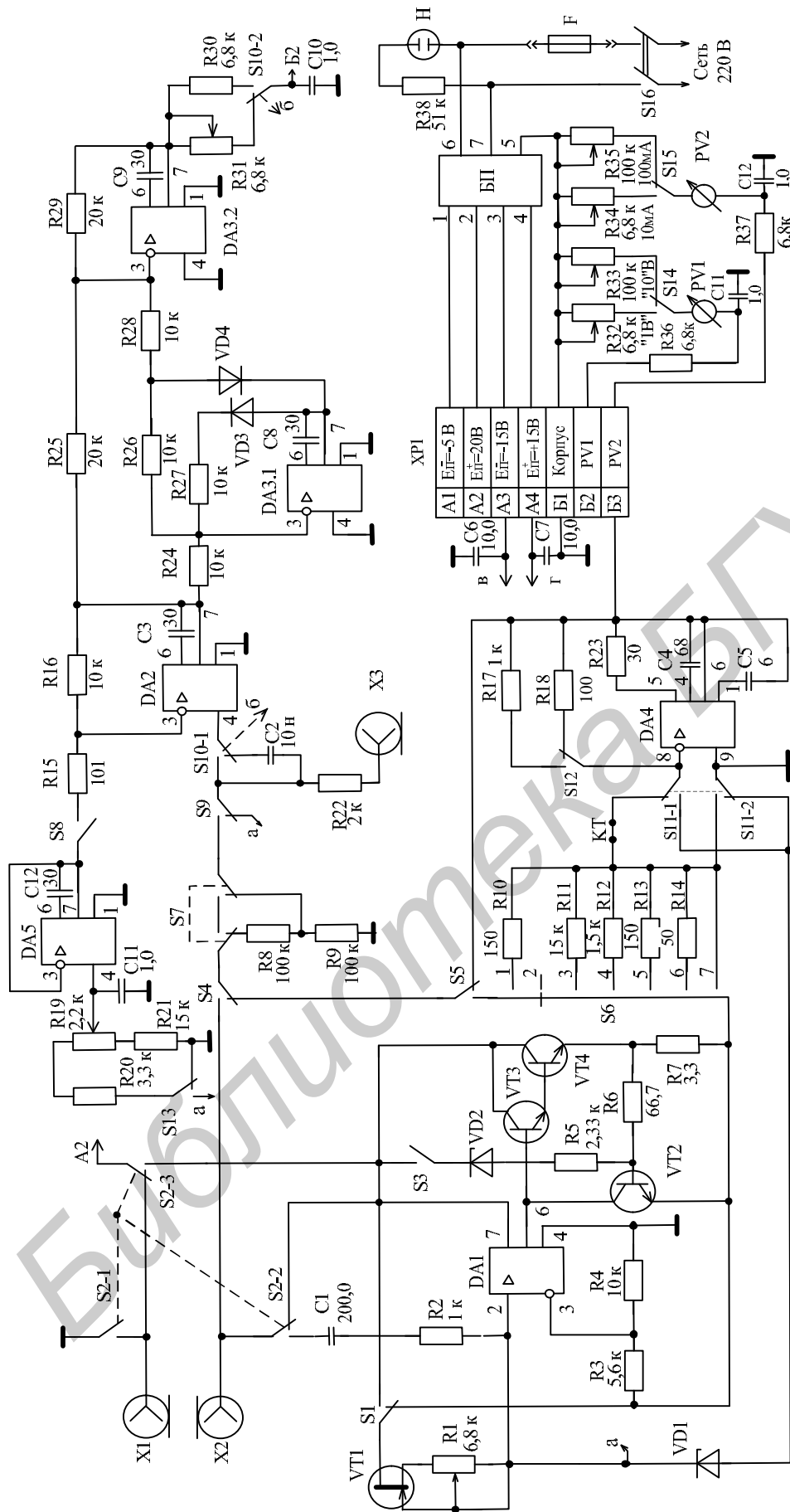
С целью использования встроенного милливольтметра для измерения постоянных и переменных составляющих токов СН и ИОН в лабораторную установку введен ПТН на ОУ DA4 с резисторами R_{17}, R_{18} и переключателями S11, S12. При переводе переключателя S12 из исходного во включенное состояние коэффициент преобразования ПТН изменяется с 0,1 на 1 В/мА, а при аналогичном переводе переключателя S11 ПТН переходит от преобразования токов СН на преобразование токов ИОН. Контроль только постоянных составляющих токов осуществляется с помощью отсчетного прибора PV2, вынесенного на панель основной стойки. Переменные и постоянные составляющие токов СН и ИОН измеряются с помощью встроенного милливольтметра PV1 посредством переключателей S4, S5 в исходном положении.

Для повышения разрешающей способности встроенного милливольтметра PV1 при измерениях внутреннего сопротивления $R_{i.E_0}$ (4.68) СН в лабораторную установку введен компенсатор напряжений на основе ОУ DA5 в режиме повторителя сигналов с переменным резистором R_{19} и переключателем S13. Он обеспечивает компенсацию выходного напряжения исследуемого СН под токовой нагрузкой $I_{H.1}$ опорным напряжением U_0 встроенного параметрического ИОН на стабилитроне VD1, с целью получения непосредственного отсчета разности напряжений ΔE_0 (4.68), образуемой при снятии токовой нагрузки $I_{H.2} = I_{XX} = 0$, с одновременным повышением чувствительности милливольтметра в 100–1000 раз. Это достигается при включенных переключателях S5, S9, S10, S13, S8 и манипуляции пределов шкал отсчетного прибора переключателем, расположенным на панели основной стойки.

Посредством высокочастотных разъемов X1 и X2 к лабораторной установке подключается генератор испытательных сигналов, а к разъему X3 может подключаться комбинированный образцовый цифровой вольтметр для более точного исследования и поверки встроенного милливольтметра PV1. Предусмотренные КТ на печатной плате лабораторной установки позволяют при их разблокировке подключать образцовый амперметр для поверки ПТН на ОУ DA4 и отсчетного прибора PV2.

Панель с исследуемыми СН и ИОН крепится двумя винтами к панели основной стойки лабораторной установки, на которой размещены два гальванометра (отсчетные приборы PV1 и PV2): верхний – для контроля напряжений и токов, а нижний – только тока. Пределы шкал обоих отсчетных приборов составляют 1 и 10 В, которые переключаются соответствующими переключателями, размещенными рядом с гальванометрами. Таким образом, с учетом масштабных коэффициентов используемых преобразователей могут быть получены пределы шкал отсчетного прибора PV1 при контроле постоянных и переменных в амплитудных значениях напряжений 20, 10, 2, 1 В, 200, 100, 20 и 10 мВ, а при контроле токов – 200, 100, 20, 10, 2, 1 мА, 200, 100, 20 и 10 мкА. Пределы шкал отсчетного прибора PV2 составляют 100, 10 и 1 мА постоянного тока.

Лабораторная установка, полная принципиальная схема которой представлена на рис. 4.10, соединяется с основной стойкой через многоконтактный разъем XP1, подключается к сети переменного тока 220 В посредством штепсельной вилки и приводится в действие переключателем «Сеть», расположенным на передней панели основной стойки. В состав лабораторной установки входят два стабилизированных источника питания $E_{П.1}^+ = +15 В$ и $E_{П.2}^- = -15 В$, предназначенных для питания измерительной части схемы на ОУ DA2...DA5, и один нестабилизированный источник напряжения $E_{П}^+ = 20 В$ для питания исследуемых ИОН и СН.



DA1 – TL071CP(K140UD17); DA2, DA3.1, DA3.2, DA5 – K574UD1; DA4 – K157UD1;
 VT1 – КП302Б; VT2, VT3 – КТ312Б; VT4 – КТ807Б; VD1 – КС196Б; VD2 – Д808; VD3, VD4 – КД522Б
 Выводы 5 и 8 DA2, DA3.1, DA3.2, DA5; 2 и 7 DA4 подключить соответственно к точкам «В» и «Г»

Рис. 4.10. Принципиальная схема лабораторной установки для исследования СН и параметрического ИОН

Для выполнения лабораторной работы необходимы следующие контрольно-измерительные приборы:

1. Генератор сигналов типа ГЗ-33.
2. Комбинированный цифровой вольтметр типа В7-40/1 (для СУРС).

4.5. Подготовка к работе

1. Изучить в полном объеме теоретическую часть лабораторной работы и методику экспериментального исследования параметрического ИОН и СН с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току.

2. Рассчитать основные параметры прецизионного параметрического ИОН для тока $I_0 = 10 \text{ мА}$, используя цифровые данные активных элементов (АЭ) и методику расчета, приведенную в п. 4.3.1.

3. Произвести расчет исследуемого СН на напряжение $E_0 = 15 \text{ В}$ и ток $I_0 = 100 \text{ мА}$ на ОУ типа К140УД17 с параметрами [4] $K_0 = 2 \cdot 10^5$, $I_{\text{ВХ}} = 4 \text{ мА}$, $R_{\text{ВЫХ}} = 1 \text{ кОм}$, ООВП = -95 дБ, $E_{\text{П}}^{\pm} \leq (3 \dots 18) \text{ В}$, $f_{\text{T}} = 0,4 \text{ МГц}$, $U_{\text{ВЫХ.МАКС}} = \pm 12 \text{ В}$. Параметры других АЭ и их типы, а также методика расчета отражены в п. 4.2.3. При этом воспользоваться параметрами ИОН, полученными в результате расчета по предыдущему пункту.

4.6. Выполнение работы

4.6.1. Подготовка лабораторной установки к работе

1. Внимательно ознакомиться с описанием и конструктивными особенностями лабораторной установки и контрольно-измерительными приборами.

2. Привести все органы управления лабораторной установки в исходное положение: рукоятки всех двухполюсных переключателей, за исключением S2, перевести в нижнее положение, строенный S2 и многополюсный S6 переключатели установить соответственно в первое и второе положения, переключатели на основной стойке установки перевести на предел измерения «10 В», регуляторы резистора R_1 повернуть влево до упора, а резистор R_{19} – до середины.

3. Подключить к разъемам X1, X2 лабораторной установки генератор испытательных сигналов, а саму лабораторную установку и генератор – к сети переменного тока, если они не были подключены ранее. Включить тумблер «Сеть». Включить и прогреть ИП в течение 10 мин, уровень выходного напряжения генератора уменьшить до нуля, установить его минимальное внутреннее сопротивление и частоту измерения $f = 100 \text{ Гц}$.

Внимание. При выполнении работы, совершая определенные манипуляции с органами управления, с целью недопущения различного рода перегрузок отсчетных приборов PV1 и PV2 следует изначально устанавливать максимальные пределы шкал, а затем приводить их к удобному для отсчета

измеряемых величин виду. Не допускать превышения уровней испытательного сигнала, рекомендуемых в следующих пп. 4.6.2 и 4.6.3.

4.6.2. Исследование параметрического источника опорного напряжения

1. *Исследовать статическую характеристику обратной ветви прецизионного стабилизатора VD1.* Включить переключатели S1, S10, S11 и установить пределы шкал отсчетных приборов PV1 и PV2 10 В. Изменяя регулятором резистора R_1 ток ГСТ на VT1 $I_0 = I_{CT}$ в пределах от минимального до максимально возможного с промежуточными значениями в 1, 5 и 10 мА, контролируемых отсчетным прибором PV2, по вольтметру PV1 отсчитать получаемые при этом значения напряжения $U_{CT} = U_0$ и построить график исследуемой характеристики $U_{CT} = f(I_{CT})$. Для получения удобных шкал отсчета измеряемых величин следует манипулировать переключателем S12 и переключателем на основной стойке лабораторной установки, как рекомендовано в подразд. 4.4 и п. 4.6.1.

2. *Исследовать внутреннее сопротивление параметрического ИОН.* Для этого оставить во включенном состоянии переключатели S1 и S11. Вернуть в исходное положение переключатели S10 и S12. Включить S4, S7, S9. Перевести переключатель S2 во второе положение. Установить предел шкалы отсчетного прибора PV1 «1 В». Регулируя выходное напряжение генератора, установить его уровень $U_{\sim} = 1$ В. Затем вернуть в исходное положение переключатель S9. Включить S8 и перевести отсчетный прибор PV1 на предел «10 В», получив тем самым отсчетную шкалу с пределом в 100 мВ. Изменяя регулятором резистора R_1 ток I_0 ГСТ, контролируемый вольтметром PV2, в оговоренных в п. 1 пределах, отсчитать соответствующие значения переменного напряжения $U_{0\sim}$, образуемого на стабилизаторе VD1. По формуле (4.67) рассчитать искомое сопротивление в функции тока I_0 , построив график $R_{i.U_0} = f(I_0)$.

Чтобы ускорить процесс определения внутреннего сопротивления $R_{i.U_0}$, можно воспользоваться соотношением [1, (3.55)], которое в первом приближении достаточно точно связывает напряжение $U_{0\sim}$ с $R_{i.U_0}$ масштабным коэффициентом $U_{Г\sim}/R_0 [1 \text{ В}/1 \text{ кОм}] = U_{0\sim}/R_{i.U_0} [\text{мВ}/\text{Ом}]$, т.е. уровень напряжения $U_{0\sim}$ в [мВ] соответствует искомому сопротивлению в [Ом]. Иными словами, при оговоренных условиях имеем прямоотсчетную шкалу прибора PV1 с пределом в 100 Ом.

3. *Исследовать коэффициент фильтрации (стабилизации) ИОН.* С этой целью необходимо вернуть в исходное положение переключатель S2, сохранив положение всех остальных органов управления, задействованных при выполнении предыдущего пункта. Перевести прибор PV1 на предел «1 В», что будет соответствовать результирующей отсчетной шкале с пределом в 10 мВ. Изменяя регулятором резистора R_1 ток I_0 ГСТ в заданных ранее пределах,

произвести отсчет соответствующих значений переменного напряжения $U_{0\sim}$. По формуле (4.65) с учетом $U_{Г\sim}=1\text{ В}$ рассчитать искомый коэффициент в функции тока I_0 и построить график $K_{\phi} = f(I_0)$.

Если отсчет измеряемого напряжения $U_{0\sim}$ будет затруднен, то напряжение генератора $U_{Г\sim}$ можно увеличить до 2 В, но не более чем до $U_{Г\sim} = 5\text{ В}$. Контроль данного напряжения осуществлять по прибору PV1 с пределом шкалы в 10 В, а также при выключенном S8 и включенных переключателях S4, S7, S9.

Использовать полученные в п. 1 данные для стабилизируемого напряжения U_0 и напряжения питания $E_{\Pi}^{\pm}=20\text{ В}$, которое может быть проконтролировано прибором PV1 с результирующей отсчетной шкалой с пределом в 20 В, реализуемым при выключенном переключателе S7 и включенном S10. Рассчитать в соответствии с (4.66) коэффициент стабилизации ИОН и построить график $K_C = f(I_0)$.

Проанализировать полученные зависимости $K_{\phi} = f(I_0)$, $K_C = f(I_0)$ и дать рекомендации по оптимальному режиму работы прецизионного параметрического ИОН, который необходимо сохранить для дальнейших исследований.

4. Оценить напряжение, обратнопропорциональное коэффициенту модуляции длины канала ПТ, U_B . Используя соотношения (4.62), (4.63) и цифровые данные, полученные в результате проведения эксперимента, рассчитать искомое напряжение по формуле

$$U_B = \frac{I_0 R_{i.ГСТ}}{1 + 2(\sqrt{I_{C.МАКС}/I_0} - 1)} \Big|_{I_0 = I_{C.МАКС}} = I_0 R_{i.ГСТ} \Big|_{I_0 = I_{C.МАКС}} \quad (4.69)$$

Полученное напряжение (4.69) сравнить с принятым для расчета основных параметров ИОН в п. 4.5. В случае обнаружения существенных различий пояснить причину возникновения данной ошибки.

4.6.3. Исследование стабилизатора напряжения с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току

1. Исследовать нагрузочную характеристику СН. В соответствии с методикой, изложенной в п. 4.3.2, все органы управления перевести в исходное состояние, убрав до нуля уровень выходного напряжения генератора. Включить переключатели S5, S9, S10. Переводя переключатель S6 со второго в третье и последующие положения, по соответствующим шкалам приборов PV1 и PV2 отсчитать значения стабилизируемого напряжения E_0 и тока I_H , включая значение тока $I_{H.МАКС}$, соответствующее режиму КЗ нагрузки. Построить нагрузочную характеристику $E_0 = f(I_H)$. Указанные манипуляции повторить при включенном переключателе S3, переводя положения переключателя S6 в обратном порядке, с обязательной регистрацией

сниженного уровня ограничения тока КЗ нагрузки $I'_{H.макс}$. При затруднении отсчета измеряемых величин следует манипулировать переключателями S12, S7 и S8, а также переключателями на основной стойке лабораторной установки.

2. *Измерить внутреннее сопротивление СН.* Данный параметр определить в соответствии с методикой, изложенной в п. 4.3.2. Перевести переключатель S6 со второго в первое положение. Зафиксировать по приборам PV1 и PV2 с максимальными пределами отсчетных шкал получаемую при этом разность напряжений $\Delta E_0 = E_{0.2} - E_{0.1}$ и токов $\Delta I_H = I_{H.2} - I_{H.1}$. Затем рассчитать внутреннее сопротивление по формуле (4.68).

Эту операцию повторить при переводе переключателя S6 со второго в третье, с третьего в четвертое и с четвертого в пятое положения. В случае затруднения отсчета разности измеряемых напряжений можно попытаться использовать внешний цифровой вольтметр в режиме измерения постоянных напряжений. Чтобы его показания были верными, а встроенный вольтметр PV1 не перегружался, необходимо выключить переключатель S10 и включить S7.

Если использование внешнего цифрового вольтметра окажется неэффективным, то следует воспользоваться предусмотренной в лабораторной установке возможностью по повышению разрешающей способности встроенного милливольтметра с отсчетным прибором PV1, отраженной в подразд. 4.4.

Для этого включить переключатели S5, S9, S10 и перевести в первое положение переключатель S6. Выключить переключатель S7. По вольтметру PV1 с предельной шкалой в 20 В, измерить напряжение E_{01} при токе в нагрузке $I_{H.1}$, отмечаемом по соответствующей шкале отсчетного прибора PV2.

Исходно установить в среднее положение регулятор резистора R_{19} . Включить последовательно во времени переключатели S13 и S8. Регулятором R_{19} добиться нулевых показаний милливольтметра PV1, используя при необходимости его минимальную отсчетную шкалу в 1 В, устанавливаемую переключателем на основной стойке лабораторной установки. При этом чувствительность милливольтметра будет увеличена в 1000 раз. Если предел шкалы прибора PV1 составит 10 В, то чувствительность милливольтметра увеличится только в 100 раз.

После этого переключатель S6 перевести во второе положение, создавая тем самым ток XX нагрузки $I_{H.2} = I_{XX} = 0$. По шкале прибора PV1 отсчитать полученную разность напряжений ΔE_0 (4.68) и умножить ее на соответствующий коэффициент реализованной чувствительности (1000 или 100). Разность же токов нагрузки при этом соответствует измеренной вольтметром PV2 величине тока $I_{H.1}$ ($\Delta I_H = I_{H.1}$).

В связи с этим при окончательной оценке измеряемой величины в расчетной формуле (4.68) следует учесть реализуемый коэффициент чувствительности милливольтметра, то есть получаемую разность напряжений ΔE_0 необходимо уменьшить в соответствующее число раз (1000 или 100). Это

обеспечит достаточно высокую точность измерения данной разности напряжений.

Аналогично произвести измерения при других разностях напряжений ΔE_0 и токов ΔI_H . Однако необходимо учесть, что компенсацию напряжений следует проводить при больших токах нагрузки, а отсчет разности напряжений осуществлять при меньших токах. Это обеспечит положительную разность напряжений ΔE_0 , и показания прибора PV1 не будут выходить за пределы рабочей части используемых отсчетных шкал.

После вычисления искомых величин сделать вывод о зависимости внутреннего сопротивления СН от тока нагрузки $R_{i,E_0} = f(I_H)$.

3. Измерить коэффициенты фильтрации и стабилизации СН. Во исполнение методики измерения, изложенной в п. 4.3.2, включить переключатели S1, S3...S5, S7, S9. Переключатель S6 перевести в четвертое положение ($I_H = 10 \text{ mA}$). Пределы шкал отсчетных приборов PV1 и PV2 переключить на «1 В». По прибору PV1 установить уровень выходного напряжения генератора $U_{Г\sim} = 1 \text{ В}$. Остальные переключатели должны находиться в исходном состоянии. Затем, выключив переключатель S4 и включив S8, по шкале прибора PV1 с пределом в 10 мВ отсчитать уровень переменного напряжения $E_{0\sim}$. Если отсчет этого напряжения окажется затрудненным, то уровень выходного напряжения генератора сигналов следует увеличить, но не более чем до $U_{Г\sim} = 5 \text{ В}$. Затем, отсчитав получаемое при этом напряжение $E_{0\sim}$, рассчитать коэффициент фильтрации по формуле (4.65). Коэффициент стабилизации определить по формуле (4.66) с учетом ранее измеренных величин $E_{П}^+ = 20 \text{ В}$ и E_0 при токе $I_H = 10 \text{ mA}$.

Описанную операцию следует повторить при токе нагрузки $I_H = 100 \text{ mA}$ (пятое положение переключателя S6, предел отсчетной шкалы прибора PV2 100 мА), а затем при выключенном переключателе S1 и тех же токах нагрузки.

Полученные результаты измерений при разных токах нагрузки сравнить между собой. Пояснить существенное возрастание коэффициентов фильтрации и стабилизации напряжений при возвращении переключателя S1 в исходное положение.

По завершении экспериментальных исследований результаты представить руководителю и, получив одобрение, обесточить лабораторную установку и ее органы управления вернуть в исходное состояние.

4.7. Темы для самостоятельной управляемой работы студентов

1. Синтез и анализ следящих разнополярных СН.
2. Синтез и анализ параметрических ИОН.
3. Исследование эффективности схем защиты СН от КЗ и перенапряжений.
4. Принципы построения, анализ и синтез СН на повышенную нагрузочную мощность.
5. Методы автоматизированных измерений основных параметров и характеристик прецизионных ИОН и СН.
6. Микроминиатюризация ИОН и СН.

4.8. Контрольные вопросы

1. Какими основными параметрами характеризуется СН?
2. В чем состоят принципиальные отличия ИОН от СН?
3. Какова роль ИОН в составе СН?
4. На чем основана защита от КЗ нагрузки и перенапряжений в СН?
5. Чем отличается коэффициент стабилизации от коэффициента фильтрации стабилизируемого напряжения?
6. Как получают разнополярные стабилизируемые напряжения?
7. Способы увеличения выходной мощности СН.
8. Способы повышения коэффициентов стабилизации и фильтрации стабилизируемого напряжения.
9. Почему целесообразно питать встроенный ИОН от выходного напряжения СН, а не от общего источника питания?
10. Методика измерения основных параметров прецизионного параметрического ИОН.
11. Методика измерения основных параметров СН с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току.
12. В чем проявляются отличия методик измерения внутреннего сопротивления ИОН и СН?
13. Почему при измерениях внутреннего сопротивления СН необходимо повышать разрешающую способность встроенного милливольтметра?
14. Как осуществляется преобразование тока нагрузки СН в напряжение?
15. Каким образом производится изменение выходного напряжения СН?
16. С какой целью питание СН на ОУ осуществляется от однополярного источника?
17. Роль ГСТ на ПТ в параметрическом ИОН.
18. Факторы, влияющие на формирование внутреннего сопротивления ГСТ на ПТ.
19. Что представляет собой напряжение, обратно пропорциональное коэффициенту модуляции длины канала ПТ, и как оно измеряется?
20. С какой целью и каким образом в лабораторной установке осуществляется компенсация стабилизируемого напряжения напряжением опорного источника?
21. Что представляет собой нагрузочная характеристика СН и как она определяется?

5. ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

5.1. Цель работы

Изучить теоретические основы, свойства и методы схематической реализации микроэлектронных фильтрующих устройств (активных фильтров (АФ), фазового фильтра первого порядка и ПТ как элемента с управляемой

проводимостью, а также электронно-управляемых конверторов и инверторов сопротивлений, включая отрицательную гираторную индуктивность) и методику их экспериментального исследования с использованием преобразователей составляющих полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение.

5.2. Активные фильтры как средства решения проблемы индуктивности в микроэлектронике

5.2.1. Сущность проблемы индуктивности в микроэлектронике

В недалеком прошлом задача фильтрации сигналов наиболее эффективно решалась с помощью индуктивно-емкостных (LC) цепей. Однако прогрессирующий процесс микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры на основе ИС обнаружил, во-первых, несоразмерность габаритов LC-фильтров в особенности на низких частотах габаритами аппаратуры на ИС в целом; во-вторых, несовместимость поточного производства ИС и катушек индуктивности. Возникла так называемая проблема индуктивности в микроэлектронике [8], основным содержанием которой является устранение катушек индуктивности как таковых путем создания эквивалентов индуктивности с помощью схемотехнических решений, пригодных для интегрального исполнения.

Решение проблемы индуктивности связано с возможностью создания безындуктивных частотно-селективных цепей как аналоговых, так и цифровых, и идет по трем основным направлениям.

Использование вместо магнитной энергии, сосредоточенной в катушке индуктивности, других видов энергии (механической, электромеханической и т.д.), а также других физических явлений, например поверхностных акустических волн.

Имитация индуктивности с помощью только активных элементов (диодов, транзисторов).

Использование комбинации активных и пассивных (RC) элементов, позволяющей реализовать АФ.

Отметим, что пока ни одно из этих направлений не привело к полному решению данной проблемы. В рамках практикума внимание сосредоточим в основном на последнем направлении.

5.2.2. Реализация активных фильтров

При проектировании АФ используют комбинацию резистивно-емкостных (RC) схем и усилительных устройств с обратной связью, которая обеспечивает функцию селективности по частоте без использования индуктивности.

Существуют два основных класса АФ, которые наиболее полно совмещаются с интегральной технологией и реализуются на основе метода

линейной обратной связи и метода фазовой автоподстройки или частотной обратной связи.

Для сравнения существующих методов синтеза АФ по различным показателям используют эффективный параметр фильтра – чувствительность, который связывает допустимые отклонения номиналов элементов схемы или требуемого коэффициента усиления с отклонением результирующих параметров всего фильтра.

Чувствительность представляет собой выраженное в процентах относительное изменение характеристики фильтра при частичном относительном изменении одной из независимых переменных в схеме. Чувствительность характеристического параметра, например добротности АФ относительно частичного изменения схемного параметра, записывается следующим образом:

$$S_X^Q = \frac{\partial Q/Q}{\partial x/x} = \frac{x}{Q} \frac{\partial Q}{\partial x},$$

где x – может быть любым из параметров элементов схемы.

Так как характеристики АФ описываются двумя основными параметрами – добротностью Q и центральной частотой ω_0 или частотой среза ω_c , то чувствительности S^Q, S^{ω_0} или S^{ω_c} являются наиболее распространенными.

Пассивные элементы, входящие в состав АФ, образуют в основном звенья первого (рис. 5.1, а и б) и второго порядков. Для звена первого порядка ФНЧ (см. рис. 5.1, а) коэффициент передачи

$$K(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + j\omega CR}. \quad (5.1)$$

При переходе к комплексной переменной $p = j\omega + \sigma$ передаточная функция фильтра (5.1) приобретает вид

$$K(p) = \frac{1}{1 + pRC}. \quad (5.2)$$

В соответствии с выражением (5.2) характеристическое уравнение $1 + pRC = 0$ имеет один отрицательный действительный корень (полюс) $p = -1/RC = -\sigma$ (рис. 5.1, в). Аналогичный полюс имеет ФВЧ (см. рис. 5.1, б).

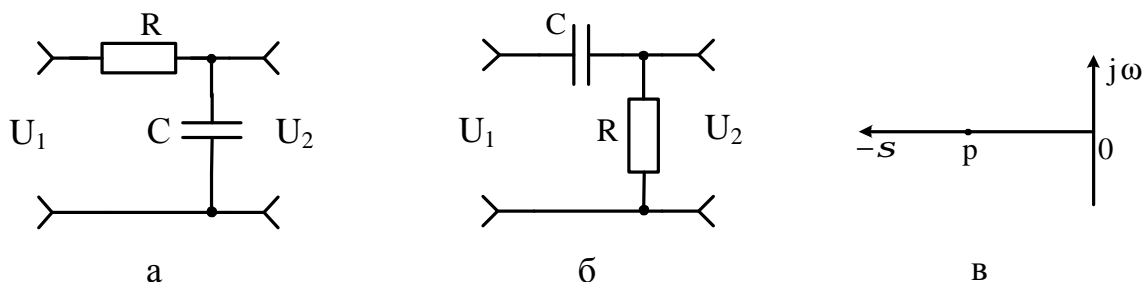


Рис. 5.1. Звенья первого порядка (а, б) и изображение их полюсов на комплексной плоскости (в)

Исходя из общих позиций целесообразно пронормировать комплексную переменную относительно частоты среза фильтра $\omega_c = 1/RC$ при условии $\sigma = 0$:

$$P = \frac{p}{\omega_c} = \frac{j\omega}{\omega_c} = \frac{jf}{f_c} = j\Omega = pRC. \quad (5.3)$$

Тогда передаточная функция (5.2) примет вид

$$K(P) = \frac{1}{1+P}. \quad (5.4)$$

На основании формулы (5.4) с учетом (5.3) можно записать АЧХ ФНЧ:

$$|K(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\Omega^2}. \quad (5.5)$$

При $\Omega \gg 1$, что соответствует частоте входного сигнала $f \gg f_c$, $|K| = 1/\Omega$ и снижение коэффициента передачи ФНЧ первого порядка составляет -20 дБ на декаду.

С целью получения большего снижения коэффициента передачи за пределами полосы пропускания включают несколько ФНЧ последовательно. В этом случае передаточная функция может быть записана в виде

$$K(P) = \frac{1}{(1+\alpha_1 P)(1+\alpha_2 P)\dots(1+\alpha_n P)}, \quad (5.6)$$

где $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ – действительные положительные коэффициенты.

Из формулы (5.6) следует, что за пределами частоты среза при $\Omega \geq 1$, $|K| = 1/\Omega^n$ и уменьшение коэффициента передачи составляет $-n20$ дБ/дек.

Если последовательно соединяются RC-звенья с одинаковой частотой среза, то $\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_n = \alpha = \sqrt[n]{\sqrt{2}-1}$, что соответствует критическому затуханию, и частота среза получаемого ФНЧ уменьшается относительно частоты среза отдельного RC-звена в $1/\alpha$ раз.

Корни характеристического уравнения передаточной функции (5.6) являются также отрицательными и действительными, что характерно для пассивных RC-фильтров произвольного порядка.

Передаточная функция ФНЧ n-порядка в общем случае может быть представлена полиномом

$$K(P) = \frac{K_0}{1+c_1 P+c_2 P^2+\dots+c_n P^n}, \quad (5.7)$$

где K_0 – коэффициент передачи на нижней (нулевой) частоте; c_1, c_2, \dots, c_n – положительные действительные коэффициенты.

Максимальная степень переменной P определяет порядок фильтра.

Для реализации фильтра необходимо разложить полином знаменателя выражения (5.7) на множители. Если среди корней полинома появятся комплексные, то непосредственно представление передаточной функции (5.7) не может быть использовано. В этом случае следует записать ее в виде произведения Π сомножителей второго порядка:

$$K(P) = \frac{K_0}{(1 + a_1 P + b_1 P^2)(1 + a_2 P + b_2 P^2) \dots \prod_i (1 + a_i P + b_i P^2)}, \quad (5.8)$$

где a_i, b_i – положительные действительные коэффициенты. Для нечетных порядков полинома коэффициент b_1 принимается равным нулю.

Параметры ФНЧ оптимизируют по различным критериям. Для удовлетворения выбранному критерию оптимизации коэффициенты a_i и b_i передаточной функции (5.8) должны быть определенной величины.

Для наиболее распространенных ФНЧ Баттерворта, Чебышева и Бесселя до десятого порядка значения коэффициентов a_i и b_i табулированы [9]. Эти коэффициенты для ФНЧ второго порядка приведены в таблице, в которой содержится также информация и о добротности полюсов АЧХ Q_1 .

Коэффициенты фильтров второго порядка различного типа

Тип фильтра		a_1	b_1	$Q_1 = \sqrt{b_1} / a_1$
Фильтр с критическим затуханием		1,2872	0,4142	0,50
Фильтр Бесселя		1,3617	0,6180	0,58
Фильтр Баттерворта		1,4142	1,0000	0,71
Фильтр Чебышева с неравномерностью АЧХ, дБ	0,5	1,3614	1,3827	0,86
	1	1,3022	1,5515	0,96
	2	1,1813	1,7775	1,13
	3	1,0650	1,9305	1,30

Корни полинома передаточной функции (5.8) могут иметь и сопряженные комплексные значения, что приводит к невозможности реализации таких ФНЧ с помощью только пассивных элементов и вынуждает применять дополнительно катушки индуктивности или различного рода АЭ.

Представляя нормированную АЧХ ФНЧ (рис. 5.2, а) в двойном логарифмическом масштабе, можно преобразовать данную характеристику в АЧХ ФВЧ, если ее зеркально отобразить относительно частоты среза. Для этого достаточно осуществить замену комплексной переменной (5.3) Ω на $1/\Omega$ или

$$P \rightarrow \frac{1}{P} \quad (5.9)$$

в выражении для передаточной функции (5.8), при этом частота среза остается без изменения, а коэффициент передачи на нижней частоте K_0 переходит в коэффициент передачи на верхней частоте K_∞ :

$$K(P) = \frac{K_{\infty}}{\prod_i \left(1 + \frac{\alpha_i}{P} + \frac{b_i}{P^2} \right)}. \quad (5.10)$$

Аналогичное преобразование можно осуществить и для АЧХ ПФ, если в передаточной функции (5.8) произвести замену переменных:

$$P \rightarrow \frac{1}{\Delta\Omega} \left(P + \frac{1}{P} \right). \quad (5.11)$$

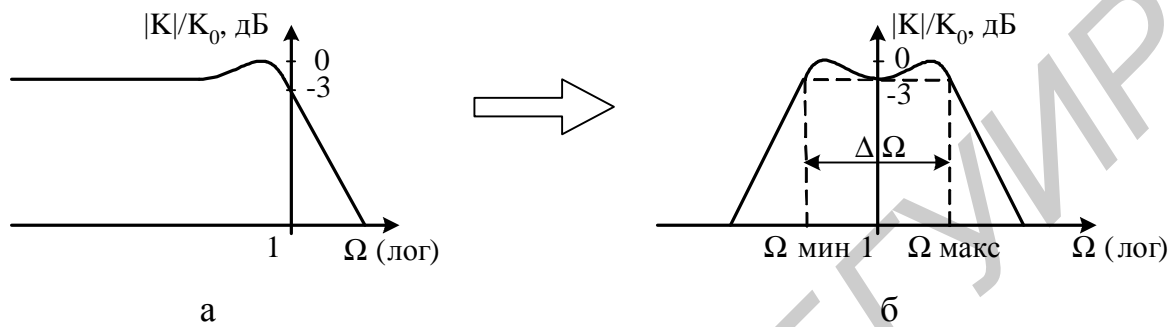


Рис. 5.2. Графическая интерпретация преобразования АЧХ ФНЧ (а) в АЧХ ПФ (б)

При этом АЧХ ФНЧ в диапазоне частот $0 \leq \Omega \leq 1$ превращается в правую часть полосы пропускания ($1 \leq \Omega \leq \Omega_{\text{макс}}$) ПФ (рис. 5.2, б). Левая часть полосы пропускания ПФ представляет собой зеркальное отображение его правой части относительно средней частоты $\Omega = 1$. Для данного преобразования справедливо равенство $\Omega_{\text{мин}} = 1/\Omega_{\text{макс}}$.

Нормированная полоса пропускания ПФ

$$\Delta\Omega = \Omega_{\text{макс}} - \Omega_{\text{мин}}, \quad (5.12)$$

может выбираться произвольно. На частоте $\Omega_{\text{макс}}$ и $\Omega_{\text{мин}}$ ПФ имеет тот же коэффициент передачи, что и ФНЧ при $\Omega = 1$ (см. рис. 5.2).

Производя замену переменных (5.11) в передаточной функции ФНЧ первого порядка (5.4), получаем описание передаточной функции ПФ второго порядка:

$$K(P) = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{\Delta\Omega} \left(P + \frac{1}{P} \right)} = \frac{K_0 \Delta\Omega P}{1 + \Delta\Omega P + P^2}. \quad (5.13)$$

Основными параметрами такого фильтра являются коэффициенты передачи на резонансной частоте K_p и добротность Q .

На резонансной частоте $\Omega = 1$ и комплексная переменная (5.3) $P = j$. При подстановке ее в формулу (5.13) получаем $K_p = K_0$.

Добротность ПФ определяется по аналогии с колебательным контуром как отношение резонансной частоты f_p к полосе пропускания на уровне 0,707 (-3дБ):

$$Q = \frac{f_p}{f_{\text{МАКС}} - f_{\text{МИН}}} = \frac{1}{\Omega_{\text{МАКС}} - \Omega_{\text{МИН}}} = \frac{1}{\Delta\Omega}. \quad (5.14)$$

Как видно из выражения (5.14), добротность представляет собой величину, обратную нормированной полосе пропускания (5.12).

Используя соотношение (5.14), запишем передаточную функцию (5.13) ПФ в следующем виде:

$$K(P) = \frac{\frac{K_0 P}{Q}}{1 + \frac{1}{Q}P + P^2}. \quad (5.15)$$

Выражение (5.15) позволяет определить основные параметры ПФ второго порядка непосредственно из его конкретно реализуемой нормированной передаточной функции.

В АФ с целью повышения добротности и коэффициента передачи могут быть использованы различные виды АЭ: конверторы отрицательного сопротивления (КОС), усилители с ограниченным коэффициентом передачи, ОУ. Последние благодаря своим идеализированным свойствам позволяют строить АФ в основном не выше 2–3 порядка. Требуемый более высокий порядок получают путем последовательного соединения комбинации типовых структур АФ на ОУ.

На основе ОУ получили широкое распространение АФ со сложной ООС, характеристики которых мало зависят от точности подбора номиналов их элементов, что позволяет реализовать высокую добротность.

На рис. 5.3, а изображена типовая схема ФНЧ с такой связью (структура Рауха). В этой схеме ООС в основном создается посредством резистора R_2 и конденсатора C_1 . Если поменять местами активные и реактивные элементы схемы, то получим аналогичную структуру со свойствами ФВЧ (рис. 5.4) и передаточной функцией (5.10) при $i = 1$.

Для нахождения передаточной функции ФНЧ второго порядка с ООС составим систему уравнений из токов и напряжений, а также элементов схемы, показанной на рис. 5.3, а, с учетом идеальности ОУ:

$$I = I_1 + I_2 + I_3$$

или

$$\frac{U_1 - U'}{R_1} = U' p C_2 + \frac{U' - U_2}{R_2} + \frac{U'}{R_3}. \quad (5.16)$$

Посредством тока I_3 находим связь между напряжениями U' и U_2 в следующем виде:

$$\frac{U_2}{U'} = -\frac{1}{p C_1 R_3}. \quad (5.17)$$

Решая совместно уравнения (5.16) и (5.17) с учетом нормированной переменной (5.3), находим

$$K(P) = \frac{U_2}{U_1} = - \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \omega_c \left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1} \right) C_1 P + \omega_c^2 R_2 R_3 C_1 C_2 P^2}. \quad (5.18)$$

Для упрощения реализации и расчета ФНЧ (см. рис. 5.3, а) обычно принимают $R_1 = R_2 = R_3 = R$, при этом передаточная функция (5.18) АФ приобретает вид:

$$K(P) = - \frac{1}{1 + 3\omega_c R C_1 P + \omega_c^2 R^2 C_1 C_2 P^2}. \quad (5.19)$$

Приравнявая коэффициенты передаточной функции (5.19) к коэффициентам уравнения (5.8) при условии $i=1$, так как сравниваются фильтры второго порядка, замечаем, что коэффициент передачи ФНЧ на постоянном токе $K_0 = -1$, а коэффициенты при P и P^2

$$a_1 = 3\omega_c R C_1 \text{ и } b_1 = \omega_c^2 R^2 C_1 C_2,$$

из которых частота среза

$$\omega_c = \frac{a_1}{3RC_1} = \frac{\sqrt{b_1}}{R\sqrt{C_1 C_2}}. \quad (5.20)$$

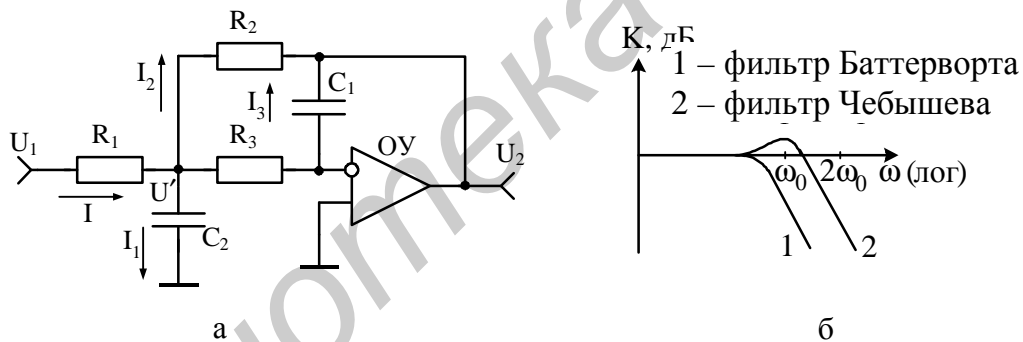


Рис. 5.3. Активный ФНЧ (а) второго порядка с ООС и его АЧХ (б)

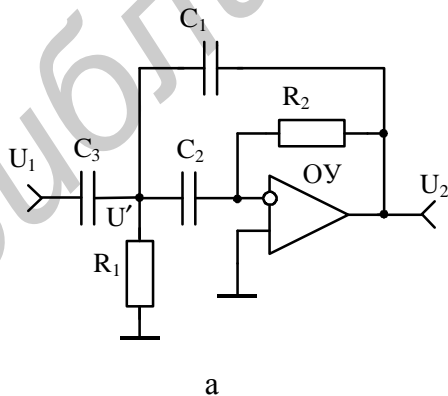


Рис. 5.4. Активный ФВЧ второго порядка

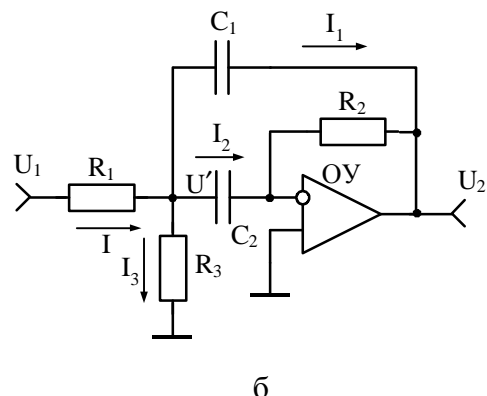


Рис. 5.5. Полосовой фильтр

На основании (5.20) определим требуемое отношение емкостей конденсаторов C_1 и C_2 , удовлетворяющее заданному типу фильтра:

$$m = \frac{C_2}{C_1} = \frac{9b_1}{a_1^2} = 9Q_1^2. \quad (5.21)$$

Используя информацию из таблицы и выбирая соответствующие значения числа m (5.21), можно получить различные виды АЧХ ФНЧ.

В частности, при $m = 4,5$ реализуется фильтр Баттерворта, характеризующийся максимально плоской АЧХ в полосе пропускания и резко спадающей – за частотой среза (рис. 5.3, б, кривая 1).

В интервале $15,3 > m > 4,5$ получаются фильтры Чебышева, характеристики которых спадают более круто за частотой среза, однако в полосе пропускания они не монотонны, а имеют волнообразный характер (см. рис. 5.3, б, кривая 2). Для указанных значений m неравномерность АЧХ составляет примерно от 0 до 3 дБ.

Выбор $m = 3$ позволяет реализовать фильтр Бесселя, обладающий оптимальной переходной характеристикой и обеспечивающий высокое качество обработки ступенчатого входного сигнала.

Для ФНЧ с критическим затуханием $m \approx 2.2$.

Сложную ООС можно использовать и для построения ПФ (рис. 5.5). Передаточную функцию определим с помощью системы уравнений, составленной для токов и напряжений, действующих на элементах схемы, показанной на рис. 5.5, с учетом идеальности ОУ. Для этой схемы

$$I = I_1 + I_2 + I_3$$

или

$$\frac{U_1 - U'}{R_1} = (U' - U_2) p C_1 + U' p C_2 + \frac{U'}{R_3}. \quad (5.22)$$

Связь между напряжениями U' и U_2 находим посредством элементов цепи ООС R_2 и C_2 :

$$\frac{U_2}{U'} = -p C_2 R_2. \quad (5.23)$$

Совместное решение уравнений (5.22) и (5.23) позволяет записать передаточную функцию

$$K(p) = \frac{U_2}{U_1} = - \frac{p C_2 R_2}{1 + \frac{R_1}{R_3} + R_1 (C_1 + C_2) p + R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}. \quad (5.24)$$

Приводя уравнение (5.24) к виду (5.15), получаем

$$K(P) = \frac{\omega_0 \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} C P}{1 + \omega_0 \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} (C_1 + C_2) P + \omega_0^2 \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_3} C_1 C_2 P^2}. \quad (5.25)$$

Для упрощения реализации и расчета ПФ принимают $C_1 = C_2 = C$, тогда передаточная функция (5.25) приобретает вид

$$K(P) = - \frac{\omega_0 \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} CP}{1 + \omega_0 \frac{2R_1 R_3}{R_1 + R_3} CP + \omega_0^2 \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_3} C^2 P^2}. \quad (5.26)$$

Параметры фильтра определяют из условия равенства соответствующих коэффициентов уравнений (5.26) и (5.15). Резонансную частоту оценивают, приравнявая единице коэффициент при P^2 в выражении (5.26):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}}. \quad (5.27)$$

Добротность определяется с учетом (5.27) обратной величины коэффициента при P в знаменателе (5.26):

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2 (R_1 + R_3)}{R_1 R_3}} = \pi f_0 R_2 C. \quad (5.28)$$

Коэффициент передачи на резонансной частоте, как следует из (5.15), соответствует коэффициенту, стоящему при P в числителе функции (5.26), умноженному на величину добротности (5.28):

$$-K_0 = 2\pi f_0 \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} CQ = \frac{R_2}{2R_1}. \quad (5.29)$$

Полоса пропускания фильтра на уровне 0,707

$$\Pi = \frac{f_0}{Q} = \frac{1}{\pi R_2 C}. \quad (5.30)$$

Как следует из соотношений (5.27)–(5.30), резонансная частота f_0 может изменяться путем регулировки номинала резистора R_3 , при этом не происходят изменения коэффициента K_0 и полосы пропускания Π .

Данный ПФ может работать и при отсутствии резистора R_3 . Однако его добротность, как следует из выражения (5.28) при $R_3 \rightarrow \infty$, зависит от коэффициента передачи (5.29): $-K_0 = 2Q^2$. В связи с этим собственный коэффициент передачи ОУ, при коэффициенте с ООС, значительно превышающем единицу, должен быть больше $2Q^2$. Об этом следует помнить при выборе ОУ для данного ПФ. Дополнительное свойство АФ (см. рис. 5.5) заключено в том, что он не склонен к генерации на частоте f_0 при недостаточно точно выбранных параметрах его элементов.

5.2.3. Синхронный фильтр с коммутируемыми конденсаторами

Синхронные фильтры (СФ) с коммутируемыми конденсаторами являются не менее важным классом фильтров, не содержащих индуктивностей. Данный класс фильтров в отличие от других производит обработку сигналов не в частотной, а во временной области. При этом требуемая селективность достигается за счет переноса АЧХ коммутируемой RC-цепи с частотой среза

$$\omega_c = \frac{1}{nRC},$$

где n – число коммутируемых конденсаторов, на частоту настройки фильтра с образованием полосовых характеристик как на основной частоте, так и на ее гармониках. СФ работает как вычислительное устройство и позволяет обрабатывать сигналы, разделенные во времени, а также сигналы, поступающие от различных каналов на один вход.

СФ с резистором R и n -коммутируемыми конденсаторами C , показанный на рис. 5.6, а, дополнительно содержит регистр сдвига, который вырабатывает во времени последовательность импульсов для управления ключами, по очереди замыкающими конденсаторы C на общую шину. Регистр сдвига управляется сигналом частотой nf_0 , где f_0 – центральная частота настройки фильтра, соответствующая частоте коммутации каждого из конденсаторов.

Так как в данном фильтре каждый из конденсаторов накапливает энергию по одному и тому же закону только за время подключения их к общей шине, то для приобретения нужного заряда каждым конденсатором необходимо времени в n раз больше. Это и определяет постоянную времени заряда СФ в n раз выше ($\tau = nRC$) по сравнению с постоянной времени аналогичного однозвенного RC-фильтра с одинаковыми номиналами.

В установившемся режиме при равенстве частоты сигнала f_c и частоты f_0 конденсаторы накапливают максимальную энергию в промежутки времени, когда ключ замкнут. Напряжение на выходе схемы наибольшее.

Если $f_c \neq f_0$, то напряжение на конденсаторах изменяется с частотой, равной $|f_c - f_0|$. Так как скорость заряда и разряда конденсаторов ограничена постоянной времени $\tau = nRC$, большей по сравнению с временем замыкания каждого из конденсаторов C на общую шину, то напряжение на выходе СФ становится все меньше по мере увеличения разности частот $|f_c - f_0|$. При достаточной расстройке конденсаторы не накапливают энергии (среднее значение выходного напряжения за n периодов тактовых импульсов $U_{\text{ВЫХ}} = 0$), и выходное напряжение близко к нулю. Биения с частотой $|f_c - f_0|$ возникают симметрично относительно частоты f_0 , и поэтому АЧХ ФНЧ, составленного из R и C , трансформируется в АЧХ ПФ с центральной частотой f_0 (рис. 5.6, б). Для данного фильтра наблюдается в выходном напряжении наличие гармоник частоты сигнала с огибающей

$$W = \left[\frac{\sin N\pi / n}{N\pi / n} \right]^2,$$

где N – номер гармоники.

Итак, многополюсная структура выходного сигнала (см. рис. 5.6, б) является следствием преобразования АЧХ RC-звена ФНЧ в полосовые характеристики путем отражения их как на частоте f_0 , так и на ее гармониках. Поэтому после СФ устанавливают ПФ (см. рис. 5.6, а) с невысокой добротностью – восстанавливающий фильтр.

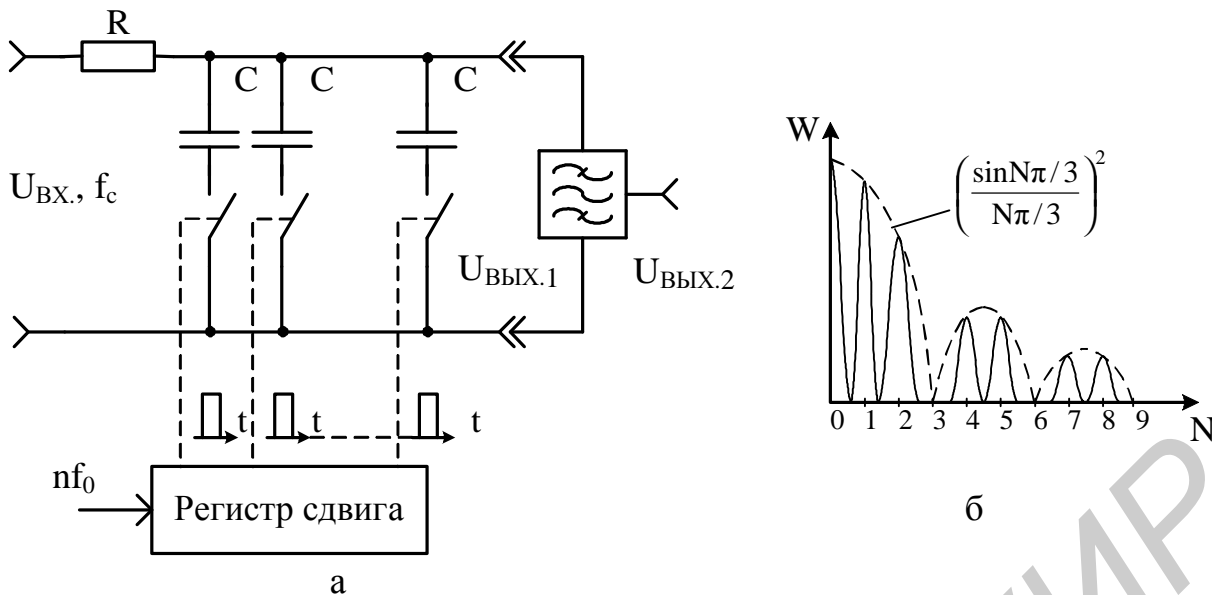


Рис. 5.6. СФ с коммутируемыми конденсаторами (а) и его АЧХ при $n = 3$ (б)

К другим недостаткам СФ данного типа можно отнести: «просачивание» напряжения с частотой коммутации в цепь сигнала, что обуславливает появление шумов на выходе фильтра; необходимость выполнения R и C в виде дискретных компонентов, так как их номиналы достаточно велики, особенно в узкополосных СФ с высокой добротностью.

Несомненным достоинством СФ с коммутирующими конденсаторами является высокая стабильность характеристик, которая зависит в основном от стабильности тактовой частоты, а также высокая достижимая добротность и связанная с ней узкая полоса пропускания на уровне 0,707. Эти параметры зависят лишь от RC -элементов:

$$Q = \pi n f_0 RC, \quad (5.31)$$

$$\Pi = \frac{1}{\pi n RC}. \quad (5.32)$$

Как видно из выражений (5.31) и (5.32), высокая эквивалентная добротность и узкая полоса пропускания могут быть получены при выборе RC -цепи с большой постоянной времени, а также при перемещении ее АЧХ в область более высоких частот путем увеличения тактовой частоты $n f_0$.

При изменении тактовой частоты СФ может быть перестроен.

Рассмотренные типы АФ требуют высокостабильных элементов, что затрудняет их реализацию в интегральном виде; часто приходится прибегать к гибридной технологии.

5.2.4. Синхронный фазочувствительный фильтр-демодулятор

Работы по созданию полупроводниковых ИС для селективных устройств ведутся по нескольким направлениям. Использование полупроводниковой технологии позволяет найти схемотехнические решения, обеспечивающие повышение качества этих устройств и существенное снижение габаритов узлов селекции по сравнению с аналогичными устройствами на дискретных элементах.

Особым классом устройств, предназначенных для обработки сигналов, являются СФ, сочетающие функцию демодуляции (выпрямления) сигналов. Помимо СД, построенных на основе БМ [1], известны и другие схемотехнические решения, пригодные для интегрального исполнения.

Масштабный преобразователь (МП) с электронным переключением полярности коэффициента передачи [10], построенный на основе ОУ и аналогового коммутатора (АК) (рис. 5.7), может выполнять функцию СД [11], работающего в широком диапазоне низких частот.

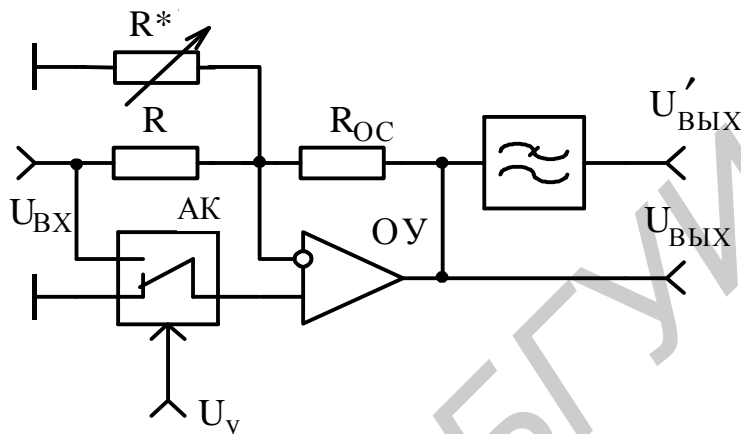


Рис. 5.7. Широкополосный СФ-демодулятор

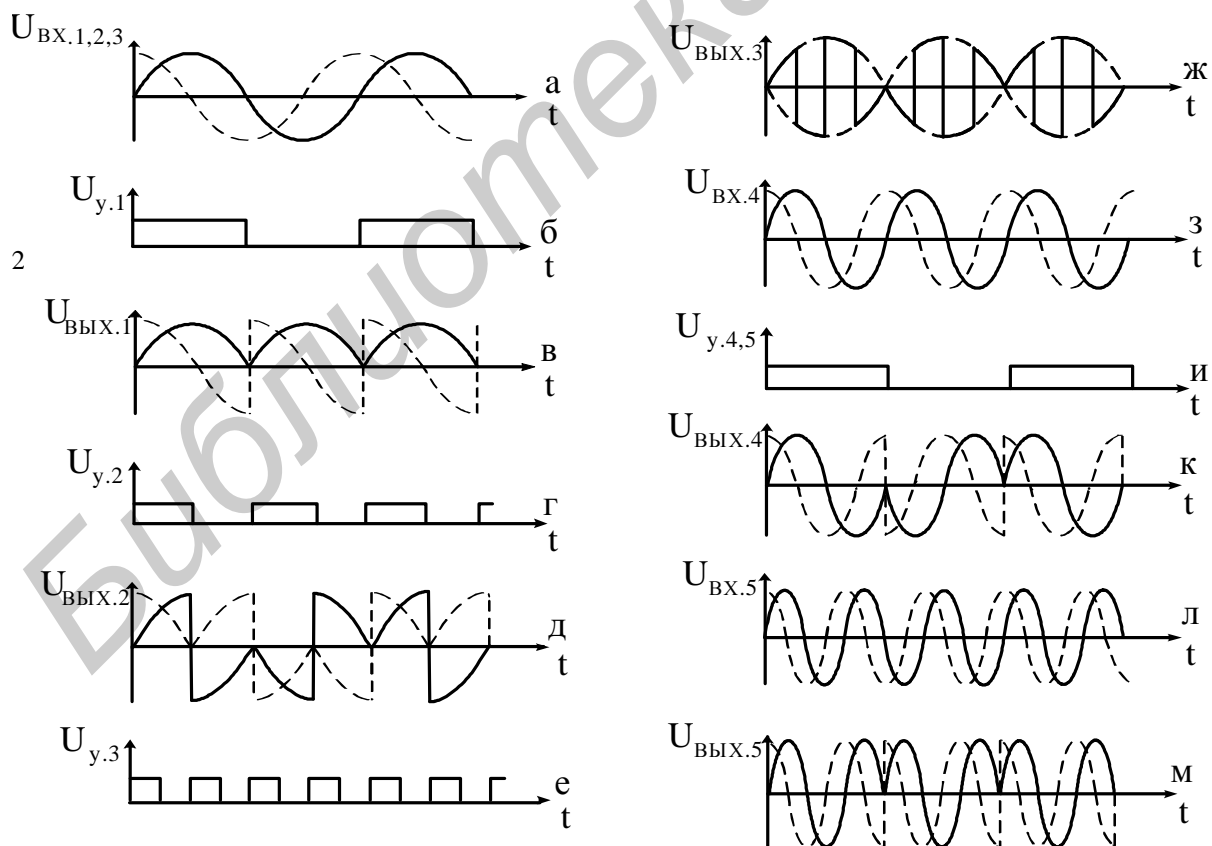


Рис. 5.8. Временные диаграммы работы синхронного демодулятора

Действительно, при положении АК, показанном на рис. 5.7, коэффициент передачи

$$K_1 = \frac{U_{\text{ВЫХ.1}}}{U_{\text{ВХ}}} = -\frac{R_{\text{ОС}}}{R}. \quad (5.33)$$

В противоположной позиции АК на входах ОУ действует одно и то же напряжение $U_{\text{ВХ}}$, поэтому

$$U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫХ.2}} \frac{R^*}{R_{\text{ОС}} + R^*}.$$

Отсюда коэффициент передачи

$$K_2 = \frac{U_{\text{ВЫХ.2}}}{U_{\text{ВХ}}} = 1 + \frac{R_{\text{ОС}}}{R^*}. \quad (5.34)$$

Если при двух положениях переключателя выполнить условие

$$|K_1| = |K_2| = |K|,$$

то можно получить двухполупериодный симметричный СД с коэффициентом передачи K , при этом величину резистора R^* вычисляют по формуле

$$R^* = \frac{R_{\text{ОС}}}{|K| - 1}. \quad (5.35)$$

Для реализации $|K| = 1$ резистор R^* (5.35) из схемы следует исключить. С целью получения постоянной составляющей, пропорциональной амплитуде исследуемого сигнала, к выходу СД подключают ФНЧ.

Принцип действия СД поясняется диаграммами, представленными на рис. 5.8 [11]. При поступлении на информационный вход СД сигнала в виде синусоиды (рис. 5.8, а), а на управляющий вход – прямоугольного импульса (рис. 5.8, б) срабатывает АК и на выходе ОУ образуется напряжение $U_{\text{ВЫХ.1}}$ (рис. 5.8, в), повторяющее в соответствующем масштабе $(+K)$ (5.34) положительную полуволну анализируемого сигнала.

Когда входной сигнал (см. рис. 5.8, а) приобретет отрицательную полуволну, а импульс на управляющем входе СД исчезнет, переключатель примет положение, показанное на рис. 5.7, и коэффициент передачи ОУ станет $-K$ (5.33), что приведет к образованию на выходе ОУ инвертированного сигнала, действующего в рассматриваемый момент времени на информационном входе СД. Таким образом, на выходе ОУ получаем модуль входного сигнала.

Если фаза входного сигнала изменится по отношению к управляющему импульсу на 90° (штриховая линия на рис. 5.8, а), то на выходе ОУ образуется сигнал (штриховая линия на рис. 5.8, в), среднее значение которого за период исследуемого сигнала становится равным нулю.

Диаграммы, показанные на рис. 5.8, г...м, демонстрируют влияние гармонических составляющих на работу СД. На основе этих диаграмм можно заключить, что четные как гармоники (см. рис. 5.8, з...к), так и субгармоники (см. рис. 5.8, г...ж) и их фазовые сдвиги на работе СД никак не сказываются. В то же время СД реагирует на нечетные гармоники (см. рис. 5.8, л...м).

Зависимость выходного напряжения СД $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ от частоты и фазы математически можем оценить, если входное напряжение $U_{\text{ВХ}}(t)$ умножим на единичную функцию коммутации

$$S(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } U_y > 0, \\ -1 & \text{при } U_y < 0, \end{cases}$$

определяемую управляющим напряжением U_y с частотой ω_y :

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ВХ}}(t)S(t).$$

С учетом разложения функции коммутации в гармонический ряд Фурье

$$S(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin(2n+1)\omega_y t,$$

где n – номер гармоники и входного синусоидального напряжения с амплитудой U_m , частотой

$$f = mf_y$$

и фазовым сдвигом φ_m по отношению к управляющему напряжению, выходное напряжение СД приобретает вид

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_m \sin(m\omega_y t + \varphi_m) \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin(2n+1)\omega_y t.$$

После ФНЧ формируется среднеарифметическое значение выходного напряжения СД. Принимая во внимание свойство синусоидального сигнала

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin(m\omega_y t + \varphi_m) dt = 0$$

и соотношение ортогональности

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin(m\omega_y t + \varphi_m) \sin \mathbf{l}\omega_y t dt = \begin{cases} 0 & \text{при } m \neq \mathbf{l}, \\ 1/2 \cos \varphi_m & \text{при } m = \mathbf{l}, \end{cases}$$

получаем искомое среднее значение выходного напряжения СД:

$$\bar{U}_{\text{ВЫХ}}(t) = \begin{cases} \frac{2}{\pi m} U_m \cos \varphi_m & \text{при } m = 2n+1, \\ 0 & \text{при } m \neq 2n+1, \end{cases}$$

где m и \mathbf{l} – натуральные числа $0, 1, 2, 3, \dots$

При входном сигнале с произвольным набором гармонических составляющих частот вклад в усредненное значение выходного напряжения СД вносят только те составляющие, частота f которых совпадает с управляющей частотой f_y или является ее нечетной кратной. В связи с этим СД пригоден для селективных измерений амплитуд гармонических составляющих сигналов произвольной формы. Так как среднее значение его выходного напряжения зависит от сдвига фаз между соответствующими составляющими входного и управляющего напряжений, такой СД является фазочувствительным фильтром-демодулятором.

Вклад в выходное напряжение СД составляющих, частоты которых равны частоте управляющего сигнала или являются ее нечетной кратной, действите-

лен лишь в случае, когда постоянная времени ФНЧ стремится к бесконечности. На практике такое условие трудно реализуемо и, кроме того, нежелательно, так как частота среза f_c ФНЧ устремлялась бы к нулю и выходное напряжение СД не могло бы изменяться во времени. При $f_c > 0$ СД отфильтровывает из входного напряжения уже не дискретные частоты, а отдельные полосы частот с шириной $2f_c$, как в СФ с коммутируемыми конденсаторами (см. рис. 5.6, б).

Из-за того что ширина полосы пропускания данного СД всегда равна удвоенной частоте среза ФНЧ, его достижимая добротность может быть существенно выше, чем в обычных АФ.

Для исключения нежелательных гармонических составляющих третьей и высших на выходе СД обычно предусматривают дополнительный ФНЧ с частотой среза, соответствующей второй гармонике. Для существенного подавления нечетных высших гармонических составляющих порядок этого ФНЧ должен быть не ниже третьего.

Наиболее эффективным средством в данной ситуации является применение аналогового ПС вместо собственно СД. В этом случае умножение производится не на прямоугольную функцию коммутации, а на синусоидальную $U_y = U_{m,y} \sin \omega t$. В связи с тем, что эта функция не содержит высших гармонических, соотношение для среднего значения выходного напряжения СД имеет смысл только при $n = 0$. При выборе амплитуды управляющего напряжения $U_{m,y}$ в соответствии с максимальным коэффициентом k применяемого ПС средние значения выходного напряжения СД могут быть представлены в следующем виде:

$$\bar{U}_{\text{вых}}(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} U_m \cos \varphi & \text{при } f = f_y \\ 0 & \text{при } f \neq f_y \end{cases}.$$

В этом случае СД определяет не амплитуду U_m , а действительную часть ($U_m \cos \varphi$) комплексной амплитуды U_m анализируемого входного сигнала $U_{\text{вх}}(t)$.

Если с помощью фазовращателя установить фазовый сдвиг управляющего напряжения таким, при котором среднее значение выходного напряжения будет максимальным, то СД позволит фиксировать модуль входного сигнала $|U_{\text{вх}}(t)|$, а при использовании прецизионного фазовращателя с проградуированной (откалиброванной) фазой дает возможность оценки и фазового сдвига между исследуемым и управляющим (опорным) сигналами.

Для точной работы СД необходимо достаточно малое сопротивление источника сигнала – целесообразно использовать повторитель напряжения на ОУ. В то же время СД нечувствителен к сопротивлению АК в открытом состоянии и может передавать сигналы 1 В и более. Время переключения составляет несколько десятков наносекунд. В этой схеме может использоваться ОУ практически любого типа, однако желательно, чтобы его быстродействие было достаточно большим.

Подобный СД целесообразно использовать в системах обработки низкочастотной информации [11]. Если частота сигнала соответствует частоте опорного колебания меандра, то с помощью этого СД выделится только

информация с данной частотой. Он может быть интегрирован в виде полупроводниковой ИС. Основным его недостаток – чувствительность к фазе $U_{\text{ВЫХ}} \cong \cos\varphi$ – может превратиться и в положительный эффект, если использовать СД как фазочувствительный элемент в системах автоматического регулирования и измерительной техники [12, 13].

Рассмотренный СД применен в лабораторной установке (см. подразд. 5.3) для измерений активной и реактивной составляющих полных проводимостей (сопротивлений) конверторов и инверторов сопротивлений (см. п. 5.2.9).

5.2.5. Фазовый фильтр первого порядка и электронно-управляемый фазовращатель на его основе

Фазовый фильтр представляет собой устройство, коэффициент передачи которого остается постоянным, а фазовый сдвиг пропорционально изменяется при изменении частоты входного сигнала.

Переход от АЧХ ФНЧ к АЧХ фазового фильтра осуществляется посредством замены коэффициента K_0 в числителе выражения (5.8) полиномом, комплексно-сопряженным знаменателю. В итоге получаем коэффициент передачи фазового фильтра, равный единице, и удвоенный фазовый сдвиг [8]:

$$K(P) = \frac{\prod_i (1 - a_i P + b_i P^2)}{\prod_i (1 + a_i P + b_i P^2)} = \frac{\prod_i \sqrt{(1 - b_i \Omega^2)^2 + a_i^2 \Omega^2} \cdot e^{-j\alpha}}{\prod_i \sqrt{(1 - b_i \Omega^2)^2 + a_i^2 \Omega^2} \cdot e^{j\alpha}} = 1 \cdot e^{-2j\alpha} = e^{j\varphi}, \quad (5.36)$$

где

$$\varphi = -2\alpha = -2 \sum_i \arctg \frac{a_i \Omega}{1 - b_i \Omega^2}. \quad (5.37)$$

Для фазового фильтра первого порядка, представленного на рис. 5.9, а, можно записать передаточную функцию в следующем виде [14]:

$$K(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{2}{\left(\frac{1}{G} + \frac{1}{pC}\right)G} - 1 = \frac{2pC/G}{1 + pC/G} - 1 = -\frac{1 - pC/G}{1 + pC/G}$$

или, используя нормированную комплексную переменную (5.3),

$$K(P) = -\frac{1 - \omega_c CP/G}{1 + \omega_c CP/G} = -\frac{1 - P}{1 + P} = -\frac{1 - j\Omega}{1 + j\Omega}. \quad (5.38)$$

Из выражения (5.38) следует, что коэффициент передачи фильтра постоянен и равен единице, а фаза (5.37) выходного сигнала

$$\varphi = 2 \arctg \omega C/G. \quad (5.39)$$

Данный фазовый фильтр успешно может быть использован в качестве широкополосного фазовращателя в измерительных устройствах [15]. Изменяя величину проводимости канала ПТ G или номинал конденсатора C , можно

получить необходимое значение фазового сдвига в пределах от 0 до $+180^0$ без изменения амплитуды выходного напряжения.

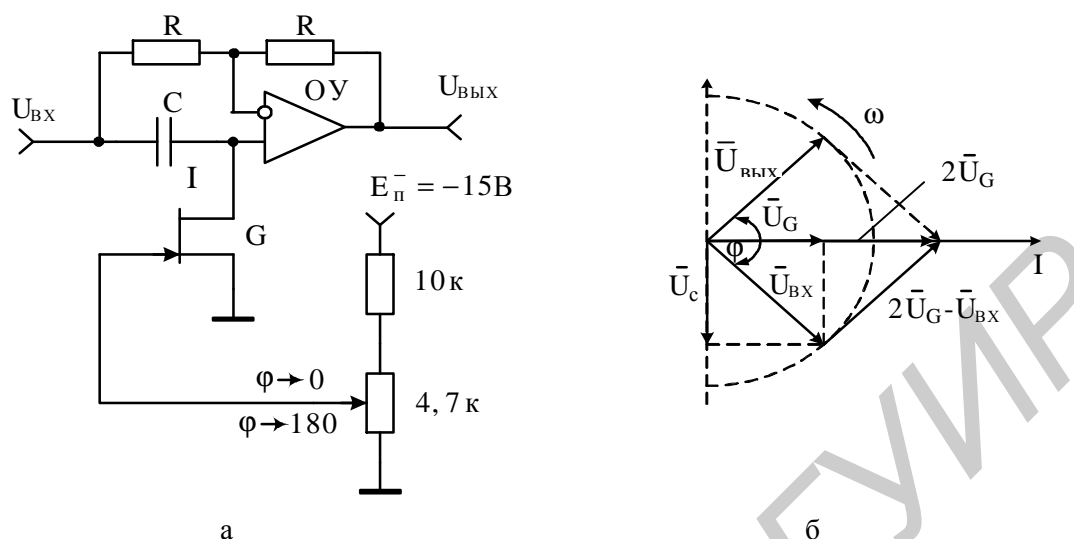


Рис. 5.9. Фазовый фильтр первого порядка (а) и его векторная диаграмма (б)

Действительно, используя векторное представление напряжений, действующих на элементах фазового фильтра, для вектора выходного напряжения можно записать [11]

$$\bar{U}_{\text{ВЫХ}} = 2\bar{U}_G - \bar{U}_{\text{ВХ}}. \quad (5.40)$$

Если проводимость G и номинал конденсатора C выбрать такими, чтобы выполнялось условие $\omega C / G = 1$, где ω – круговая частота, на которой работает фазовращатель, то векторы напряжений \bar{U}_G , \bar{U}_C , действующие соответственно на проводимости G и конденсаторе C , будут строго равными и расположены под углом 90^0 , а фазовый сдвиг ϕ между векторами $\bar{U}_{\text{ВХ}}$, $\bar{U}_{\text{ВЫХ}}$ (рис. 5.9, б) составит, в соответствии с выражением (5.40), ровно 90^0 .

При изменении проводимости канала ПТ в пределах от $G_{\text{МАКС}}$ до $G_{\text{МИН}}$ происходит изменение фазы (5.39) [15]:

$$\Delta\phi = 2 \left(\arctg \frac{\omega C}{G_{\text{МИН}}} - \arctg \frac{\omega C}{G_{\text{МАКС}}} \right). \quad (5.41)$$

Принимая во внимание, что $\arctg x - \arctg y = \arctg [(x - y)/(1 + xy)]$ при $xy > -1$, для (5.41) получаем

$$\Delta\phi = 2 \arctg \frac{\omega C (G_{\text{МАКС}} - G_{\text{МИН}})}{(\omega C)^2 + G_{\text{МАКС}} G_{\text{МИН}}}. \quad (5.42)$$

Определим, при каком значении емкости достижимо максимальное изменение фазы, что возможно в случае нахождения экстремума функции (5.42). С учетом производной $(\arctg Z)' = Z' / (1 + Z^2)$,

$$\frac{\partial \Delta \varphi}{\partial C} = \frac{2\omega(G_{\text{МАКС}} - G_{\text{МИН}})[G_{\text{МАКС}}G_{\text{МИН}} - (\omega C)^2]}{[(\omega C)^2 + G_{\text{МАКС}}G_{\text{МИН}}]^2 + [\omega C(G_{\text{МАКС}} - G_{\text{МИН}})]^2} \Big|_{C=C_{\text{опт}}} = 0.$$

Отсюда

$$C_{\text{опт}} = \frac{\sqrt{G_{\text{МАКС}}G_{\text{МИН}}}}{\omega}. \quad (5.43)$$

Подставляя (5.43) в (5.42), получаем максимальное изменение фазы:

$$\Delta \varphi_{\text{МАКС}} = 2 \operatorname{arctg} \frac{G_{\text{МАКС}} - G_{\text{МИН}}}{2\sqrt{G_{\text{МАКС}}G_{\text{МИН}}}} = 2 \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{\frac{G_{\text{МАКС}}}{G_{\text{МИН}}}} \left(1 - \frac{G_{\text{МИН}}}{G_{\text{МАКС}}}\right)}{2}. \quad (5.44)$$

При условии $G_{\text{МАКС}} \gg G_{\text{МИН}}$, что на практике имеет место для любого ПТ,

$$\Delta \varphi'_{\text{МАКС}} = 2 \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{G_{\text{МАКС}}/G_{\text{МИН}}}}{2}. \quad (5.45)$$

Погрешность формирования изменения фазы может быть оценена на основании сравнения результатов расчета по соотношениям (5.44) и (5.45):

$$\delta \Delta \varphi_{\text{МАКС}} = \frac{\Delta \varphi'_{\text{МАКС}}}{\Delta \varphi_{\text{МАКС}}} - 1. \quad (5.46)$$

Пусть ПТ изменяет проводимость канала от $G_{\text{МАКС}} = 16 \cdot 10^{-3}$ См до $G_{\text{МИН}} = 10^{-7}$ См, тогда в соответствии с (5.43) и (5.45) на частоте $f = 1,59$ кГц $C_{\text{опт}} = 4$ нФ, а $\Delta \varphi'_{\text{МАКС}} \approx 179^{\circ}20'$.

Для двухзвенного фазовращателя, показанного на рис. 5.10, а, при тех же исходных данных максимальное изменение фазы составит примерно 358° , не достигнув менее 2° до полного оборота в 360° . При этом управляющее напряжение между затвором и истоком $U_{\text{зи}}$ должно изменяться от нуля до напряжения отсечки выбранного ПТ (рис. 5.10, б).

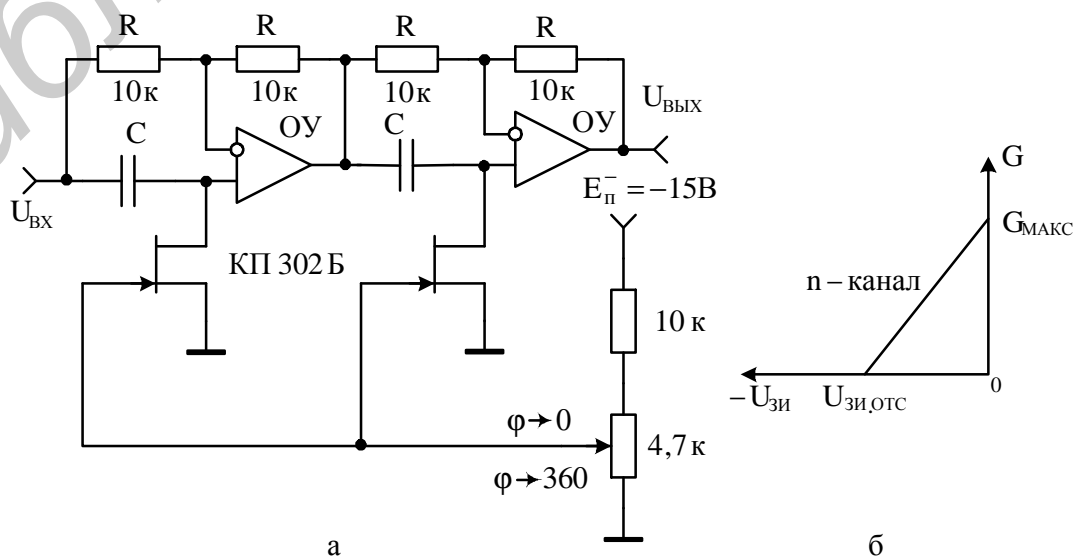


Рис. 5.10. Электронно-управляемый фазовращатель (а) и вид характеристики проводимости канала используемых ПТ (б)

5.2.6. Полевой транзистор как элемент с управляемой проводимостью

Исследованию ПТ как элементов с управляемой проводимостью, включая методы линеаризации проходных (сток-затворных) характеристик, посвящена фундаментальная работа [13]. В учебном пособии [16] рассмотрены вопросы линеаризации выходных (сток-истоковых) характеристик с целью практического использования ПТ в электронно-управляемых конвертируемых емкостях (ЭКЕ) и гираторных индуктивностях (ЭГИ). В рамках лабораторного практикума основное внимание сосредоточим на экспериментальном исследовании линеаризации выходных характеристик и ее влиянии на линейность характеристик проводимости канала ПТ.

Выходные характеристики (зависимость тока стока I_C от напряжения сток-исток $U_{СИ}$ при постоянном напряжении затвор-исток $U_{ЗИ} = \text{const}$) ПТ структуры типа металл-окисел-полупроводник (МОП) в режиме управляемого сопротивления (область 0 на рис. 5.11, а) описываются известным соотношением

$$I_C = B \left[(U_{ЗИ} - U_{ЗИ.ОТС}) U_{СИ} - \frac{U_{СИ}^2}{2} \right], \quad (5.47)$$

где коэффициент $B = \mu C_0 / l^2$ (μ – подвижность носителей, C_0 – емкость окисла затвора, l – длина канала); $U_{ЗИ.ОТС}$ – напряжение отсечки или пороговое напряжение.

При условии

$$U_{ЗИ} - U_{ЗИ.ОТС} = U_{СИ} \quad (5.48)$$

или

$$U_{СИ.Н} = U_{ЗИ} - U_{ЗИ.ОТС} \quad (5.49)$$

происходит насыщение или отсечка тока стока:

$$I_{С.Н} = B \frac{(U_{ЗИ} - U_{ЗИ.ОТС})^2}{2} = B \frac{U_{СИ.Н}^2}{2}. \quad (5.50)$$

Выходные характеристики ПТ, определяемые уравнением (5.47) и ограничиваемые (5.49), асимметричны и нелинейны, а проводимость канала в функции напряжения затвор-исток

$$G(U_{ЗИ}) = \frac{\partial I_C}{\partial U_{СИ}}(U_{ЗИ}) = B[(U_{ЗИ} - U_{ЗИ.ОТС}) - U_{СИ}] \quad (5.51)$$

зависит от уровня напряжения, действующего между стоком и истоком.

Для получения линейных в первом приближении характеристик проводимости канала (5.51) необходимо работать при напряжениях $U_{СИ} = 0$, что на практике едва ли возможно.

Если осуществить ООС путем подачи половины напряжения сток-исток на затвор

$$U'_{ЗИ} = U_{ЗИ} + U_{СИ}/2, \quad (5.52)$$

то после замены напряжения $U_{зи}$ в выражении (5.47) на $U'_{зи}$ (5.52) ($U_{зи} \rightarrow U'_{зи}$) ток стока не будет содержать мешающего слагаемого:

$$I'_c = B \left[\left(U_{зи} + \frac{U_{си}}{2} - U_{зи.отс} \right) U_{си} - \frac{U_{си}^2}{2} \right] = B (U_{зи} - U_{зи.отс}) U_{си}, \quad (5.53)$$

а характеристики проводимости канала (5.51), получаемые на основании (5.53), окажутся независимыми от напряжения сток–исток:

$$G'(U_{зи}) = \frac{\partial I'_c}{\partial U_{си}}(U_{зи}) = B (U_{зи} - U_{зи.отс}). \quad (5.54)$$

Вводя обозначение

$$G_{\text{макс}} = G'(U_{зи}) \Big|_{U_{зи} = 0} = -B U_{зи.отс},$$

на основании (5.54) получаем известную линейную аппроксимацию проводимости канала (с опущенным штрихом):

$$G(U_{зи}) = G_{\text{макс}} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.отс}} \right), \quad (5.55)$$

которая в первом приближении справедлива практически для всех типов ПТ.

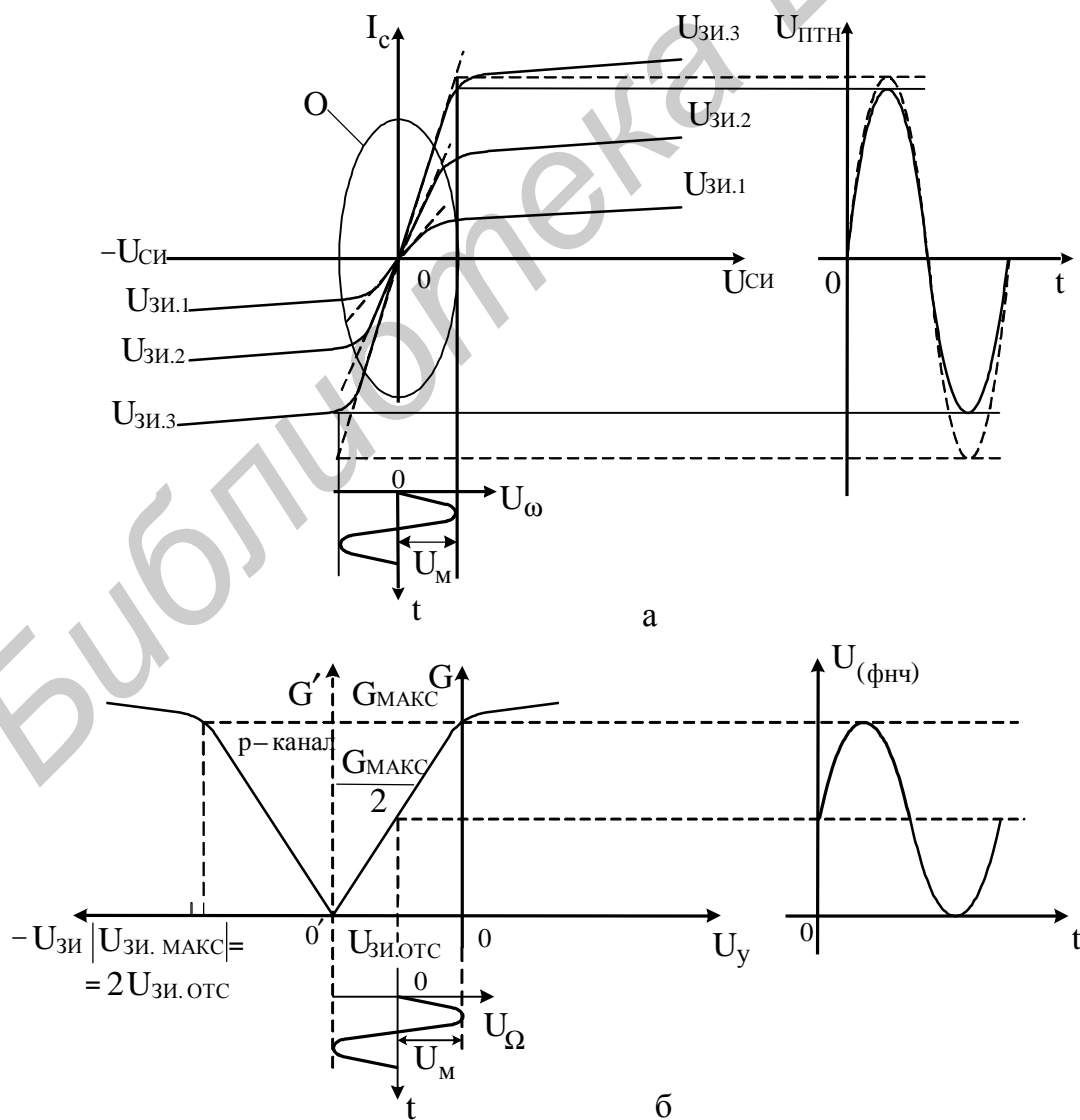


Рис. 5.11. Стоковые характеристики (а) и характеристики проводимости (б) ПТ, поясняющие суть их линейзации

Сравнивая соотношения (5.54) и (5.51), можем оценить нелинейность (погрешность) характеристики проводимости канала ПТ, обусловленную влиянием конечной величины напряжения сток–исток ($U_{си} \neq 0$):

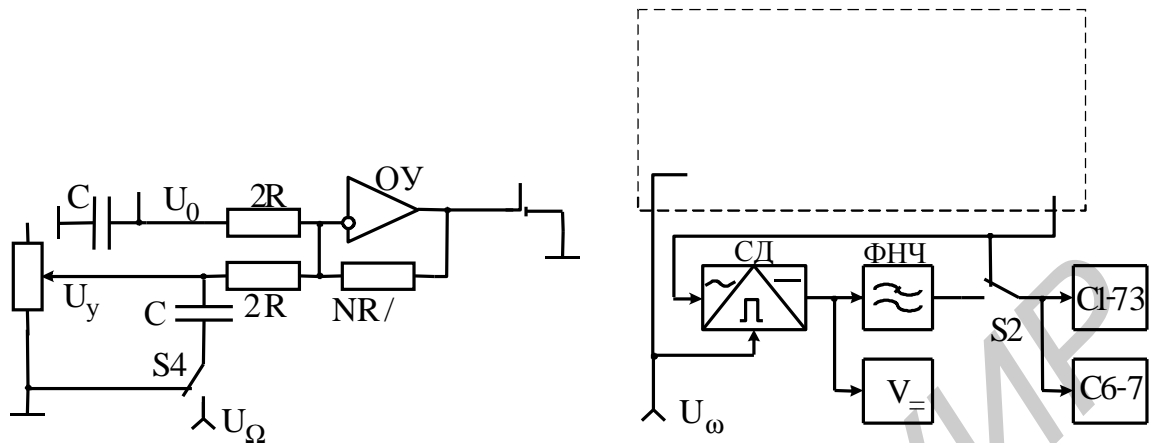


Рис. 5.12. Схема для исследования линейзации характеристик ПТ

$$\delta G(U_{зи}) = \frac{G(U_{зи})}{G'(U_{зи})} - 1 = -\frac{U_{си}}{U_{зи} - U_{зи.отс}}. \quad (5.56)$$

Если $U_{си} = 100$ мВ и $U_{зи.отс} = 2$ В, то при $U_{зи} = U_{зи.отс} / 2$ погрешность (5.56) $\delta G(U_{зи}) = 10\%$.

На основании соотношений (5.47) и (5.53) может быть определена аналогичная нелинейность (погрешность) выходной характеристики ПТ:

$$\delta I_C = \frac{I_C}{I_C'} - 1 = -\frac{U_{си}}{2(U_{зи} - U_{зи.отс})} = \frac{\delta G(U_{зи})}{2}. \quad (5.57)$$

Как видим, погрешность (5.57) при равных условиях вдвое меньше погрешности (5.56).

При отрицательных напряжениях между стоком и истоком также происходит насыщение или запираение тока стока, которое возможно, если

$$U_{зи} - U_{зи.отс} = 0. \quad (5.58)$$

Производя замену переменных ($U_{зи} \rightarrow U_{зи}'$) с учетом (5.52) в (5.48), для напряжения насыщения $U_{си.н}'$ получаем

$$U_{зи} + \frac{U_{си.н}'}{2} - U_{зи.отс} = U_{си.н}', \text{ или } U_{си.н}' = 2(U_{зи} - U_{зи.отс}),$$

а в (5.58)

$$U_{зи} + \frac{U_{си.н}'}{2} - U_{зи.отс} = 0 \text{ или } U_{си.н}' = -2(U_{зи} - U_{зи.отс}).$$

Отсюда находим координаты двух симметричных точек перехода, соответствующих запираению, которые ограничивают расширенную область линейного изменения проводимости канала по напряжению сток–исток (5.49)

$$U_{си.н}' = \pm 2(U_{зи} - U_{зи.отс}) \quad (5.59)$$

и току стока (5.50)

$$I'_{C.H} = \pm V \frac{U_{СИ.Н}^2}{2} = 2V(U_{ЗИ} - U_{ЗИ.ОТС})^2. \quad (5.60)$$

В соответствии с (5.59) и (5.60) запираение канала в области стока происходит при положительных напряжениях $U_{СИ}$, а в области истока – при отрицательных напряжениях $U_{СИ}$, что возможно при плавающей подложке.

За пределами координат точек (5.59) и (5.60) уже невозможно получение нормальных выходных характеристик ПТ (см. рис. 5.11, а). Введенная ООС линейризует эти характеристики, которые в данном случае веерообразно проходят через начало координат (характеристики, показанные штриховыми линиями на рис. 5.11, а), расширяя область изменения проводимости канала (5.55) (рис. 5.11, б) независимо в первом приближении от напряжения, действующего между стоком и истоком ПТ.

Сравнивая (5.59) и (5.49), замечаем, что напряжение между стоком и истоком при линейризации характеристик может быть увеличено вдвое, при этом токи насыщения $I'_{C.H}$ (5.60) и $I_{C.H}$ (5.50) при одинаковых управляющих напряжениях могут отличаться в 4 раза.

Итак, при работе ПТ с напряжениями $U_{СИ}$, близкими к насыщению (5.49), выходная характеристика (5.47) искажается, а при введении линейризации она (5.53) приобретает неискаженную симметричную форму. Это обстоятельство может быть использовано для построения экспериментальной установки (рис. 5.12) для исследования процесса линейризации выходных характеристик

$I_C = f(U_{СИ}) \Big|_{U_{ЗИ} = \text{const}}$ (см. рис. 5.11, а) и характеристик управления $G = f(U_{ЗИ}) \Big|_{U_{СИ} = \text{const}}$ (см. рис. 5.11, б), если их предварительно преобразовать в напряжение с помощью соответствующих преобразователей тока в напряжение [10] и проводимости в напряжение [16], а затем оценить искажения сформированных напряжений с помощью измерителя КНИ.

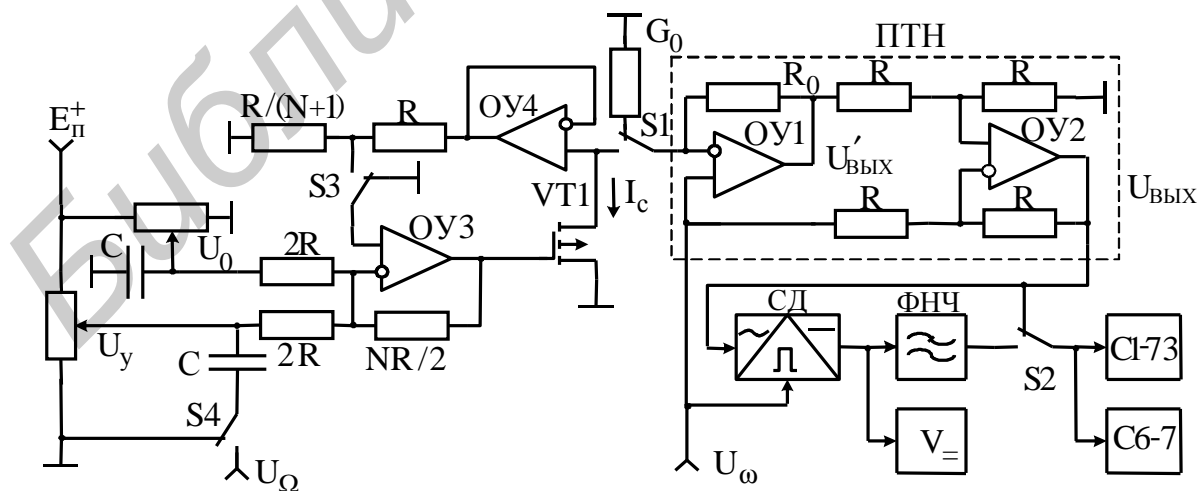


Рис. 5.12. Схема для исследования линейризации характеристик ПТ

С целью получения возможности исследования характеристик при соединенном с общей шиной истоком ПТ используемый в экспериментальной установке (см. рис. 5.12) ПТН выполнен на основе неинвертирующей (ОУ1) и дифференциальной (ОУ2) ОС [10]. При подключении к инвертирующему входу ОУ1 через переключатель S1 ПТ по нему под влиянием напряжения U_{ω} протекает ток стока, который проходит также и по резистору R_0 , образуя на выходе ОУ1 напряжение

$$U'_{\text{ВЫХ}} = U_{\omega} \left(1 + \frac{R_0 I_C}{U_{\omega}} \right) = U_{\omega} + R_0 I_C. \quad (5.61)$$

Составляющая входного напряжения U_{ω} , входящая в (5.61), исключается в дифференциальной ОС на ОУ2, выходное напряжение которой становится пропорциональным току I_C :

$$U_{\text{ВЫХ}} = U'_{\text{ВЫХ}} \frac{R}{R + R} \left(1 + \frac{R}{R} \right) - U_{\omega} \frac{R}{R} = U'_{\text{ВЫХ}} - U_{\omega} = R_0 I_C. \quad (5.62)$$

Таким образом, если на вход ПТН (см. рис. 5.12) подать переменное напряжение

$$U_{\omega} = U_M \sin \omega t \quad (5.63)$$

(см. рис. 5.11. а), то это же напряжение будет действовать и между стоком и истоком ПТ ($U_{\text{СИ}} = U_{\omega}$), прорабатывая соответствующую выходную характеристику для заданного напряжения $U_{\text{ЗИ}}$, которое может быть установлено с помощью управляющего напряжения U_y или напряжения смещения координат U_0 и ОУ3 с резистивными элементами в цепи ООС. Получаемые изменения тока стока I_C , преобразуемые в ПТН, передаются через переключатель S2 на измеритель КНИ типа С6-7 и осциллограф типа С1-73 для исследований.

Для осуществления линеаризации характеристик напряжение $U_{\text{СИ}}$ ПТ через повторитель сигнала на ОУ4, чтобы не шунтировать канал, передается на резистивный делитель, где ослабляется в $R / (N + 1) / (R / (N + 1) + R) = 1 / (N + 2)$ раз, а затем, поступая через переключатель S3 на неинвертирующий вход ОУ3, усиливается в нем в $1 + NR / 2 / (2R \parallel 2R) = (N + 2) / 2$ раз. В результате, между затвором и истоком помимо управляющих напряжений действует и требуемое в соответствии с (5.52) половинное напряжение сток–исток:

$$U'_{\text{ЗИ}} = U_{\text{ЗИ}} + \frac{U_{\text{СИ}}}{N + 2} \cdot \frac{N + 2}{2} = U_{\text{ЗИ}} + \frac{U_{\text{СИ}}}{2}.$$

Для управляющего и смещающего координаты напряжений (см. рис. 5.11, б), преобразуемых с помощью инвертирующего сумматора на ОУ3, можем записать

$$U_{\text{ЗИ}} = -\frac{NR}{2 \cdot 2R} (U_0 + U_y) = U_{\text{ЗИ.отс}} - \frac{N}{4} U_y. \quad (5.64)$$

Отсюда напряжение смещения координат, которое необходимо подвести к одному из входов сумматора:

$$U_0 = -\frac{4}{N} U_{\text{зи.отс}} \cdot \quad (5.65)$$

С помощью этого напряжения начало отсчета координат характеристики проводимости канала ПТ (см. рис. 5.11, б) смещается влево в точку $0'$, образуя новую ось отсчета проводимости $G'(U_{\text{зи}})$. С учетом отрицательной полярности напряжения отсечки $U_{\text{зи.отс}}$, применяемого ПТ с р-каналом, напряжение U_0 (5.65) должно быть положительной полярности.

Используя (5.64) с учетом условия (5.52), реализуемую характеристику проводимости канала (5.55) представим в функции управляющего напряжения:

$$G(U_y) = G_{\text{МАКС}} \left(1 - \frac{U_{\text{зи.отс}} - \frac{N}{4} U_y}{U_{\text{зи.отс}}} \right) = \frac{NG_{\text{МАКС}}}{4|U_{\text{зи.отс}}|} U_y \cdot \quad (5.66)$$

Несмотря на то, что в формуле (5.66) напряжение отсечки $U_{\text{зи.отс}}$ является величиной отрицательной полярности, напряжение управления U_y должно быть положительной полярности из-за инвертирования в сумматоре. В связи с этим результирующая характеристика управления $G = f(U_y)$ трансформируется в область положительных воздействий, что удобно для отсчета, и ее угловой коэффициент, например кратный десяти, целесообразно исходно устанавливать путем выбора соответствующего числа N в (5.66) с последующим определением напряжения U_0 (5.65) и резистивных элементов R схемы линеаризации.

Характеристику проводимости канала ПТ $G(U_{\text{зи}})$ можно преобразовать в напряжение также с помощью ПТН, выходное напряжение которого перепишем с учетом (5.63) и того обстоятельства, что отношения переменных составляющих тока I_c и напряжения $U_\omega = U_{\text{си}}$ в (5.61) и (5.62) представляют анализируемую проводимость:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_0 I_c}{U_\omega} U_\omega = R_0 G(U_{\text{зи}}) U_\omega \cdot \quad (5.67)$$

Вычисляя модуль напряжения (5.67) (для этого необходимо в состав экспериментальной установки (см. рис. 5.12) ввести СД), получаем постоянное напряжение, пропорциональное характеристике проводимости исследуемого ПТ, которое регистрируется введенным вольтметром постоянного тока V_- . С целью калибровки полученного таким образом преобразователя проводимости в напряжение к его входу через переключатель $S1$ подключается образцовая проводимость G_0 известной величины. Изменяя уровень входного напряжения U_ω , показания вольтметра V_- устанавливают соответствующие G_0 .

Для исследования линейности характеристики проводимости $G(U_{\text{зи}})$ и оценки влияния на нее выходной характеристики $I_c(U_{\text{си}})$ на затвор ПТ необходимо подвести низкочастотное переменное напряжение (диаграмма на рис. 5.11, б внизу)

$$U_{\Omega} = U_M \sin \Omega t, \quad (5.68)$$

сместив РТ в центральную часть исследуемой характеристики (диаграмма на рис. 5.11, б в центре).

Эти операции осуществляются с помощью инвертирующего сумматора на ОУЗ (см. рис. 5.12), на управляющий вход которого через переключатель S4 и конденсатор С подводятся низкочастотное напряжение U_{Ω} и управляющее напряжение $U_y = |U_{\text{зи.отс}} / 2|$ положительной полярности.

Амплитуда напряжения U_{Ω} выбирается такой, чтобы прорабатывалась вся характеристика $G(U_y)$ (см. рис. 5.11, б). Тогда на выходе СД образуется переменное напряжение (диаграмма на рис. 5.11, б справа) с частотой огибающей (5.68) (модуль несущей с частотой ω (5.63) этого напряжения фильтруется с помощью показанного на рис. 5.12 ФНЧ), которое через переключатель S2 подается для исследований на измеритель КНИ типа С6-7 и осциллограф типа С1-73.

Исследуя форму получаемого сигнала при включенной и выключенной переключателем S3 схеме линеаризации выходной характеристики, можно количественно оценить степень ее влияния на линейность характеристики проводимости канала ПТ.

5.2.7. Электронно-управляемые конверторы и инверторы сопротивлений

ЭКЕ или ЭГИ реализуют на основе конверторов (КПС) или инверторов (ИПС) положительных сопротивлений [16], в которых один из элементов схем, по возможности имеющий связь с общей шиной, заменяют электронно-управляемой проводимостью, например, ПТ в режиме управляемого сопротивления с линеаризацией выходных характеристик, рассмотренной в п. 5.2.6.

Необходимая в ряде случаев, например в измерительной технике [12], высокая точность моделирования ЭКЕ или ЭГИ, определяющаяся в основном стабильностью и линейностью характеристик используемых элементов с изменяющимися параметрами, может быть достигнута только на основе электронно-управляемых образцовых проводимостей (ЭОП) [13].

На рис. 5.13 представлены схемы КПС и ИПС, моделирующих соответственно ЭКЕ и ЭГИ [17]. Входную проводимость первой схемы, работающей на основе двух КОС, определим исходя из напряжения U и тока I , действующих на ее входе при условии идеальности используемых ОУ:

$$Y_{\text{вх}} = \frac{I}{U} = \frac{U - U'}{U} Y = \left(1 - \frac{U'}{U}\right) Y, \quad (5.69)$$

где Y – полная проводимость используемого конденсатора, представляемого в параллельной схеме замещения с активной составляющей проводимости G и емкостью C без потерь на рабочей круговой частоте ω ;

$$Y = G + j\omega C. \quad (5.70)$$

Проводимость G , моделирующая активные потери конденсатора, в схему КПС (рис. 5.13, а) введена специально с целью экспериментального определения ее влияния на добротность конвертируемой емкости, и она может отключаться переключателем $S1$ от конденсатора C .

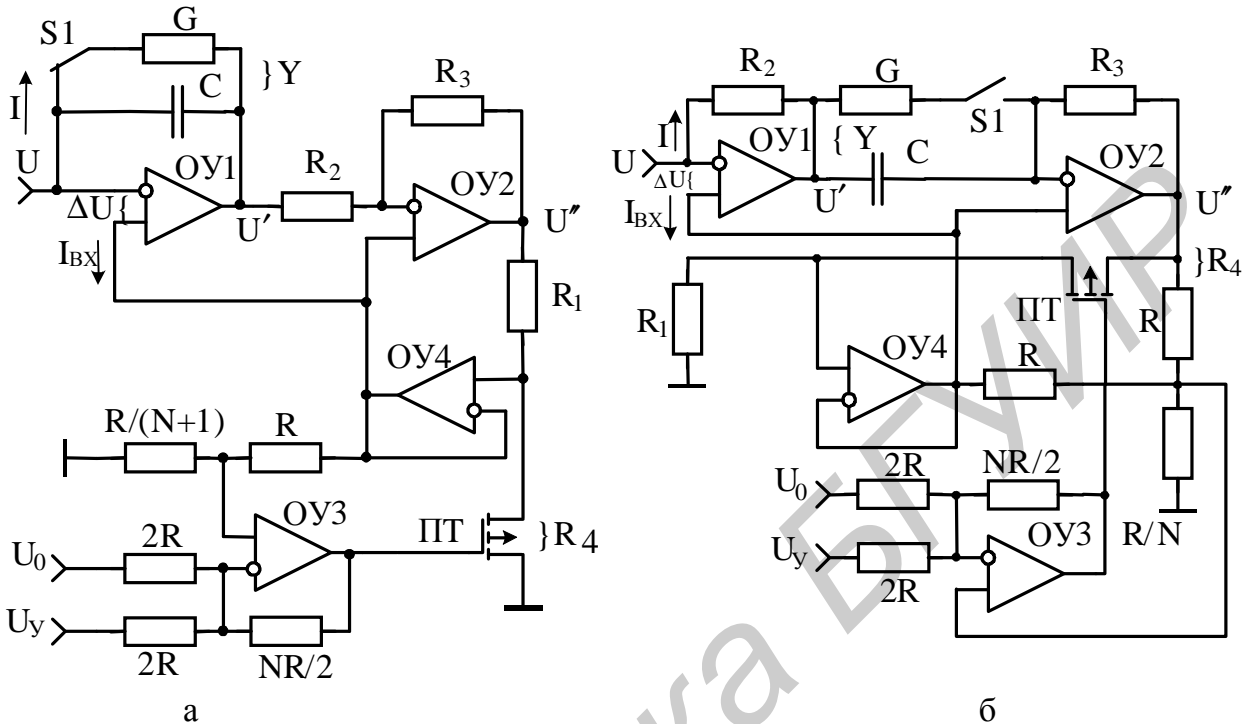


Рис. 5.13. Электронно-управляемые КПС и ИПС

Входное напряжение U , определяющее входной ток I , протекающий по проводимости Y конденсатора, по свойствам идеального ОУ соответствует напряжению на резисторе R_4 , представленном ПТ, и связано с выходным напряжением ОУ2 U'' соотношением

$$U'' = U \left(1 + \frac{R_1}{R_4} \right). \quad (5.71)$$

В свою очередь, выходное напряжение ОУ2

$$U'' = U \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) - U' \frac{R_3}{R_2} = U \left[1 + \frac{R_3}{R_2} \left(1 - \frac{U'}{U} \right) \right]. \quad (5.72)$$

Приравнивая правые части уравнений (5.71) и (5.72), получаем составную часть соотношения (5.69)

$$\left(1 - \frac{U'}{U} \right) = \frac{R_1 R_2}{R_3 R_4}, \quad (5.73)$$

определяющую с учетом (5.70) входную проводимость:

$$Y_{\text{BX}} = G_{\text{BX}} + j\omega C_{\text{BX}} = \frac{R_1 R_2}{R_3 R_4} (G + j\omega C). \quad (5.74)$$

Разделяя действительную и мнимую части уравнения (5.74), получаем эквивалентную конвертируемую входную емкость:

$$C_{\text{ВХ}} = C \frac{R_1 R_2}{R_3 R_4} \quad (5.75)$$

и конвертируемую активную составляющую входной проводимости:

$$G_{\text{ВХ}} = G \frac{R_1 R_2}{R_3 R_4}. \quad (5.76)$$

При идеальных ОУ добротность входной конвертируемой емкости с учетом (5.75) и (5.76) соответствует добротности Q_C используемого конденсатора:

$$Q_{\text{ВХ}} = \frac{\omega C_{\text{ВХ}}}{G_{\text{ВХ}}} = \frac{\omega C}{G} = Q_C. \quad (5.77)$$

При неидеальных ОУ по коэффициенту передачи K_0 и входному дифференциальному сопротивлению $R_{\text{ВХ.Д}}$ к входной проводимости $G_{\text{ВХ}}$ (5.76) добавляется расчетная входная проводимость ОУ1 $G_{\text{ВХ}}^*$, которая снижает результирующую добротность (5.77) конвертируемой емкости:

$$Q_{\text{ВХ}}^* = \frac{\omega C_{\text{ВХ}}}{G_{\text{ВХ}} + G_{\text{ВХ}}^*} = \frac{\omega C_{\text{ВХ}}}{G_{\text{ВХ}} \left(1 + \frac{G_{\text{ВХ}}^*}{G_{\text{ВХ}}}\right)} = \frac{Q_C}{1 + \frac{G_{\text{ВХ}}^*}{G_{\text{ВХ}}}}. \quad (5.78)$$

Расчетная входная проводимость ОУ1, определяемая с учетом действия обратных связей в схеме КПС (см. рис. 5.13, а):

$$G_{\text{ВХ}}^* = \frac{I_{\text{ВХ}}}{U} = \frac{\Delta U}{UR_{\text{ВХ.Д}}} = \frac{U'}{UR_{\text{ВХ.Д}} K_0} = \frac{1 - \frac{R_1 R_2}{R_3 R_4}}{R_{\text{ВХ.Д}} K_0}, \quad (5.79)$$

где $I_{\text{ВХ}}$ и ΔU – входной ток и разность потенциалов между входами ОУ1 соответственно; U' / U – отношение напряжений, вычисляемое по формуле (5.73).

Результирующая добротность (5.78) конвертируемой емкости с учетом (5.76), (5.77) и (5.79)

$$Q_{\text{ВХ}}^* = \frac{Q_C}{1 + \left(1 - \frac{R_1 R_2}{R_3 R_4}\right) R_3 R_4 / (R_{\text{ВХ.Д}} K_0 G R_1 R_2)} = \frac{Q_C}{1 + \frac{Q_C \left(\frac{R_3 R_4}{R_1 R_2} - 1\right)}{\omega C R_{\text{ВХ.Д}} K_0}}. \quad (5.80)$$

Погрешность реализации добротности конвертируемой емкости, обусловленную неидеальностью применяемых ОУ, можно оценить на основании сравнения соотношений (5.77) и (5.80):

$$\delta Q_{\text{ВХ}} = \frac{Q_{\text{ВХ}}}{Q_{\text{ВХ}}^*} - 1 = \frac{G_{\text{ВХ}}^*}{G_{\text{ВХ}}} = \frac{Q_C \left(\frac{R_3 R_4}{R_1 R_2} - 1\right)}{\omega C R_{\text{ВХ.Д}} K_0}. \quad (5.81)$$

Конвертируемая емкость будет изменяться по линейному закону, если один из резистивных элементов, входящих в знаменатель математического соотношения (5.75), заменить ЭОП, однако с целью упрощения схемы

линеаризации КПС (см. рис. 5.13, а) именно резистор R_4 , имеющий связь с общей шиной, следует заменить на ПТ.

Так как схема линеаризации выходной характеристики ПТ в схеме КПС (см. рис. 5.13, а) точно соответствует выше рассмотренной (см. рис. 5.12), проводимость канала ПТ которой в функции управляющего напряжения описывается соотношением (5.66), для реализуемой ЭКЕ можно записать

$$C_{\text{ВХ}}(U_y) = C \frac{R_1 R_2}{R_3} G(U_y) = NC \frac{R_1 R_2}{4R_3} \cdot \frac{G_{\text{МАКС}}}{U_{\text{ЗИ.ОТС}}} U_y. \quad (5.82)$$

Требуемый угловой коэффициент характеристики $C_{\text{ВХ}} = f(U_y)$ (5.82) может быть установлен кратным, например десяти, путем изменения номиналов элементов схемы C , R_1 – R_3 и/или числа N , что позволит иметь в удобном виде отсчет реализуемой ЭКЕ по управляющему напряжению. Действительно, можно выполнить условие, при котором напряжение управления величиной в 1 В будет соответствовать, например 1 мкФ ЭКЕ.

Проведем аналогичный анализ схемы ИПС (рис. 5.13, б), моделирующего высокочастотную ЭГИ и работающего на основе инвертора отрицательного сопротивления (ИОС), реализуемого на ОУ1, и КОС, реализуемого на ОУ2, с учетом полной проводимости Y (5.70) используемого конденсатора и замещенного ПТ резистора R_4 .

Полное входное сопротивление этой схемы определим, используя закон Ома, в соответствии с которым

$$Z_{\text{ВХ}} = \frac{U}{I} = \frac{UR_2}{U - U'} = R_2 / \left(1 - \frac{U'}{U} \right). \quad (5.83)$$

Входное напряжение U с учетом идеальности используемых ОУ связано с выходным напряжением ОУ2 U'' двойкой:

$$U'' = U \left(1 + \frac{R_4}{R_1} \right), \quad (5.84)$$

$$U'' = U(1 + R_3 Y) - U' R_3 Y = U \left[1 + Y R_3 \left(1 - \frac{U'}{U} \right) \right]. \quad (5.85)$$

Решая совместно (5.84) и (5.85), находим знаменатель соотношения (5.83):

$$1 - \frac{U'}{U} = \frac{R_4}{Y R_1 R_3}, \quad (5.86)$$

который с учетом (5.70) определяет входное полное сопротивление в последовательной схеме замещения (рис. 5.14, а):

$$Z_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХ}} + j\omega L_{\text{ВХ}} = \frac{(G + j\omega C) R_1 R_2 R_3}{R_4}. \quad (5.87)$$

Разделяя действительные и мнимые составляющие (5.87), получаем эквивалентную гираторную индуктивность:

$$L_{\text{ВХ}} = C \frac{R_1 R_2 R_3}{R_4} \quad (5.88)$$

и активное входное сопротивление:

$$R_{\text{ВХ}} = G \frac{R_1 R_2 R_3}{R_4}, \quad (5.89)$$

которые позволяют установить, что эквивалентная добротность реализуемой индуктивности при условии идеальности используемых ОУ так же, как и добротность конвертируемой емкости (5.77), ограничена добротностью используемого конденсатора:

$$Q_{\text{ЭКВ}} = \frac{\omega L_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}}} = \frac{\omega C}{G} = Q_C. \quad (5.90)$$

При неидеальных ОУ (в основном по $R_{\text{ВХ.Д}}$ и K_0) необходимо принимать во внимание и влияние на результирующую добротность их расчетной величины активной составляющей сопротивления $R_{\text{ВХ}}^*$, получаемой с учетом обратных связей, действующих в схеме ИПС (см. рис. 5.13, б). Данное сопротивление, шунтируя эквивалентные параметры (рис. 5.14, б), снижает результирующую добротность гираторной индуктивности.

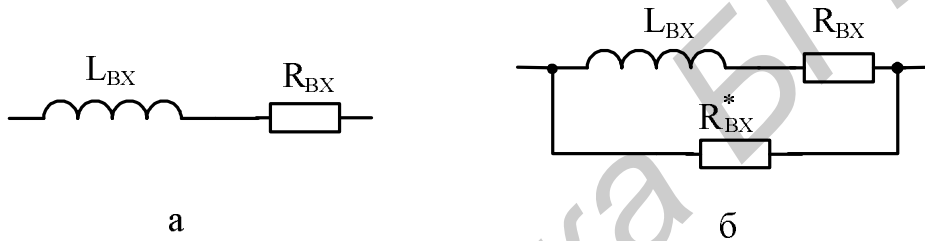


Рис. 5.14. Эквивалентные схемы замещения гираторной индуктивности для определения её эквивалентной добротности

Полная проводимость эквивалентной схемы (см. рис. 5.14, б) в параллельной схеме замещения с учетом (5.90)

$$Y_{\text{ЭКВ}}^* = G_{\text{ЭКВ}}^* + j\omega B_{\text{ЭКВ}}^* = \frac{1}{R_{\text{ВХ}}^*} + \frac{1}{R_{\text{ВХ}} + j\omega L_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{R_{\text{ВХ}}^*} + \frac{1}{R_{\text{ВХ}}(1 + Q_C^2)} - \frac{j\omega L_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}}^2(1 + Q_C^2)}$$

позволяет оценить результирующую добротность гираторной индуктивности:

$$Q_{\text{ЭКВ}}^* = \frac{\omega B_{\text{ЭКВ}}^*}{G_{\text{ЭКВ}}^*} = \frac{Q_C}{(Q_C^2 + 1) \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}}^*} + 1}. \quad (5.91)$$

Погрешность реализации добротности гираторной индуктивности, обусловленную неидеальностью применяемых ОУ, оценим, сравнивая соотношения (5.90) и (5.91):

$$\delta Q_{\text{ЭКВ}} = \frac{Q_{\text{ЭКВ}}}{Q_{\text{ЭКВ}}^*} - 1 = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}}^*} (Q_C^2 + 1). \quad (5.92)$$

Расчетное входное сопротивление ОУ1, определяемое с учетом действия обратных связей в схеме ИПС (см. рис. 5.13, б):

$$R_{\text{ВХ}}^* = \frac{U}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{U}{\Delta U} R_{\text{ВХ.Д}} = \frac{R_{\text{ВХ.Д}} K_0}{U' / U}, \quad (5.93)$$

где $I_{\text{ВХ}}$ и ΔU – входной ток и разность потенциалов между входами ОУ1; U'/U – отношение напряжений, определяемое из соотношения (5.86) с учетом (5.70), (5.89) и (5.90):

$$\frac{U'}{U} = 1 - \frac{R_4}{(G + j\omega C)R_1R_3} = 1 - \frac{1}{\frac{R_{\text{ВХ}}}{R_2}(Q_C^2 + 1)} + \frac{jQ_C}{\frac{R_{\text{ВХ}}}{R_2}(Q_C^2 + 1)}. \quad (5.94)$$

Так как коэффициент передачи (5.94) оказался комплексным (в схеме действует реактивная обратная связь), то в формуле (5.93) необходимо использовать его модуль:

$$R_{\text{ВХ}}^* = \frac{R_{\text{ВХ.Д}} K_0}{\sqrt{\left[1 - \frac{1}{(Q_C^2 + 1)R_{\text{ВХ}}/R_2}\right]^2 + \left[\frac{Q_C}{(Q_C^2 + 1)R_{\text{ВХ}}/R_2}\right]^2}}. \quad (5.95)$$

Если считать применяемый конденсатор идеальным, т.е. $G = 0$, то соотношение (5.95) существенно упрощается:

$$R_{\text{ВХ}}^* \Big|_{G \rightarrow 0} = \frac{R_{\text{ВХ.Д}} K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_4}{\omega C R_1 R_3}\right)^2}}. \quad (5.96)$$

Анализируя реализуемую гираторную индуктивность, замечаем, что ИПС (см. рис. 5.13, б) содержит единственный элемент схемы R_4 , входящий в знаменатель (5.88), который может быть заменен ЭОП, причем этот элемент не имеет связи с общей шиной, что усложняет схемотехнику линеаризации выходной характеристики ПТ, так как его сток и исток находятся под произвольным потенциалом. В таком случае необходимо предусматривать меры по исключению влияния напряжения истока $U_{\text{и}}$ на цепь управления ПТ и созданию результирующего напряжения между затвором и истоком, соответствующего (5.52), с учетом напряжения стока $U_{\text{с}}$.

В схеме ИПС (см. рис. 5.13, б), если бы не требовалась линеаризация выходной характеристики ПТ, то необходимо было бы создать разность потенциалов между затвором и истоком по переменному току сигнала, равную нулю ($U_{\text{зи}} = 0$). Это означает, что на затвор ПТ необходимо было бы подать такое напряжение, которое действует на истоке при функционировании ИПС ($U_3 = U_{\text{и}}$). Только в этом случае можно было бы утверждать, что характеристика управления ПТ не будет подвержена влиянию переменного напряжения $U_{\text{и}}$.

Итак, в рассматриваемой схеме ИПС (см. рис. 5.13, б) линеаризация характеристик ПТ осуществляется следующим образом. С одной стороны, напряжение истока ослабляется с помощью резистивного делителя, подключенного к выходу ОУ2, в $(R/N \parallel R)/(R + R/N \parallel R) = 1/(N + 2)$ раз с образованием на неинвертирующем входе ОУ3 напряжения $U_{\text{и}}/(N + 2)$. С другой стороны, и напряжение стока, которое через повторитель на ОУ4, чтобы

не шунтировать канал, подается на тот же делитель, ослабляется в $1/(N+2)$ раз с образованием на неинвертирующем входе ОУ3 суммарного напряжения $(U_c + U_{и})/(N+2)$, которое после усиления в неинвертирующей ОС в $(1 + NR/2R)$ раз создает на затворе ПТ напряжение

$$U_3 = \frac{U_c + U_{и}}{N+2} \left(1 + \frac{N}{2}\right) = \frac{U_c + U_{и}}{2}, \quad (5.97)$$

а между затвором и истоком

$$U_{зи} = U_3 - U_{и} = \frac{U_c + U_{и}}{2} - U_{и} = \frac{U_c - U_{и}}{2} = \frac{U_{си}}{2}, \quad (5.98)$$

что и необходимо для линеаризации выходных характеристик ПТ.

К напряжениям затвора ПТ (5.97) и (5.98) подводятся напряжения управления и смещения координат, соответствующие (5.64) и (5.65). В связи с тем, что схема линеаризации в остальном остается прежней (см. рис. 5.12 и 5.13, б), соотношение (5.66), описывающее характеристику проводимости канала ПТ в функции управляющего напряжения, используем и для реализуемой на основании (5.88) ЭИ:

$$L_{ВХ}(U_y) = CR_1R_2R_3G(U_y) = NCR_1R_2R_3 \frac{G_{МАКС}}{4U_{зи.ОТС}} U_y. \quad (5.99)$$

Требуемый угловой коэффициент характеристик $L_{ВХ} = f(U_y)$ (5.99) может быть установлен кратным, например десяти, путем соответствующего выбора номиналов элементов схемы C, R_1-R_3 или числа N .

5.2.8. Отрицательная гираторная индуктивность

Гираторы, реализующие отрицательные индуктивности, или ИОС находят применение как схемотехнические элементы, улучшающие технические характеристики различных МЭУ, а также расширяющие их функциональные возможности. Они могут быть получены на основе КОС, если в качестве полного сопротивления Z использовать катушку индуктивности. Такая реализация отрицательной индуктивности несовместима с интегральной технологией из-за проблемы индуктивности в микроэлектронике.

С целью обеспечения возможности реализации высокостабильной отрицательной индуктивности на микроэлектронной основе без применения катушки индуктивности изобретен ИОС (рис. 5.15) [18], который основан на использовании ОУ в режиме реактивной (емкостной) ООС и активной ПОС с организацией его стабильной работы путем охвата глубокой ООС по постоянному току.

Предложенный ИОС для моделирования отрицательной индуктивности при положениях переключателей $S1$ и $S2$, показанных на рис. 5.15, работает следующим образом.

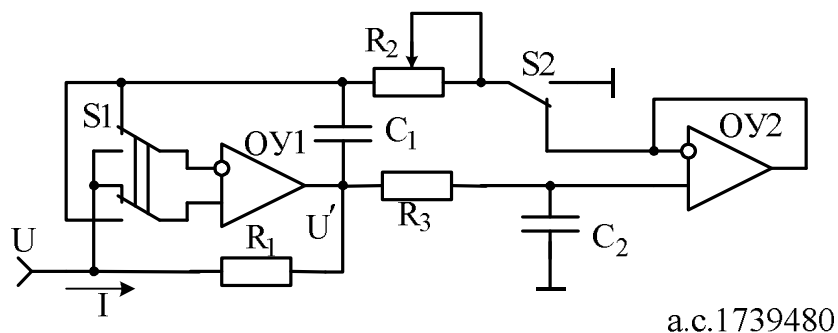


Рис. 5.15. Имитатор отрицательной индуктивности

При подключении между входом и общей шиной ИОС источника сигнала с напряжением U на выходе ОУ1 образуется напряжение U' . Под влиянием разности напряжений $U - U'$, действующей между неинвертирующим входом и выходом ОУ1, по резистору R_1 протекает ток I , который совместно с напряжением источника сигнала U определяет по аналогии с выражением (5.83) полное входное сопротивление, реализуемое ИОС.

Под действием переменного выходного напряжения U' ОУ1 через конденсатор C_1 , резистор R_2 и пренебрежимо малое выходное сопротивление

$$R_{\text{ВЫХ}}^* = R_{\text{ВЫХ}} / (1 + K_0), \quad (5.100)$$

где $R_{\text{ВЫХ}}$, K_0 – выходное сопротивление и коэффициент передачи без ООС ОУ2, протекает переменный ток, который на резисторе R_2 создает напряжение, точно равное входному напряжению U :

$$\frac{U' R_2}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_1}} = U.$$

Отсюда находим искомое отношение напряжений, представляющее коэффициент передачи ОУ1 с ООС:

$$\frac{U'}{U} = 1 + \frac{1}{j\omega C_1 R_2},$$

подставляя которое в соотношение (5.83) с учетом индекса при R , получаем искомое полное входное сопротивление:

$$Z_{\text{ВХ}} = -j\omega C_1 R_1 R_2 = j\omega L_{\text{ЭКВ}}, \quad (5.101)$$

где

$$L_{\text{ЭКВ}} = -C R_1 R_2. \quad (5.102)$$

Из соотношения (5.101) следует, что входное сопротивление, реализуемое схемой (см. рис. 5.15), носит отрицательный чисто индуктивный характер и имеет эквивалентную отрицательную индуктивность, определяющуюся выражением (5.102). Изменяя номинальные значения величин параметров, входящих в формулу (5.102), можно в широких пределах регулировать величину реализуемой отрицательной индуктивности.

Переменная составляющая тока, образуемая под влиянием выходного напряжения U' ОУ1, проходит также через резистор R_3 и конденсатор C_2 , образующих ФНЧ, отфильтровывается данным фильтром, не создавая на неинвертирующем входе ОУ2 заметного напряжения. Номинальное значение емкости второго конденсатора выбирают намного больше номинального значения емкости первого конденсатора ($C_2 \gg C_1$), а постоянную времени ФНЧ реализуют намного большей периода $T_H = 1/f_H$ самого низкочастотного сигнала, поступающего на вход устройства:

$$\tau = R_3 C_2 \gg T_H. \quad (5.103)$$

Постоянная составляющая напряжения U' , возможно, появляющаяся на выходе ОУ1 (этот усилитель сам по себе не охвачен ООС по постоянному току), беспрепятственно проходит через резистор R_3 на неинвертирующий вход ОУ2 и с коэффициентом передачи, весьма близким к единице:

$$K = \frac{K_0}{1 + K_0}, \quad (5.104)$$

передается на выход, а затем через резистор R_2 воздействует на инвертирующий вход ОУ1, охватывая тем самым ООС по постоянному току предельной глубины оба ОУ, что существенно улучшает стабильность работы ИОС в целом.

Изменяя частоту f_c сигнала, подаваемого на вход по отношению к общей шине, входной ток I ИОС, нагружающий источник сигнала U , изменяется в широких пределах от некоторой максимальной величины $I_{\text{МАКС}}$ до минимальной $I_{\text{МИН}}$. Максимальная величина входного тока определяется максимально возможным напряжением на выходе ОУ1 $U'_{\text{МАКС}} < U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$ ($U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$ – максимальное выходное напряжение ОУ1, параметр усилителя) и минимальным номинальным значением резистора R_1 ($I_{\text{МАКС}} = U'_{\text{МАКС}}/R_1$) на некоторой самой низкой частоте $f_{\text{СН}}$, на которой сопротивление емкости конденсатора C_1 велико, а сопротивление емкости конденсатора C_2 еще мало. Частота верхнего среза ФНЧ, образованного резистором R_3 и конденсатором C_2 , определяется из условия

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_2 R_3} < f_{\text{СН}}. \quad (5.105)$$

Минимальное значение входного тока устремляется к нулю ($I_{\text{МИН}} \rightarrow 0$) (полное входное сопротивление (5.101) устремляется в бесконечность) на самой высокой частоте, на которой напряжение U' на выходе ОУ1 приближается к входному напряжению U за счет уменьшения сопротивления емкости конденсатора C_1 и, следовательно, охвата ООС предельной глубины по переменному току ОУ1, переводящей последний в режим повторения сигнала, с реализацией единичного коэффициента передачи (5.104).

Таким образом, диапазон изменения токов стремится к бесконечности ($I_{\text{МАКС}}/I_{\text{МИН}} \rightarrow \infty$), что позволяет спроектировать МЭУ для моделирования отрицательной индуктивности, изменяющейся в исключительно широких пределах.

С уменьшением частоты f_c до нулевых значений ($f_c \rightarrow 0$), на которых сопротивление емкости конденсатора C_2 заметно увеличивается с ухудшением фильтрующего действия, ОУ1 и ОУ2 охватываются ООС предельной глубины по переменному току (выходное напряжение U' приближается к входному U), и ток I через резистор R_1 снижается до нулевого уровня (полное входное сопротивление (5.101) устремляется в бесконечность).

В этой области нижних частот, когда влияние номинального значения емкости конденсатора C_1 не сказывается, под действием напряжения U' с выхода ОУ1 через резистор R_3 и конденсатор C_2 протекает переменный ток, который на C_2 создает напряжение, точно соответствующее входному напряжению (неинвертирующий вход ОУ2 и инвертирующий вход ОУ1 становятся эквипотенциальными): $U'/(1 + j\omega C_2 R_3) = U$.

Отсюда отношение напряжений $U'/U = 1 + j\omega C_2 R_3$, подставляя которое в формулу (5.83) с учетом индексов при R , получаем входное сопротивление:

$$Z_{\text{ВХ}} = -\frac{R_1}{j\omega C_2 R_2} = \frac{1}{j\omega C_{\text{ЭКВ}}}, \quad (5.106)$$

где

$$C_{\text{ЭКВ}} = -C_2 R_3 / R_1. \quad (5.107)$$

Из соотношения (5.106) видно, что в рассматриваемой области низких частот ИОС (см. рис. 5.15) эквивалентен КОС. На своем входе он реализует эквивалентную отрицательную емкость, которую можно регулировать, изменяя величину номинальных значений параметров элементов схемы, входящих в выражение (5.107).

Распорядясь соответствующим образом номинальными значениями параметров элементов схемы (см. рис. 5.15), можно спроектировать МЭУ для реализации как отрицательной индуктивности (5.102), так и отрицательной емкости (5.107), изменяющихся в широких пределах.

Предлагаемый ИОС [18] (см. рис. 5.15) по сравнению с известными техническими решениями выгодно отличается повышенной точностью и стабильностью. Возможность моделирования высокоточной отрицательной индуктивности на микронэлектронной основе без применения катушки индуктивности как таковой обеспечена благодаря использованию в устройстве ООС предельной глубины по постоянному току, позволившей существенно улучшить стабильность его работы в целом.

Без повторителя сигнала на ОУ2 и ФНЧ, образованного резистором R_3 и конденсатором C_2 , ИОС становится практически неработоспособным (погрешность реализации индуктивности стремится к бесконечности) даже в

том случае, когда второй вывод резистора R_2 соединен через переключатель $S2$ с общей шиной, вследствие неустойчивости работы ОУ1 из-за отсутствия в нем ООС по постоянному току.

При отсутствии такой связи ОУ1, накапливая заряд в конденсаторе C_1 , образует на своем выходе постоянное напряжение, приближающееся к уровню питающих напряжений, и становится неуправляемым (неработоспособным).

Введенная глубокая ООС по постоянному току практически полностью устраняет отмеченный недостаток. Для того чтобы ООС по постоянному току была более глубокой, желательно резистор R_1 подключить к выходу ОУ1 через разделительный конденсатор, исключив тем самым ПОС по постоянному току, глубина которой без этого конденсатора в сильной степени зависит от внутреннего сопротивления по постоянному току источника сигнала, подключаемого ко входу ИОС.

Погрешность реализации отрицательной индуктивности и отрицательной емкости с помощью предложенного ИОС определяется в основном нестабильностью элементов схемы, участвующих в образовании искомым величин в соответствии с выражениями (5.102) и (5.107), и может реально составлять десятые доли процента. В связи с этим выигрыш в повышении точности моделирования отрицательной индуктивности с помощью предложенного ИОС может составлять реально несколько тысяч.

Таким образом, предлагаемый ИОС [18] обладает высокой эффективностью и позволяет реализовать высокоточную отрицательную индуктивность на микроэлектронной основе. Этот ИОС, как наиболее эффективный, целесообразен для использования в качестве схмотехнического элемента в различных селективных МЭУ, а также в качестве мер отрицательных индуктивности и емкости радиоизмерительных приборов.

Отрицательную индуктивность на микроэлектронной основе можно реализовать и на одном ОУ, если воспользоваться результатами исследований КОС представленными в [16], поменяв с помощью переключателя $S1$ в схеме ИОС (см. рис. 5.15) лишь места подключения входов ОУ1 и соединив резистор R_2 через переключатель $S1$ с общей шиной. К сожалению, эти исследования выполнены нами после изобретения ИОС по схеме рис. 5.15 [18] и впервые опубликованы в [16].

В полученной таким образом схеме ИОС (переключатели $S1$ и $S2$ переведены в противоположное относительно указанного на рис. 5.15 положение) ПОС по постоянному току благодаря конденсатору C_1 исключается вовсе и действует только ООС через резистор R_1 . По переменному же току ситуация такова, что и в исходном положении переключателей $S1$ и $S2$. Причем входное сопротивление и реализуемая отрицательная индуктивность при идеальных ОУ определяется теми же соотношениями (5.101) и (5.102), что и для первого варианта схемы ИОС (см. рис. 5.15).

5.2.9. Измерение параметров конверторов и инверторов сопротивлений

К основным конвертируемым и инвертируемым параметрам КПС и ИПС относятся соответственно полные проводимости Y_x и полные сопротивления Z_x , процесс измерений которых специфичен: в ряде случаев неразрывная связь объектов исследования с общей шиной, большие номиналы, повышенные требования к точности и линейности характеристик преобразования параметров в напряжение и т.д. Упрощающим обстоятельством при реализации методов измерения конвертируемых и инвертируемых параметров является то, что эти измерения должны производиться на относительно невысоких частотах, и реализация измерительных устройств может быть основана на использовании достижений микросхемотехники с применением ОУ и других радиотехнических элементов низкочастотного диапазона.

При измерении параметров полных проводимостей (активной и реактивной составляющих) необходимо на КПС создавать стабильные уровни переменных напряжений, тогда токи в соответствии с законом Ома будут пропорциональны искомым параметрам. При измерениях же параметров полных сопротивлений, наоборот, следует обеспечивать стабильный уровень тока и регистрировать напряжения, которые будут образованы на ИПС.

В связи с этим в качестве преобразователя полных проводимостей в напряжение целесообразнее всего использовать рассмотренный в п. 5.2.6 ПТН (см. рис. 5.12), реализованный на основе неинвертирующей и дифференциальной ОС (рис. 5.16, а), а в качестве преобразователя полных сопротивлений – ГСТ с заземленной нагрузкой [16], реализованный на основе КОС (рис. 5.16, б).

С учетом ограниченного коэффициента передачи K_0 используемых в преобразователе полных проводимостей (см. рис. 5.16, а) ОУ разность напряжений, действующая между входами ОУ1,

$$U - \frac{U'_{\text{ВЫХ}}}{R_0 Y_x + 1} = \frac{U'_{\text{ВЫХ}}}{K_0}$$

позволяет найти пропорциональное измеряемой величине Y_x выходное напряжение ОУ1:

$$U'_{\text{ВЫХ}} = \frac{U(R_0 Y_x + 1)}{1 + \frac{R_0 Y_x + 1}{K_0}} \quad (5.108)$$

Дифференциальная ОС на основе ОУ2, исключая составляющую входного напряжения U в выходном $U'_{\text{ВЫХ}}$ (5.108), с учетом обозначенных на рис. 5.16, а элементов и напряжений описывается системой уравнений

$$\frac{U - U'}{R_2} = \frac{U' - U_{\text{ВЫХ}}}{NR_2}, \quad U'' = \frac{U'_{\text{ВЫХ}} NR_1}{NR_1 + R_1}, \quad U'' - U' = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_0},$$

решая которую относительно выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$, получаем

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{N(U'_{\text{ВЫХ}} - U)}{1 + (N + 1)/K_0}. \quad (5.109)$$

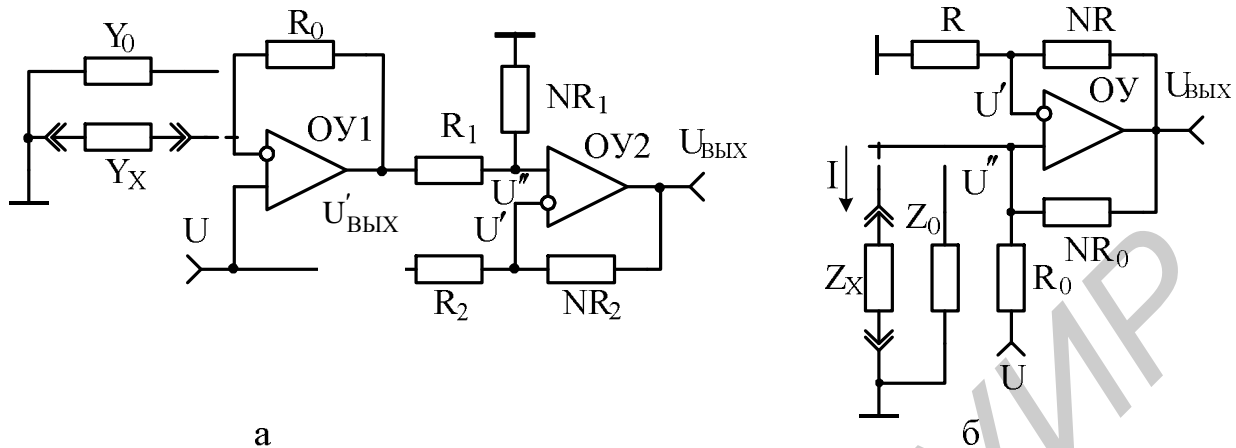


Рис. 5.16. Преобразователи полных проводимостей (а) и полных сопротивлений (б) в напряжение

Используя (5.108), для выходного напряжения (5.109) преобразователя в целом можно записать

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{NUR_0 Y_X [1 - (R_0 Y_X + 1)/(K_0 R_0 Y_X)]}{[1 + (R_0 Y_X + 1)/K_0] \cdot [1 + (N + 1)/K_0]}. \quad (5.110)$$

Как следует из (5.110), при $K_0 \rightarrow \infty$ выходное напряжение строго пропорционально преобразуемой величине Y_X :

$$U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = NUR_0 Y_X. \quad (5.111)$$

Погрешность (аддитивная составляющая) преобразования полной проводимости в напряжение, обусловленная конечной величиной коэффициентов передачи ОУ, вытекает из соотношений (5.110) и (5.111):

$$\delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty}}{U_{\text{ВЫХ}}} - 1 = \frac{[1 + (R_0 Y_X + 1)/K_0][1 + (N + 1)/K_0]}{1 - (R_0 Y_X + 1)/(K_0 R_0 Y_X)} - 1. \quad (5.112)$$

При выполнении на практике условия $(N + 1)/K_0 \ll 1$ или $K_0 \gg 1$ соотношение (5.112) упрощается:

$$\delta U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \gg 1} = \frac{(R_0 Y_X + 1)^2}{K_0 R_0 Y_X - 1} \leq \delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}. \quad (5.113)$$

Исходя из допустимой погрешности $\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}$ (5.113) и условия $R_0 Y_X < 1$ можем определить минимальный предел:

$$Y_{X.\text{МИН}} \geq \frac{1}{R_0 K_0 |\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}|}, \quad (5.114)$$

а из условия $R_0 Y_X > 1$ – максимальный предел преобразуемой проводимости:

$$Y_{X.МАКС} \leq \frac{|\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}| K_0}{R_0}, \quad (5.115)$$

при этом следует иметь ввиду то обстоятельство, что входящая в (5.114) и (5.115) допустимая погрешность не должна быть меньше погрешности (5.113) при $R_0 Y_X = 1$:

$$|\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}| \geq \frac{4}{K_0}. \quad (5.116)$$

Диапазон преобразуемых проводимостей следует из (5.114) и (5.115):

$$D = \frac{Y_{X.МАКС}}{Y_{X.МИН}} = (\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}} K_0)^2. \quad (5.117)$$

Для $|\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}| = 0,1\%$ и $K_0 = 10^5$ диапазон (5.117) $D = 10^4$.

Преобразователь полных сопротивлений в напряжение с учетом обозначенных на рис. 5.16, б элементов и напряжений описывается системой уравнений

$$\begin{cases} \frac{0 - U'}{R} = \frac{U' - U_{\text{ВЫХ}}}{NR}, & (5.118) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U'' = U' + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_0}, & (5.119) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{U - U''}{R_0} = \frac{U'' - U_{\text{ВЫХ}}}{NR_0} + \frac{U''}{Z_X}. & (5.120) \end{cases}$$

На основании (5.118) и (5.119) получаем напряжение на исследуемом объекте:

$$U'' = U_{\text{ВЫХ}} \left(\frac{1}{N+1} + \frac{1}{K_0} \right),$$

с помощью которого и (5.120) находим протекающий через объект ток:

$$I = \frac{U''}{Z_X} = \frac{U}{R_0} - \frac{N+1}{NR_0} \cdot \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_0} = \frac{U}{R_0} \left[1 + \frac{(N+1)^2 Z_X}{NR_0 (K_0 + N + 1)} \right]. \quad (5.121)$$

При измерениях целесообразно использовать не напряжение U'' , образуемое на исследуемом элементе при протекании стабильного тока I (5.121), а напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$, получаемое на выходе преобразователя, что позволяет исключить влияние других функциональных блоков, участвующих в измерительном процессе.

В связи с этим на основании (5.120) и (5.121) для выходного напряжения преобразователя можно записать:

$$U_{\text{ВЫХ}} = I Z_X \frac{K_0}{1 + \frac{K_0}{N+1}} = \frac{(N+1) U Z_X}{R_0 \left[1 + \frac{N+1}{K_0} \left(1 + \frac{N+1}{NR_0} Z_X \right) \right]}. \quad (5.122)$$

При бесконечно большом коэффициенте передачи ОУ ($K_0 \rightarrow \infty$) выходное напряжение преобразователя (5.122) пропорционально измеряемому полному сопротивлению:

$$U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = \frac{[N+1]U}{R_0} Z_x. \quad (5.123)$$

Погрешность (аддитивная составляющая) преобразования полного сопротивления в напряжение, обусловленная конечной величиной коэффициента передачи ОУ, определяется на основании (5.122) и (5.123):

$$\delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty}}{U_{\text{ВЫХ}}} - 1 = \frac{N+1}{K_0} \left(1 + \frac{N+1}{NR_0} Z_x \right). \quad (5.124)$$

Погрешность (5.124) может быть минимизирована, если выбрать оптимальное значение числа N , которое определим из условия равенства нулю производной от (5.124) по данному параметру:

$$\frac{\partial \delta U_{\text{ВЫХ}}}{\partial N} = \frac{N^2(R_0 + Z_x) - Z_x}{N^2 R_0 K_0} \Big|_{N = N_{\text{opt}}} = 0.$$

Отсюда

$$N_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{1}{1 + R_0 / Z_x}}. \quad (5.125)$$

Так как оптимальное значение числа N (5.125) зависит от величины измеряемого параметра Z_x , а в процессе измерений изменение его в сторону меньше единицы нежелательно, то можно ограничиться величиной $N_{\text{opt}} = 1$. Это позволяет измерять предельно возможные значения параметров Z_x при минимально возможной погрешности (5.124). Действительно, при модуле полного сопротивления $|Z_x| \rightarrow \infty$ или $|Z_x| \gg R_0$ число (5.125)

$$N_{\text{opt}} \Big|_{|Z_x| \gg R_0} = 1, \quad (5.126)$$

погрешность (5.124)

$$\delta U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{N=1} = \frac{2}{K_0} \left(1 + 2 \frac{Z_x}{R_0} \right), \quad (5.127)$$

а выходное напряжение (5.123)

$$U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty, N=1} = \frac{2U}{R_0} Z_x \quad (5.128)$$

становится удобным для практического использования.

Если применить ОУ с $K_0 = 10^5$ и измерять параметры полных сопротивлений в соотношении $|Z_x|/R_0 = 100$, то в соответствии с (5.125) и (5.127) получим $N_{\text{opt}} \approx 1$, $\delta U_{\text{ВЫХ}} \approx 0,4\%$.

При тех же параметрах ОУ и $|Z_x|/R_0 = 1$ в соответствии с (5.125) и (5.124) $N_{opt} = 1/\sqrt{2} = 0,707$ и $\delta U_{\text{ВЫХ}} \approx 0,0058\%$. Данная погрешность при $N_{opt} = 1$ составляет $\delta U_{\text{ВЫХ}} = 0,006\%$, что подтверждает целесообразность принятия условия (5.126) для практического использования при измерениях как больших, так и малых значений Z_x .

Исходя из допустимой погрешности $\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}$ на основании (5.127) можно задать требования к пределу преобразования полного сопротивления в напряжение:

$$Z_{x,\text{МАКС}} \leq (\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}} |K_0 / 2 - 1|) R_0 / 2. \quad (5.129)$$

При $|\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}| = 0,1\%$ и $K_0 = 10^5$ в соответствии с (5.129) $Z_{x,\text{МАКС}}/R_0 \leq 245$. Минимальное же значение преобразуемого полного сопротивления при этом стремится к нулю ($Z_{x,\text{МИН}} \rightarrow 0$) с погрешностью (5.127)

$\delta U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{Z_x \rightarrow 0} = 2/K_0 < \delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}$, а диапазон преобразуемых величин $D = Z_{x,\text{МАКС}}/Z_{x,\text{МИН}}$ устремляется в бесконечность ($D \rightarrow \infty$).

На рис. 5.17 представлена обобщенная схема преобразователя эквивалентных параметров КПС и ИПС в напряжение, которая разработана на основе рассмотренных схем (см. рис. 5.16) с числом $N = 1$.

В положении сопряженных переключателей S4, показанном на рис. 5.17, реализуется режим измерения эквивалентных параметров КПС, а в противоположной позиции – режим измерения ИПС. При измерениях параметров ИПС ОУ2 работает в режиме повторителя сигнала с результирующим коэффициентом передачи 0,5, так как все резисторы в схеме одного номинала ($R = 10 \text{ кОм}$).

В связи с этим для выходных напряжений преобразователя (см. рис. 5.17), работающего в режимах измерения соответственно полных проводимостей и сопротивлений, на основании (5.111) и (5.128) можно записать:

$$U_{\text{ВЫХ.}Y_x} = U R Y_x, \quad (5.130)$$

$$U_{\text{ВЫХ.}Z_x} = \frac{U}{R} Z_x. \quad (5.131)$$

К данному преобразователю посредством переключателей S3 и S1 подключаются образцовые элементы для калибровки схемы в виде емкости C_0 , сопротивления R_0 и индуктивности L_0 . В третьем положении переключателя S1 к информационному входу преобразователя может подключаться элемент с активной составляющей проводимости $G_x = G(U_{3И})$ в виде ПТ, а с помощью переключателя S3 – исследуемые полные проводимости Y_x КПС или сопротивления Z_x ИПС. Посредством переключателя S2 последовательно с образцовой L_0 включается отрицательная гираторная индуктивность L_x (см. рис. 5.15) для исследований.

Образцовая индуктивность L_0 из-за большого номинала в 10 Гн выполнена по схеме высокодобротной незаземленной гираторной индуктивности [16], параметры которой могут быть описаны с учетом обозначенных на рис. 5.18 элементов и потенциалов на их выводах.

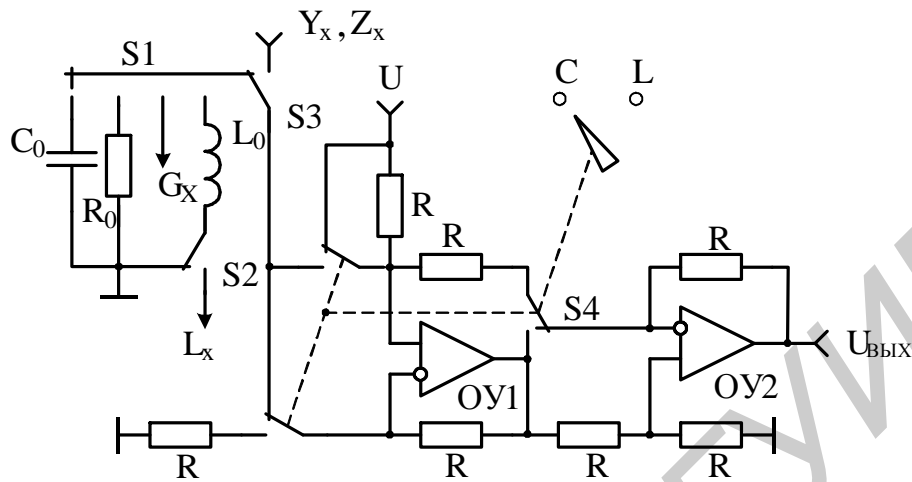


Рис. 5.17. Преобразователь параметров КПС и ИПС в напряжение

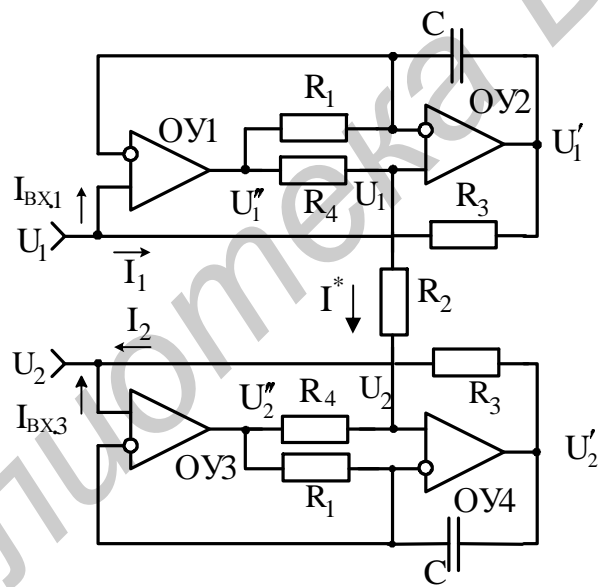


Рис. 5.18. Образцовая незаземленная гираторная индуктивность

Втекающий ток $I_1 = (U_1 - U'_1)/R_3$ и вытекающий ток $I_2 = (U'_2 - U_2)/R_3$ при изолированных от общей шины входах являются равными. Это позволяет найти протекающий по входам ток

$$I = \frac{I_1 + I_2}{2} = \frac{(U_1 - U_2) - (U'_1 - U'_2)}{2R_3},$$

который определяет полное сопротивление ИПС:

$$Z_0 = \frac{U_1 - U_2}{I} = \frac{2R_3}{1 - \frac{U_1 - U_2}{U_1 - U_2}}. \quad (5.132)$$

Под влиянием разности потенциалов, действующих между выходами ОУ1 и ОУ3, по элементам R_4 , R_2 , R_4 схемы протекает ток

$$I^* = \frac{U_1'' - U_1}{R_4} = \frac{U_1 - U_2}{R_2} = \frac{U_2 - U_2''}{R_4},$$

который дает возможность установить связь этих потенциалов с входными напряжениями:

$$U_1'' = U_1 + \frac{(U_1 - U_2)R_4}{R_2}, \quad U_2'' = U_2 - \frac{(U_1 - U_2)R_4}{R_2}. \quad (5.133)$$

В свою очередь выходные напряжения ОУ2 и ОУ4 с учетом (5.133)

$$U_1' = U_1 \left(\frac{1}{j\omega CR_1} + 1 \right) - U_1'' \frac{1}{j\omega CR_1} = U_1 - \frac{(U_1 - U_2)R_4}{j\omega CR_1 R_2}, \quad (5.134)$$

$$U_2' = U_2 \left(\frac{1}{j\omega CR_1} + 1 \right) - U_2'' \frac{1}{j\omega CR_1} = U_2 + \frac{(U_1 - U_2)R_4}{j\omega CR_1 R_2}. \quad (5.135)$$

Разность напряжений (5.134) и (5.135)

$$U_1' - U_2' = (U_1 - U_2) \left(1 - \frac{2R_4}{j\omega CR_1 R_2} \right)$$

позволяет записать полное сопротивление (5.132) ИПС:

$$Z_0 = j\omega CR_1 R_2 R_3 / R_4 = j\omega L_0 \quad (5.136)$$

и, следовательно, его изолированную образцовую индуктивность:

$$L_0 = CR_1 R_2 R_3 / R_4. \quad (5.137)$$

Сравнивая (5.136) с результатами, приведенными в п. 5.2.7, замечаем, что добротность полученной незаземленной гираторной индуктивности Q_0 так же, как и заземленной, определяется добротностью Q_C используемых конденсаторов ($Q_0 = Q_C$), а при реальных ОУ (идентичных по $R_{вх.д}$ и K_0) – и активной составляющей их входного сопротивления с учетом влияния обратных связей R_0^* . В связи с этим на основании (5.91) с учетом (5.90) применительно к данному случаю результирующая добротность

$$Q_0^* = \frac{Q_C}{(Q_C^2 + 1) \frac{\omega L_0}{R_0^* Q_C} + 1} \approx \frac{Q_C}{\frac{\omega L_0 Q_C}{R_0^*} + 1}. \quad (5.138)$$

Втекающий входной ток ОУ1 (см. рис. 5.18) $I_{вх.1} = \Delta U_1 / R_{вх.д} = U_1'' / (K_0 R_{вх.д})$ и вытекающий входной ток ОУ3 $I_{вх.3} = -\Delta U_3 / R_{вх.д} =$

$= -U_2'' / (K_0 R_{ВХ.Д})$, где ΔU_1 и ΔU_3 – разности напряжений, действующие между входами реальных ОУ1 и ОУ3, позволяют отыскать ток

$$I_{ВХ} = (I_{ВХ.1} + I_{ВХ.3}) / 2 = (U_1'' - U_2'') / (2R_{ВХ.Д} K_0),$$

который определяет шунтирующее образцовую индуктивность сопротивление

$$R_0^* = \frac{U_1 - U_2}{I_{ВХ}} = 2R_{ВХ.Д} K_0 (U_1 - U_2) / (U_1'' - U_2''). \quad (5.139)$$

Отношение разностей напряжений, входящее в (5.139) и определяемое из (5.133),

$$\frac{U_1'' - U_2''}{U_1 - U_2} = 1 + \frac{2R_4}{R_2}$$

позволяет записать искомое сопротивление:

$$R_0^* = \frac{2R_{ВХ.Д} K_0}{1 + 2R_4 / R_2}. \quad (5.140)$$

Погрешность в реализации добротности образцовой гираторной индуктивности, обусловленная неидеальностью применяемых ОУ, определяется по аналогии с (5.92) на основании (5.138) с учетом (5.140) и $Q_0 = Q_C$:

$$\delta Q_0 = \frac{Q_0}{Q_0^*} - 1 = \frac{\omega L_0 (Q_C^2 + 1)}{R_0^* Q_C} \approx \frac{\omega L_0 Q_C}{R_0^*}. \quad (5.141)$$

Для ИПС (см. рис. 5.18) с резисторами $R_1 = R_4 = 10$ кОм, $R_2 = R_3 = 100$ кОм, конденсатором $C = 1$ нФ, $Q_C = 10^3$ и ОУ типа К140УД8 ($R_{ВХ.Д} = 8$ МОм, $K_0 = 25 \cdot 10^3$) на частоте $f = 1,59$ кГц в соответствии с (5.137), (5.140), (5.138) и (5.141) получаем $L_0 = 10$ Гн, $R_0^* = 333$ ГОм, $Q_0^* = 999,7$ и $\delta Q_0 = 0,03\%$.

5.3. Описание лабораторной установки.

Лабораторная установка, принципиальная схема которой представлена на рис. 5.19, предназначена для исследования свойств и режимов работы всех рассмотренных в теоретической части МЭУ. Она разработана на основе полупроводниковых ИС типа К140УД8 (ОУ), КР554СА3 (компаратор), К561КП2 (мультиплексор), К561ИЕ10 (двоичный счетчик), а также ПТ с каналом р-типа КП304А, работающим в режиме обогащения.

5 Фильтрующие устройства

5

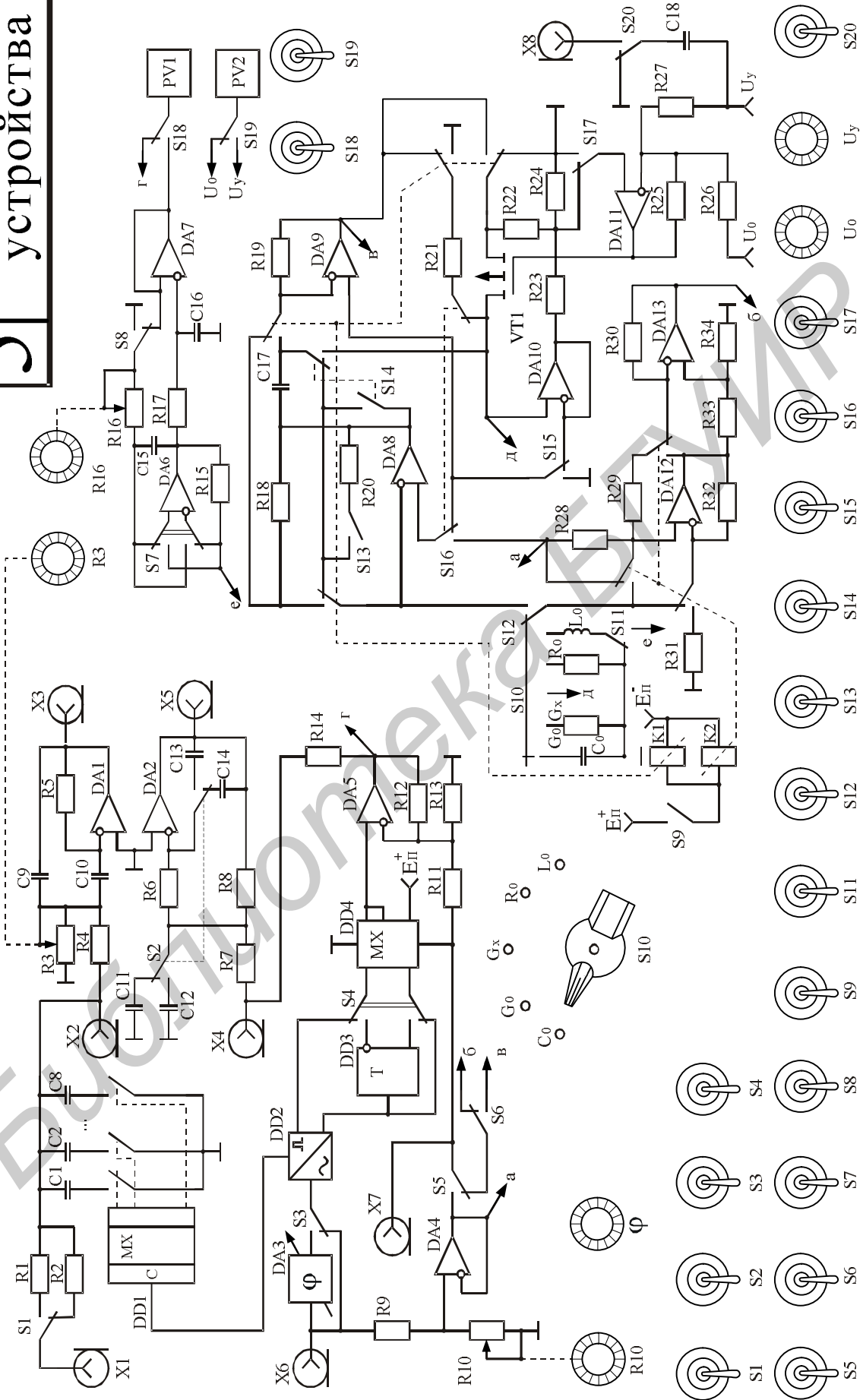


Рис. 5.19. Лабораторная установка для исследования микроселекционных фильтрующих устройств

Лабораторная установка (см. рис. 5.19) имеет необходимые органы управления, с помощью которых осуществляется коммутация электрических цепей с целью обеспечения соответствующих режимов работы исследуемых МЭУ. Используемые двухполюсные переключатели $S1...S20$, за исключением $S10$, в выключенном состоянии (нижнее положение рукояток) соответствуют коммутации, изображенной на принципиальной схеме (см. рис. 5.19). При переводе этих переключателей в верхнее положение состояние коммутации цепей изменяется на противоположное. Многополюсный переключатель $S10$ устанавливаются в соответствии с обозначенными параметрами.

Исследуемый СФ с коммутируемыми конденсаторами $C_1...C_8$ и резисторами R_1, R_2 (см. рис. 5.19) выполнен на ИС DD1 в виде мультиплексора K561КП2 (DD1.2) и схемы управления на двоичном счетчике K561ИЕ10 (DD1.1), работающего в режиме непрерывного счета и управляемым импульсами, формируемыми преобразователем синусоидального напряжения в импульсное DD2, реализованного на компараторе КР554СА3. Часть полной принципиальной схемы лабораторной установки в виде принципиальной схемы исследуемых фильтрующих устройств представлена на рис. 5.20. С помощью переключателя $S1$ осуществляется изменение постоянной времени RC-цепи, влияющей на параметры СФ (5.31) и (5.32). На клемму X1 подводится входной сигнал, а с клеммы X2 снимается выходной сигнал СФ.

К выходу СФ подключен ПФ, собранный на ОУ (DA1) резисторах $R_3...R_5$ и конденсаторах C_9 и C_{10} . Клемма X2 является общей для СФ и ПФ.

Активный ФНЧ второго порядка реализован на ОУ (DA2) резисторах $R_6...R_8$ и конденсаторах $C_{11}...C_{14}$. Сдвоенный переключатель $S2$ позволяет изменять число m (5.21), определяющее соотношение между номиналами емкостей конденсаторов $C_{11}...C_{14}$, и, следовательно, получать АЧХ, соответствующие фильтрам Баттерворта и Чебышева.

СФ-демодулятор выполнен на ИС DA5 (K140УД8) и ИС DD4 (K561КП2), представляющей собой мультиплексор с запараллеленными каналами, образующими идеализированный АК (см. рис. 5.7) со схемой управления, и резисторах $R_{11}...R_{13}$. С помощью сдвоенного переключателя $S4$ на управляющий вход АК DD4 воздействуют импульсные сигналы с выходов преобразователя DD2 или делителя частоты на два DD3 (ИС типа K561ИЕ10).

На информационный вход СД подается сигнал посредством переключателя $S5$ с выхода повторителя DA4, на вход которого подводится напряжение с клеммы X6 через делитель на резисторах R_9 и R_{10} . Это напряжение, регулируемое переменным резистором R_{10} , может быть проконтролировано на клемме X7. Синусоидальный сигнал с клеммы X6, являющийся одновременно и управляющим, через электронно-управляемый фазовращатель DA3, реализованный по схеме, приведенной на рис. 5.10, подлежит преобразованию в импульсный в DD2.

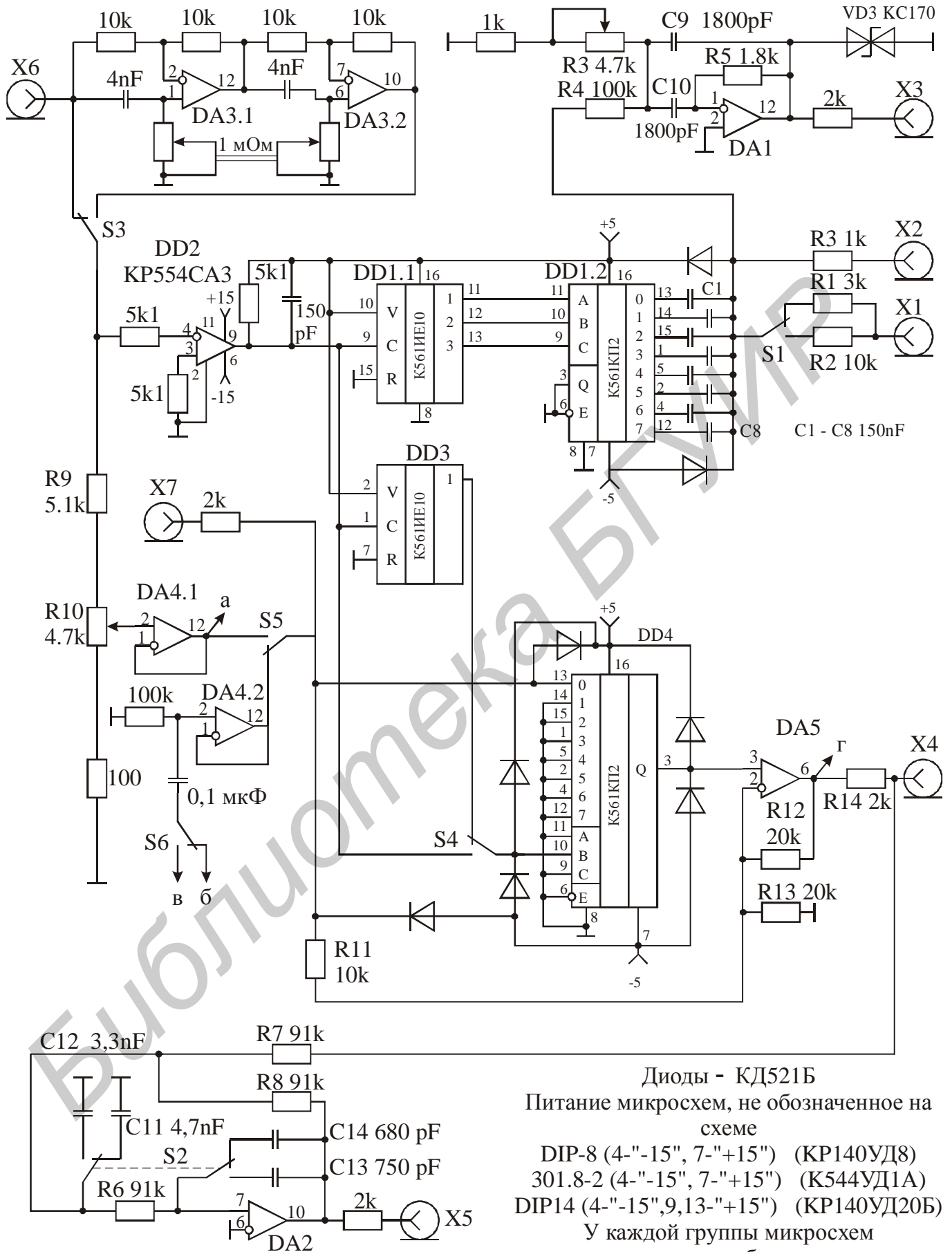


Рис. 5.20. Принципиальная схема исследуемых фильтрующих устройств

Так как рассматриваемый СД является многофункциональным (используемый совместно с электронно-управляемым фазовращателем для разделения активной и реактивной составляющих исследуемых МЭУ), то на его информационный вход через переключатели S5 и S6 могут подаваться сигналы и с других точек схемы, например точек «б» и «в». Выходной же сигнал (точка «г») через резистор R₁₄ и переключатель S18 соответственно передается для дальнейшей обработки на вход (клемму X4) ФНЧ и на встроенный вольтметр PV1.

Отрицательная гираторная индуктивность реализована по схеме ИОС (см. рис. 5.15) на двух ОУ (DA6 и DA7), резисторах R₁₅...R₁₇ и конденсаторах C₁₅, C₁₆. Переменный резистор R₁₆ осуществляет регулировку величины этой индуктивности, а переключатели S7 и S8 моделируют режим ее работы, контролируемый встроенным вольтметром PV1 при включенном переключателе S18. С помощью переключателя S11 ИОС (точка «е») соединяется последовательно с образцовой гираторной индуктивностью L₀ для исследований.

Электронно-управляемые КПС и ИПС, моделирующие соответственно ЭКЕ и ЭГИ, осуществлены по схемам (см. рис. 5.13) на двух ОУ (DA8 и DA9), резисторах R₁₈...R₂₁, конденсаторе C₁₇ и ПТ VT1 со схемой линейаризации на двух ОУ (DA10 и DA11) и резисторах R₂₂...R₂₇. В положении контактов реле K1, показанном на рис. 5.19, модулируется ЭКЕ, а в противоположном положении, достигаемом при включении переключателя S9, – ЭГИ. С помощью резистора R₂₀ и переключателя S13 моделируются активные потери в конденсаторе C₁₇, влияющие на добротность ЭКЕ и ЭГИ.

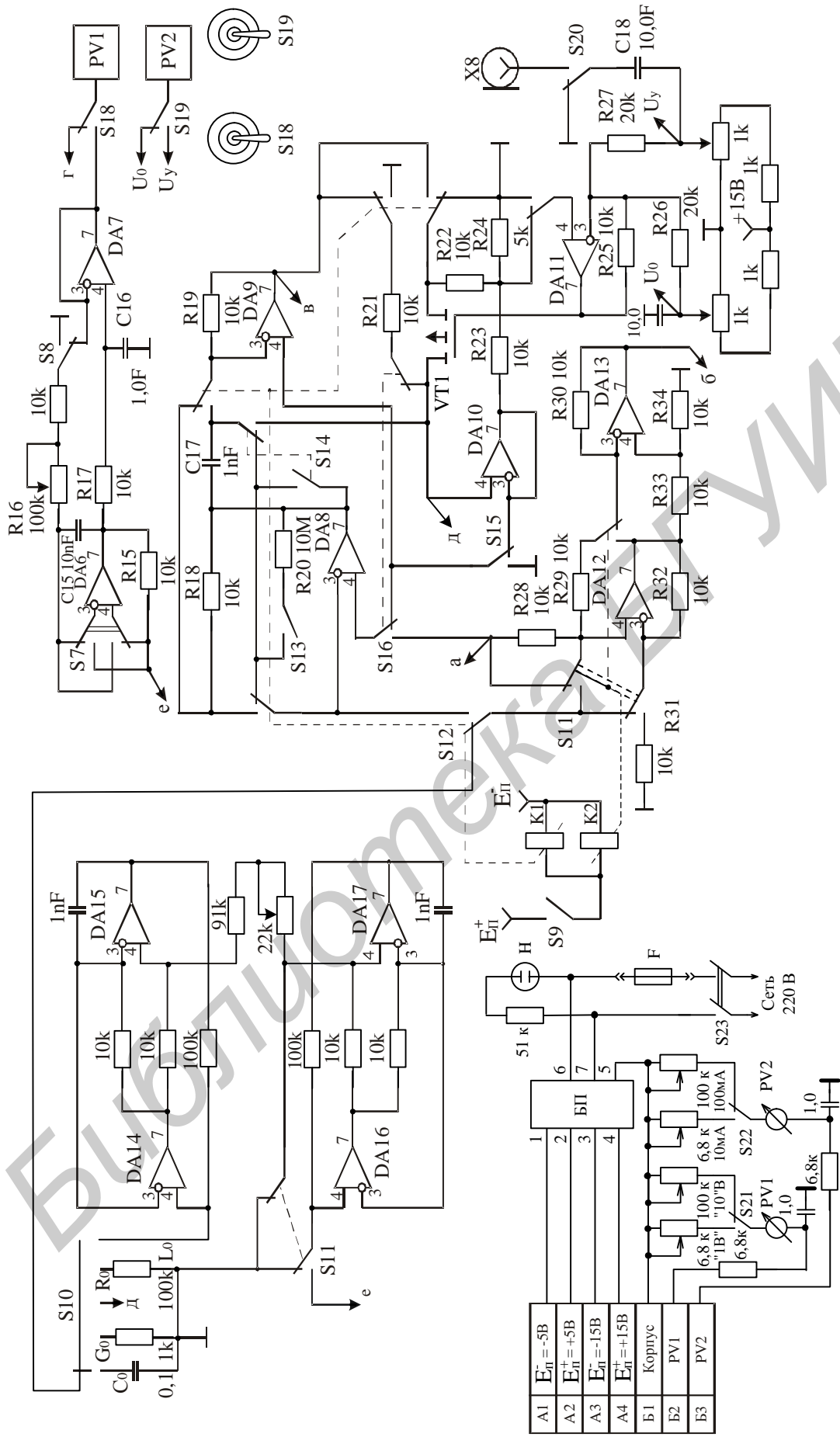
Во включенном состоянии переключателей S13, S14, S16 (противоположном положении этих переключателей, показанном на рис. 5.19) и выключенных S9 и S15 реализуется фазовый фильтр первого порядка в соответствии с рис. 5.9, но только с другим типом ПТ, и электронно-управляемый фазовращатель на его основе с VT1 и указанной схемой линейаризации. При этом ОУ (DA8) работает в режиме повторителя сигнала.

При включенных только переключателях S15 и S16 обеспечивается исследование ПТ как элемента с управляемой проводимостью в соответствии с рис. 5.12, включая режим линейаризации его характеристик. Перевод переключателя S17 в противоположное относительно показанного на рис. 5.19 положение исключает линейаризацию характеристик с сохранением исходного режима работы ПТ, задаваемого напряжениями управления U_y и смещения координат U_o, которые посредством переключателя S19 контролируются встроенным вольтметром PV2. Подавая на клемму X8 низкочастотный сигнал U_Ω при включенном переключателе S20, получают возможность исследования влияния линейаризации выходной характеристики на линейность характеристики проводимости канала VT1.

Преобразование эквивалентных параметров КПС и ИПС, а также характеристик проводимости и тока стока ПТ в унифицированные сигналы осуществляется в преобразователе, выполненном по схеме, представленной на рис. 5.17, на двух ОУ (DA12 и DA13), резисторах R₂₈...R₃₄ и контактах реле K2

с образцовыми калибровочными элементами C_0 , G_0 , R_0 , L_0 , которые выбираются переключателем $S10$ и вводятся в действие переключателем $S12$.

Библиотека БГУИР



DA6-DA17 K140UD8B. Выводы 5, 8 и 1 DA1-DA13 подключить соответственно к А3, А4 и Б1.
 Рис. 5.21. Принципиальная схема преобразователя полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение и устройств с электронно-управляемыми параметрами

На рис. 5.21 представлена вторая часть полной принципиальной схемы лабораторной установки в виде принципиальной схемы преобразователя полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение и устройств с электронно-управляемыми параметрами.

В положении контактов реле К2, показанном на рис. 5.19, и включенном переключателе S12 осуществляется преобразование полных проводимостей КПС, а при включенном переключателе S9 контакты реле К2 изменяют свое положение на противоположное и преобразователь переходит в режим преобразования полных сопротивлений ИПС.

В третьем положении G_x переключателя S10 и выключенном переключателе S12 к информационному входу преобразователя (точка «д») подключается ПТ VT1, который при включенных переключателях S15 и S16 изолируется от остальных частей схем КПС и ИПС и может быть использован для исследований.

Для отдельного измерения составляющих полных проводимостей или сопротивлений, осуществляемого в соответствии со структурной схемой (см. рис. 5.12), выходной сигнал преобразователя (выход DA13) через переключатели S6 и S5 подводится к информационному входу СД на DA4 и DA5. При этом к управляющему входу СД подается импульсный сигнал без сдвига фаз относительно испытуемого или со сдвигом фаз в 90^0 , создаваемым фазовращателем φ при включенном переключателе S3, соответственно при измерениях активных или реактивных составляющих. Испытательный сигнал U_{ω} для преобразователя снимается с выхода повторителя DA4 и передается в точку «а».

На панели основной стойки, к которой двумя винтами крепится встроенная панель с исследуемыми МЭУ лабораторной установки, размещены два гальванометра (отсчетные приборы встроенных вольтметров PV1 и PV2), верхний из которых регистрирует напряжения на выходе СД (точка «г») и ИОС (выход DA7), а нижний – напряжения U_0 и U_y . Пределы шкал обоих встроенных вольтметров составляют 1 и 10 В, которые переключаются соответствующими переключателями, размещенными на основной стойке рядом с гальванометрами.

Лабораторная установка подключается к сети переменного тока 220 В посредством штепсельной вилки и приводится в действие переключателем «Сеть», расположенным на передней панели основной стойки. В состав лабораторной установки входят два стабилизированных источника питания $E_{п.1}^+ = +15$ В и $E_{п.2}^- = -15$ В и два параметрических стабилизатора напряжения $E_{п.3}^+ = +6,3$ В и $E_{п.4}^- = -6,3$ В, принципиальные схемы которых идентичны аналогичным источникам, представленным на рис. 1.33 в [1].

Для выполнения работы необходимы следующие контрольно-измерительные приборы:

1. Генератор сигналов типа ГЗ-34 (2 шт.).
2. Осциллограф типа С1-73.
3. Милливольтметр типа ВЗ-38 или ВЗ-39.

4. Измеритель КНИ типа С6-7.
5. Вольтметр цифровой комбинированный типа В7-40/1 (для СУРС).

5.4. Подготовка к работе

1. Изучить в полном объеме теоретическую часть лабораторной работы.

2. Перед выполнением работы по формуле (5.21) рассчитать значения коэффициента m и добротности полюсов Q_1 , а затем, используя данные таблицы, определить тип ФНЧ и их частоты среза f_c по (5.20). Данные для расчета: $R_6 = R_7 = R_8 = 91$ кОм, $C_{11} = 4,7$ нФ, $C_{12} = 3,3$ нФ, $C_{13} = 750$ пФ, $C_{14} = 680$ пФ. (Здесь и далее нумерация элементов исследуемых МЭУ в соответствии с рис. 5.19 принципиальной схемы лабораторной установки).

3. Для двух значений номинала резистора R_3 по формулам (5.27)...(5.30) произвести расчет основных характеристик ПФ. Данные для расчета: $C_9 = C_{10} = 1,8$ нФ, $R_{3.МИН} = 1$ кОм, $R_{3.МАКС} = 5,7$ кОм, $R_4 = 100$ кОм, $R_5 = 1,8$ МОм.

4. По формулам (5.31) и (5.32) рассчитать полосы пропускания и добротности СФ с коммутируемыми конденсаторами при следующих исходных данных: $R_1 = 3$ кОм, $R_2 = 10$ кОм, $C_1 = C_2 = \dots = C_8 = C = 0,15$ мкФ.

5. Используя соотношения (5.33)...(5.35), определить коэффициент передачи СД и номинал резистора R_{13} , если $R_{11} = 10$ кОм, а $R_{12} = 20$ кОм.

6. При двух значениях номинала резистора R_{16} по формулам (5.102), (5.105), (5.107) рассчитать основные параметры ИОС с учетом номиналов его элементов: $R_{15} = R_{17} = R_{16.МИН} = 10$ кОм, $R_{16.МАКС} = 110$ кОм, $C_{15} = 10$ нФ, $C_{16} = 1$ мкФ. На основании частоты среза ФНЧ (5.105) определить частотную область, в пределах которой возможно моделирование отрицательной емкости.

С использованием методики [16, п. 6.1.2], относящейся к КОС, модифицировать соотношения для определения погрешностей моделирования отрицательной гираторной индуктивности ИОС, обусловленных конечной величиной коэффициента передачи ОУ, для двух положений переключателя S_7 , по которым с учетом приведенных цифровых данных и $K_0 = 25 \cdot 10^3$ произвести расчет этих погрешностей.

7. С учетом информации, содержащейся в п. 5.2.6 и 5.2.7, осуществить проверку выполнимости условий линеаризации выходной характеристики ПТ VT1 для номиналов резистивных элементов схемы на ОУ DA10, DA11, ($R_{22} = R_{23} = R_{25} = 10$ кОм, $R_{24} = 5$ кОм, $R_{26} = R_{27} = 20$ кОм) при двух положениях контактов реле К1, определив при этом значения числа N .

8. Произвести расчет основных параметров КПС по формулам (5.75)...(5.79), (5.81) и ИПС по формулам (5.88)...(5.92), (5.95) с учетом проводимости канала ПТ VT1 при некотором значении напряжения затвор-исток $G(U_{3И}) = 5$ мСм и частоты моделирования конвертируемых и инвертируемых параметров $f = 1,59$ кГц для двух значений добротности конденсатора $C_{17} = 1$ нФ собственной $Q_{с.макс} = 10^3$ и зашунтированной резистором $R_{20} = 10$ МОм расчетной $Q_{с.мин}$. Другие данные для расчета: резистивные элементы $R_{18} = R_{19} = R_{21} = 10$ кОм, собственные параметры ОУ $K_0 = 25 \cdot 10^3$ и $R_{ВХ.д} = 8$ МОм.

9. Оценить основные технические характеристики преобразователя полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение по формулам (5.111), (5.113)...(5.116) и (5.127)...(5.129). На рабочей частоте $f = 1,59$ кГц для допустимой погрешности $|\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}| = 0,5\%$ и $U_{\text{ВЫХ.УХ}} = U_{\text{ВЫХ.ЗХ}} = 5$ В уточнить пределы измеряемых величин и требуемую амплитуду входного напряжения U в соответствии с соотношениями (5.130), (5.131). Дополнительные данные для расчета: резистивные элементы $R_{28} = \dots R_{34} = 10$ кОм, образцовые элементы для калибровки $C_0 = 0,1$ мкФ, $G_0 = 1$ мСм, $R_0 = 100$ кОм, $L_0 = 10$ Гн, ОУ с параметрами $K_0 = 25 \cdot 10^3$, $R_{\text{ВХ.Д}} = 8$ МОм.

5.5. Выполнение работы

5.5.1. Подготовка лабораторной установки к работе

1. Внимательно ознакомиться с лабораторной установкой и контрольно-измерительными приборами.

2. Привести все органы управления лабораторной установки в исходное состояние: рукоятки всех двухполосных переключателей перевести в нижнее положение, регуляторы резисторов R_3 , R_{10} , R_{16} и фазовращателя φ повернуть влево до упора, многополюсный переключатель S_{10} может находиться в любом положении.

3. Подключить лабораторную установку и ИП к сети переменного тока. Включить тумблер «Сеть». Включить и прогреть ИП в течение 10 мин, уровень выходных напряжений генераторов уменьшить до нуля.

4. Согласовать с руководителем необходимые пределы измерений и объем экспериментальной части работы.

Предупреждение. При выполнении работы, несмотря на принятые меры по защите от перегрузок ОУ и других ИС (см. принципиальные схемы установки на рис. 5.20 и 5.21), необходимо реально подходить к оценке возможностей исследуемых МЭУ и не допускать превышения уровней испытательных сигналов, рекомендуемых в следующих подразделах.

5.5.2. Исследование активных фильтрующих устройств

1. *Исследовать активный ФНЧ второго порядка.* Подключить генератор сигналов к клемме Х4, а милливольтметр или осциллограф – к клемме Х5. При уровне выходного напряжения генератора не более 1 В снять АЧХ ФНЧ при двух положениях переключателя S_2 , ограничив максимальную частоту десятью частотами среза. При этом необходимо, как минимум, фиксировать коэффициенты передачи на самой низкой частоте (K_H), частоте среза ($K_H / \sqrt{2}$) и на частоте, соответствующей $K_H / 10$. Построить в двойном логарифмическом масштабе обе АЧХ и определить коэффициент передачи ФНЧ на низкой

частоте, неравномерность АЧХ в полосе пропускания и тип фильтров. Результаты эксперимента сравнить с расчетными.

2. *Исследовать активный ПФ второго порядка.* Подключить генератор сигналов к клемме X2, а милливольтметр переменного тока – к клемме X3. Регулятор резистора R_3 перевести в крайнее левое положение ($R_{3, \text{МИН}}$). Измерить АЧХ ПФ при уровне входного сигнала 100 мВ. При этом фиксировать частоты сигнала, соответствующие максимальному коэффициенту передачи K_0 , а также $K_0 / \sqrt{2}$ и $K_0 / 10$. Снять аналогичную характеристику при крайнем правом положении регулятора R_3 ($R_{3, \text{МАКС}}$). Построить на одном графике нормированные АЧХ для обоих случаев, определить коэффициенты передачи K_0 на резонансных частотах f_0 , добротности Q и полосы пропускания Π . Полученные данные сравнить с расчетными.

3. *Исследовать СФ с коммутируемыми конденсаторами.* Подключить генераторы сигналов к клеммам X1 и X6, милливольтметр или осциллограф – к клемме X2. Установить частоту первого генератора равной резонансной частоте f_0 ПФ (см. п. 2) при уровне сигнала 100 мВ, а частоту второго генератора равной $n f_0$ ($n = 8$), с амплитудой примерно 5 В. Изменяя частоту и пользуясь ручкой «Расстройка %» первого генератора, снять АЧХ СФ, по которой определить полосу пропускания Π и добротность Q .

Установив переключатель S1 в верхнее положение, повторить измерения. Полученные результаты для обоих случаев сравнить с расчетными.

Оценить форму сигналов на выходах СФ и восстанавливающего ПФ на ОУ DA1, наблюдая с помощью осциллографа сигналы на клеммах X2 и X3. Осциллограммы зарисовать.

Определить коэффициенты передачи СФ для гармонических составляющих сигнала путем подачи сигналов одного уровня от первого генератора с частотами $f_0, 2f_0, \dots, 10f_0$. На каждой из этих частот, осуществляя подстройку генератора ручкой «Расстройка %», добиться максимального значения выходного напряжения U_m СФ, контролируемого вольтметром на клемме X2. Построить спектр и его огибающую $U_m = f(N)$, где N – номер гармоники (см. рис. 5.6).

Отключив первый генератор сигналов, закоротить заглушкой клемму X1 и милливольтметром переменного тока измерить уровень шумов на выходной клемме X2 СФ.

Переключатели S1 и S2 вернуть в исходное состояние.

4. *Исследовать СФ-демодулятор.* Установить частоту генератора, соединенного с клеммой X6, $f = 1,59$ кГц, сохранив прежний уровень его выходного напряжения. Подключить к клемме X4 осциллограф, а к клемме X7 – милливольтметр, включить переключатель S5 и с помощью регулятора R_{10} установить уровень испытательного сигнала 1 В.

Сравнивая амплитуду входного сигнала (клемма X7) с показаниями амплитуды осциллографом и амплитудного значения встроенным вольтметром PV1 выходного сигнала (клемма X4), определить коэффициент передачи K СД. При этом влиянием относительно малого номинала резистора $R_{14} = 2$ кОм пренебречь. Полученные данные сравнить с расчетными.

Снять амплитудную характеристику СД, изменяя регулятором R_{10} уровень испытательного сигнала от минимально возможного до максимального значения, при котором на экране осциллографа будут наблюдаться ограничения амплитуды выходного напряжения. Уровень входного сигнала, при котором на выходе СД появляются едва заметные искажения амплитуды, принять за максимально допустимый и в дальнейшем при исследовании МЭУ не допускать его превышения.

Оценить широкополосность СД. Для этого снять частотную характеристику, изменяя частоту генератора в широких пределах и контролируя показания осциллографа или встроенного вольтметра PV1. Зафиксировать частоту верхнего среза. Построить эту характеристику и определить частотный диапазон работы СД при уровне частотной погрешности в 1 %. Дать рекомендации по снижению этой погрешности.

Снять фазовую характеристику СД на частоте генератора испытательного сигнала $f = 1,59$ кГц по следующей методике. Полагая, что выходное напряжение СД пропорционально косинусу сдвига фаз φ между информационным и управляющим (опорным) сигналами ($U_{\text{ВЫХ}} \equiv \cos\varphi$), это напряжение в зависимости от установленного сдвига фаз можно получить равным нулю при $\varphi = 90^\circ, 270^\circ \dots$ и т.д., а также равным некоторому максимуму ($\varphi = 0^\circ, 360^\circ, \dots$) или минимуму ($\varphi = 180^\circ, \dots$). В связи с этим переключатель S3 перевести в верхнее положение и, изменяя фазу регулятором φ , отметить показания встроенного вольтметра PV1, соответствующие сдвигу фаз $\varphi = 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$. По полученным координатам построить фазовую характеристику $U_{\text{ВЫХ}} = f(\varphi)$ СД. Осциллограммы в характерных точках зарисовать.

Определить влияние четных гармоник испытательного сигнала на работу СД. С этой целью переключатель S4 перевести в верхнее положение и, изменяя фазу φ в широких пределах, убедиться в отсутствии показаний встроенного вольтметра PV1. На основании этого можно заключить, что четные гармоники и субгармоники на работе СД не сказываются. Зарисовать осциллограммы для двух произвольных значений сдвига фаз между исследуемым и опорным сигналами.

Переключатель S3...S5 вернуть в исходное состояние.

5.5.3. Исследование преобразователя полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение и полевого транзистора как элемента с управляемой проводимостью

1. Исследовать преобразователь полных проводимостей в напряжение. Переключатель S10 установить в положение G_0 . Убедиться в том, что все остальные переключатели находятся в исходном состоянии, а генератор сигналов, подключенный к клемме X6, сохраняет уровень выходного напряжения 5 В и рабочую частоту $f = 1,59$ кГц. При этом к информационному входу преобразователя подключена активная образцовая проводимость $G_0 = 1$

мСм, а к выходу – СД с подключенным к нему (клеммам Х4 и Х7) ИП. С помощью переключателя, расположенного на основной стойке лабораторной установки, установить предел шкалы встроенного вольтметра PV1 10 В.

Изменяя уровень входного испытательного сигнала регулятором сопротивления R_{10} , установить показания вольтметра PV1 10 В, что будет соответствовать калибровке шкалы в 1 мСм активной составляющей проводимости исследуемого преобразователя. Милливольтметром, подключенным к клемме Х7, проверить уровень выходного напряжения преобразователя, который не должен превышать уровня входного напряжения СД, определенного в п. 4 п. 5.5.2.

Перевести переключатель S10 в положение C_0 и включить переключатель S3. Изменяя фазу регулятором φ , найти экстремум отклонения стрелки вольтметра PV1 ($\varphi = 90^0$). Если данный экстремум не совпадает с пределом шкалы в 10 В, то путем подстройки частоты генератора испытательного сигнала с одновременным изменением фазы регулятором φ добиться экстремума на этом пределе, что будет соответствовать калибровке шкалы в 0,1 мкФ емкостной составляющей проводимости исследуемого преобразователя.

С целью повышения точности установки 90^0 сдвига ($\varphi = 90^0$) целесообразно при этом переключатель S10 перевести в положение G_0 и регулятором φ зафиксировать нулевые показания вольтметра PV1 на пределе шкалы в 1 В.

Возвратить преобразователь в режим калибровки активной составляющей и проверить ее сохранность. При всякого рода подстройках в этом режиме проверить сохранность калибровки и шкалы отсчета реактивной (емкостной) составляющей по изложенной выше методике и при необходимости произвести соответствующие подстройки.

Оценить качество используемого образцового конденсатора с емкостью $C_0 = 0,1$ мкФ. Для этого переключатель S10 установить в положение C_0 , а переключатель S3 вернуть в исходное состояние и по шкале вольтметра PV1 отсчитать измеренную активную составляющую проводимости G_{0X} образцового конденсатора. По полученным данным с учетом формулы (5.77) и $f = 1,59$ кГц вычислить измеренную добротность Q_{0X} образцового конденсатора и сравнить ее с аттестованной $Q_0 = 1000$ на частоте $f = 1$ кГц промышленным ИП. Рассчитать погрешность преобразования полной проводимости Y_{0X} в напряжение по общеизвестным соотношениям, например (5.141), и сравнить с расчетной по (5.113).

Перевести переключатель S10 в положение R_0 , отсчитать измеренную активную составляющую проводимости и сравнить ее с образцовой ($1/R_0 = 0,01$ мСм), определив при этом погрешность преобразования данной составляющей. Для повышения точности отсчета измеряемой величины целесообразно переключатель шкалы встроенного вольтметра PV1 перевести на предел измерения в 1 В.

2. Исследовать преобразователь полных сопротивлений в напряжение.

Данный вид преобразования осуществляется при включенном переключателе S9. При выключенном переключателе S3 и переведенном в положение R_0

переключателе S10 в соответствии с методикой, описанной в предыдущем пункте, откалибровать шкалу 10 В встроенного вольтметра PV1 на предел преобразования 100 кОм ($R_0 = 100$ кОм) активной составляющей полного сопротивления.

Перевести переключатель S10 в положение L_0 и, включив переключатель S3, откалибровать ту же шкалу вольтметра PV1 на предел преобразования 10 Гн ($L_0 = 10$ Гн) индуктивной составляющей полного сопротивления. Методика калибровки такая же, как в предыдущем пункте.

Степень сохранности ранее установленных уровней и частоты испытательного сигнала, а также фазы φ может свидетельствовать о качестве реализации исследуемых преобразователей.

Экспериментально определить добротность образцовой гираторной индуктивности $L_0 = 10$ Гн. Для этого переключатель S10 оставить в положении L_0 , вернуть в исходное состояние переключатель S3 и по шкале встроенного вольтметра PV1 отсчитать измеренное активное сопротивление в последовательной схеме замещения R_{0X} образцовой гираторной индуктивности. По полученным данным с учетом формулы (5.90) и частоты $f = 1,59$ кГц вычислить измеренную добротность Q_{0X} образцовой гираторной индуктивности и сравнить ее с рассчитанной по формуле (5.138) $Q_0^* = 999,7$, определив при этом погрешность ее моделирования в соответствии с формулой (5.141).

Оценить погрешность преобразования активной составляющей полного сопротивления. С этой целью переключатель S10 перевести в положение G_0 , отсчитать измеренное активное сопротивление и, сравнив его с образцовым ($1/G_0 = 1$ кОм), рассчитать искомую погрешность. Полученные результаты сравнить с вычисленными по (5.127). Возможные расхождения в оценках объяснить.

3. *Измерить основные параметры ПТ в режиме управляемой проводимости.* Включив переключатели S13...S17, перевести переключатель S10 в положение G_0 и при исходном состоянии переключателя S9 откалибровать шкалу 1 В вольтметра PV1 на 1 мСм активной составляющей полной проводимости. При этом предел в 10 В PV1 будет соответствовать 10 мСм. После этого переключатель S10 перевести в положение G_X . Изменяя от нуля напряжение смещения координат регулятором U_0 , получить едва заметное отклонение стрелки вольтметра PV1 (максимум 1 деление, соответствующее 0,01 предела шкалы в 1 В) и зафиксировать это напряжение по соответствующей шкале встроенного вольтметра PV2, приняв его за условное напряжение смещения координат U_0' .

Напряжение отсечки $U_{зи.отс}$ ПТ целесообразно измерять по высокоточному методу, изложенному в [1, п. 1.3.10]. Для этого, включив переключатель S19 и тем самым переведя вольтметр PV2 в режим измерения управляющего напряжения U_y , регулятором U_y установить такое напряжение $U_{y.1}$, которое будет примерно на 10 % меньше U_0' и которое по шкале вольтметра PV1 будет вызывать удобное для отсчета целое значение проводимости канала ПТ. Затем управляющее напряжение уменьшить до

значения $U_{y,2}$, при котором отмеченная проводимость канала ПТ по шкале PV1 уменьшится наполовину (в 2 раза). По полученным данным рассчитать точное значение напряжения смещения координат:

$$U_0 = U_0' + 2U_{y,2} - U_{y,1}. \quad (5.142)$$

Вдвое уменьшенное напряжение (5.142), так как коэффициент передачи сумматора на DA11 $K_{\Sigma} = -R_{25}/R_{27} = -0,5$, точно соответствует истинному напряжению отсечки ПТ ($U_{зи.отс} = U_0/2$) и истинному значению напряжения смещения координат.

В дальнейшем напряжение (5.142) принять за условно истинное, которое необходимо зарегистрировать вольтметром PV2 и впредь сохранять неизменным. Включив переключатель S19 и установив по вольтметру PV2 управляющее напряжение $U_y = U_0$, отсчитать, пользуясь обеими шкалами вольтметра PV1, максимальную проводимость $G_{\text{МАКС}}$ канала ПТ. Затем, уменьшив до нуля управляющее напряжение ($U_y = 0$), отсчитать его минимальную проводимость $G_{\text{МИН}}$, которую следует также запомнить для последующих исследований.

4. *Исследовать линейаризацию выходной характеристики ПТ.* Сохраняя положение G_x переключателя S10, проверить уточненное в предыдущем пункте значение напряжения смещения координат регулятором U_0 . Включить переключатель S5 и по шкале вольтметра PV1 с помощью регулятора R_{10} установить амплитуду испытательного сигнала, равную напряжению отсечки ($U_{\omega} = U_{зи.отс} = U_0/2$).

Вернуть переключатель S5 в исходное состояние. Изменяя управляющее напряжение регулятором U_y , контроль которого осуществляется встроенным вольтметром PV2 при включенном переключателе S19, установить показания вольтметра PV1 на предел шкалы 10 В. К клемме X7 подключить измеритель КНИ и определить КНИ, который соответствует нелинеаризованной выходной характеристике исследуемого ПТ.

Ввести линейаризацию, вернув переключатель S17 в исходное состояние, и измерить КНИ линейаризованной характеристики ПТ. При этом убедиться в том, что показания вольтметра PV1 практически не изменяются (см. диаграммы, показанные справа на рис. 5.11, а сплошной и штриховой линиями). Полученные два значения КНИ сравнить между собой. Сделать вывод о степени линейаризации выходной характеристики.

Провести аналогичные исследования в пределах всей характеристики управления (в полном диапазоне управляющих воздействий). Для этого включить переключатель S17 и уменьшить уровень испытательного сигнала регулятором R_{10} так, чтобы показания вольтметра PV1 не выходили за пределы шкалы 10 В. Установить управляющее напряжение U_y по вольтметру PV2, равное напряжению смещения координат ($U_y = U_0$). Регулятором R_{10} восстановить прежние показания (10 В) вольтметра PV1 и измерить КНИ при двух положениях переключателя S17. Полученные результаты сравнить между собой.

К клемме X7 подключить осциллограф и, изменяя уровень управляющего напряжения в интервале $0 \leq U_y \leq U_0$, а также уровень испытательного сигнала в широких пределах [$0 < U_\omega < U_{зи.отс}$], понаблюдать форму выходного напряжения ПТН (точка «б») при двух положениях переключателя S17. Характерные формы сигналов зарисовать, не допуская при этом выхода показаний вольтметра PV1 за пределы его шкал.

5. Исследовать влияние линеаризации выходной характеристики на линейность характеристики проводимости канала ПТ. Установить частоту генератора сигналов, подключенного к клемме X6, равную 15,9 кГц. Переведя переключатель S10 в положение G₀, откалибровать шкалу 1 В встроенного вольтметра PV1 на предел преобразования проводимости в 1 мСм и вернуть переключатель S10 в положение G_x. При включенном переключателе S17 проверить установку напряжения смещения координат U₀ и, изменяя напряжение управления U_y, установить показания вольтметра PV1, соответствующие половине максимальной проводимости канала ПТ (G_{макс} /2), определенной в п. 3 данного подраздела. При этом рабочая точка исследуемого ПТ VT1 будет выведена на середину линейного участка характеристики проводимости (см. рис. 5.11, б), а напряжение управления будет примерно равным половине напряжения смещения координат ($U_y = U_0/2$).

К клемме X5 подключить измеритель КНИ, а к клемме X8 – второй генератор сигналов с частотой F = 159 Гц. Включив переключатель S20 и регулируя уровень выходного напряжения второго генератора, получить на экране осциллографа, подключенного к клемме X7, АМ-колебание с предельной глубиной модуляции, не допуская перемодуляции. При этом амплитуда сигнала второго генератора будет соответствовать установленному напряжению управления ($U_F = U_y$).

АМ-колебание после СД и ФНЧ превращается в напряжение огибающей (F = 159 Гц), содержащее информацию о линейности проводимости канала исследуемого ПТ VT1. Это напряжение (см. диаграммы на рис. 5.11, б справа) при желании можно наблюдать с помощью осциллографа на клемме X5 или на линейном выходе подключенного к ней измерителя КНИ.

Измерить КНИ полученного напряжения. Включить схему линеаризации выходной характеристики ПТ, вернув переключатель S17 в исходное состояние, и снова измерить КНИ. Полученные данные при двух положениях переключателя S17 сравнить между собой и сделать вывод о степени влияния линеаризации выходной характеристики ПТ на линейность его характеристики проводимости.

5.5.4. Исследование устройств с электронно-управляемыми параметрами и отрицательной гираторной индуктивности

1. Исследовать электронно-управляемый фазовращатель. Переключатели S13, S14, S16 оставить включенными, переключатели S15 и S20

вернуть в исходное состояние и включить переключатель S6, переведя переключатель S10 в любое положение, кроме G_x.

Используя данные для проводимости канала ПТ $G_{\text{МАКС}}$ и $G_{\text{МИН}}$, полученные в п. 3 п. 5.5.3, с учетом емкости конденсатора $C_{17} = C_{\text{opt}} = 1 \text{ нФ}$ по формуле (5.43) рассчитать частоту f и установить ее значение на генераторе сигналов, подключенном к клемме X6. По формулам (5.44) и (5.45) для этого случая определить фазовые сдвиги и рассчитать погрешности их формирования по (5.46).

К клемме X7 подключить милливольтметр и с помощью регулятора R_{10} при исходном положении переключателя S5 установить уровень выходного напряжения фазовращателя примерно равным 1 В. По встроенному вольтметру PV2 проверить правильность установки напряжения смещения координат U_0 (5.142), определенного в п. 3 п. 5.5.3.

Изменяя уровень управляющего напряжения U_y (контроль осуществляется по вольтметру PV2 при включенном переключателе S19) в пределах от нуля до $U_y = U_0$ и отмечая характерные показания вольтметра PV1 (максимум, нуль, минимум), соответствующие сдвигу фаз 0° , 90° и 180° с учетом методики, изложенной в п. 4 п. 5.5.2, снять фазовую характеристику $\varphi = f(U_y)$ электронно-управляемого фазовращателя. Вместе с этим следует заметить, что амплитуда выходного напряжения фазовращателя практически не изменяется.

Снять аналогичные характеристики на частотах в 2–3 раза ниже и выше оптимальной и убедиться в том, что диапазон перестройки фазы при этом сокращается. Степень сокращения диапазона перестройки фазы оценить, рассчитав по формуле (5.42) фазовые сдвиги для обоих случаев и сравнив их с расчетными по (5.45) для оптимального варианта.

Исследовать линейность фазовой характеристики электронно-управляемого фазовращателя. Для этого к клемме X5 подключить осциллограф и установить частоту первого генератора, соответствующую оптимальному фазовому сдвигу. Регулятором управляющего напряжения U_y по нулевым показаниям вольтметра PV1 установить фазовый сдвиг, равный 90° , включить переключатель S20. С помощью второго генератора, подключенного к клемме X8, получить на экране осциллографа синусоидальное напряжение без ограничения снизу и сверху. При этом амплитуда модулирующего сигнала не должна превышать значения напряжения управления ($U_F < U_y$), а частота $F \leq 159 \text{ Гц}$.

К клемме X5 подключить измеритель КНИ и отсчитать КНИ полученного колебания. Включить переключатель S17 и снова отсчитать КНИ. Сравнивая полученные результаты, сделать вывод о степени влияния линеаризации выходной характеристики ПТ VT1 на линейность фазовой характеристики электронно-управляемого фазовращателя.

Повторить данную операцию при уровне модулирующего сигнала в 2 раза меньше ($U_F = U_y/2$) и результаты, включая выводы, сравнить с предыдущими.

2. *Исследовать ЭКЕ.* Все двухполосные переключатели, кроме S13, S14, S16, вернуть в исходное состояние. Включив S15 и переведя переключатель S10 в положение G_0 , восстановить частоту первого генератора, подключенного к клемме X6, равную 1,59 кГц. Откалибровать с помощью регулятора R_{10} шкалу 1 В вольтметра PV1 на предел измерения активной составляющей проводимости в 1 мСм.

Перевести переключатель S10 в положение G_X . Проверив правильность установки значения напряжения смещения координат U_0 , определенного в п. 3 п. 5.5.3, с помощью регулятора U_Y по шкале вольтметра PV1 установить расчетное значение проводимости канала ПТ, принятое в п. 8 п. 5.4 ($G(U_{зи}) = 5$ мСм). Значение напряжения управления U_Y , соответствующее данному условию, запомнить.

Вернуть переключатели S13...S16 в исходное состояние, а переключатель S10 – в положение G_0 и откалибровать регулятором R_{10} шкалу 10 В вольтметра PV1 на предел измерения активной составляющей проводимости в 1 мСм. Перевести переключатель S10 в положение C_0 , включить переключатель S3 и путем подстройки фазы регулятором φ найти экстремальное отклонение стрелки вольтметра PV1. Затем совместить ее с пределом шкалы 10 В путем подстройки частоты первого генератора, поддерживая одновременно экстремум регулятором φ , что будет соответствовать калибровке шкалы 10 В PV1 в 0,1 мкФ. При этом целесообразно воспользоваться рекомендацией из п. 1 п. 5.5.3 по повышению точности установки 90° сдвига фазы.

После этого включить S12 и отсчитать по соответствующей шкале вольтметра PV1 моделируемую КПС емкость C_{BX} , а при возвращенном в исходное положение переключателя S3 и ее суммарную активную составляющую проводимостей ($G_{BX} + G_{BX}^*$), по которым с учетом формулы (5.78) рассчитать измеренную добротность Q_{BX}^* . Измеренные величины сравнить с рассчитанными в п. 8 подразд. 5.4, определив при этом и погрешность моделирования конвертируемых параметров.

Включить переключатель S13 и повторить измерения указанных параметров КПС при зашунтированном резистором R_{20} конденсаторе C_{17} . Полученные результаты также сравнить с расчетными, включая оценку погрешностей.

Вернуть переключатель S13 в исходное состояние, включить переключатель S19. Изменяя управляющее напряжение U_Y в пределах от 0 до U_0 , снять характеристику управления ЭКЕ $C_{BX} = f(U_Y)$, производя отсчет интересующих величин по встроенным вольтметрам PV1 и PV2.

Определить угловой коэффициент полученной характеристики и сравнить его с рассчитанным по формуле (5.82) с учетом ранее принятых номинальных значений параметров (п. 8 подразд. 5.4) и измеренных параметров ПТ ($G_{\text{макс}}$ и $U_{\text{зи.отс}}$) в п. 3 п. 5.5.3.

Оценить частотные свойства конвертируемой емкости. С этой целью установить рабочую частоту первого генератора $f = 15,9$ кГц. Описанным выше способом откалибровать шкалу 1 В встроенного вольтметра PV1 на предел измерения активной составляющей проводимости в 1 мСм, а шкалу 10 В – на

предел измерения емкости в 0,1 мкФ. При том же режиме работы ПТ ($G(U_{зи}) = 5 \text{ мСм}$) измерить при двух положениях переключателя S13 моделируемые КПС емкости и ее суммарные активные составляющие проводимости, по которым рассчитать добротности. Данные величины сравнить с измеренными на частоте $f = 1,59 \text{ кГц}$, определив при этом частотную погрешность моделирования конвертируемых параметров. Поразмышлять над факторами, которые привели к образованию данной погрешности.

Исследовать линейность характеристики управления ЭКЕ. Для этого, сохраняя режим калибровки преобразователя полных проводимостей в напряжение на частоте $f = 1,59 \text{ кГц}$, установить напряжение управления $U_y = U_0/2$. Включить переключатель S20 и, проверив уровень модулирующего сигнала $U_F \leq U_y$ с частотой $F = 159 \text{ Гц}$, вырабатываемого вторым генератором, измерить КНИ с линеаризацией и без линеаризации выходной характеристики ПТ VT1. Полученные результаты сравнить, сделав вывод о степени влияния линеаризации на линейность характеристики управления ЭКЕ.

3. *Исследовать ЭГИ.* Данные исследования выполняются при включенном переключателе S9 по той же методике и в той же последовательности, которые были приняты для ЭКЕ.

Вернуть переключатель S12 в исходное положение. Последовательно переводя переключатель S10 в положения R_0 и L_0 , на частоте первого генератора сигнала $f = 1,59 \text{ кГц}$, откалибровать шкалу 10 В встроенного вольтметра PV1 на пределы преобразования составляющих полного сопротивления соответственно 100 кОм и 10 Гн. По вольтметру PV2 проверить сохранность напряжения смещения координат U_0 и установить значение напряжения управления U_y , соответствующее расчетному значению проводимости канала ПТ VT1 ($G(U_{зи}) = 5 \text{ мСм}$).

Включить переключатель S12. При двух положениях переключателя S13 отсчитать по соответствующим шкалам вольтметра PV1 моделируемые ИПС параметры в последовательной схеме замещения соответственно значения индуктивностей $L_{вх}$ и суммарных активных сопротивлений ($1/G_{ЭКВ}^*$), по которым с учетом формулы (5.91) произвести расчет измеренных значений добротности $Q_{ЭКВ}^*$. Измеренные величины сравнить с рассчитанными в п. 8 подразд. 5.4, в том числе по погрешностям моделирования инвертируемых параметров.

При переведенном в исходное состояние переключателе S13 и включенном переключателе S19 снять характеристику управления ЭГИ $L_{вх} = f(U_y)$, изменяя управляющее напряжение U_y в пределах от 0 до U_0 и контролируя показания измеряемых величин по соответствующим шкалам вольтметров PV1 и PV2.

Найти угловой коэффициент данной характеристики и сравнить его с рассчитанным по формуле (5.99) для ранее принятых номинальных значений параметров (п. 8 подразд. 5.4) и измеренных параметров ПТ ($G_{МАКС}$ и $U_{зи.отс}$) в п. 3 п. 5.5.3.

Определить частотную зависимость гираторной индуктивности. Для этого на частоте первого генератора сигнала $f = 15,9 \text{ кГц}$ откалибровать шкалу

1 В вольтметра PV1 на предел измерения активного сопротивления в 100 кОм, а шкалу 10 В – на предел измерения индуктивности в 10 Гн. При оговоренном выше режиме работы ПТ ($G(U_{3и}) = 5 \text{ мСм}$) измерить при двух положениях переключателя S13 моделируемые ИПС индуктивности и ее суммарные сопротивления, по которым рассчитать добротности. Полученные величины сравнить с измеренными на частоте $f = 1,59 \text{ кГц}$ и вычислить частотную погрешность моделирования гираторной индуктивности. Отметить факторы, которые привели к образованию частотной погрешности.

Исследовать линейность характеристики управления ЭГИ. С этой целью при прежней калибровке преобразователя полных сопротивлений в напряжение на частоте $f = 15,9 \text{ кГц}$ установить напряжение управления $U_y = U_0/2$. При включенном переключателе S20 проверить уровень модулирующего сигнала второго генератора $U_F \leq U_y$ с частотой $f = 159 \text{ Гц}$. Манипулируя переключателем S17, измерить КНИ с линеаризацией и без линеаризации выходной характеристики ПТ VT1. Сравнивая полученные результаты, оценить степень влияния линеаризации на линейность характеристики управления ЭГИ.

4. *Исследовать вариант реализации ИОС по а. с. 1739480.* При включенном переключателе S9 и исходных положениях остальных органов управления лабораторной установки на частоте $f = 1,59 \text{ кГц}$ испытательного сигнала первого генератора, манипулируя переключателями S3 и S10 в положениях R_0 и L_0 , а также регуляторами R_{10} и ϕ , произвести калибровку шкалы 10 В вольтметра PV1 на пределы преобразования составляющих полного сопротивления соответственно 100 кОм и 10 Гн.

Оставив переключатель S10 в положении L_0 , включить переключатель S11. При двух крайних положениях регулятора R_{16} измерить моделируемую ИОС гираторную индуктивность как разность показаний вольтметра PV1 при калибровке и соответствующих положениях регулятора R_{16} . Полученные величины отрицательной гираторной индуктивности сравнить с рассчитанными в п. 6 подразд. 5.4.

Установив регулятор R_{16} в одно из положений, например среднее, и зарегистрировав величину моделируемой индуктивности, включить переключатель S18. Отметить по шкале вольтметра PV1 близкий к нулю уровень постоянной составляющей на выходе второго ОУ ИОС (DA7). Включить S8 и пронаблюдать за изменением этого уровня. По истечении некоторого интервала времени, когда уровень данного напряжения приблизится к пределу шкалы вольтметра PV1, вернуть S18 в исходное состояние. Отметить показания вольтметра PV1, близкие к откалиброванному пределу шкалы в 10 Гн, свидетельствующие о том, что ИОС перестал действовать. После этого вернуть переключатель S8 в исходное состояние и по показаниям вольтметра PV1 при двух положениях переключателя S18 отметить восстановление работы ИОС.

5. *Исследовать второй вариант реализации ИОС.* Включить переключатели S7 и S8. При двух крайних положениях регулятора R_{16} снова измерить модулируемые ИОС гираторные отрицательные индуктивности, одновременно отметив, что уровень постоянной составляющей на выходе DA7

соответствует норме (показания вольтметра PV1 при включенном переключателе S18 находятся вблизи нуля). Полученные величины сравнить с рассчитанными и с измеренными при исходных положениях переключателей S7 и S8, вычислив при этом погрешности моделирования отрицательной гираторной индуктивности по двум вариантам реализации ИОС в сравнении с расчетными. Полученные результаты объяснить.

6. *Исследовать поведение активной составляющей сопротивления обоих ИОС.* Перевести переключатель S3 в исходное состояние. При двух крайних положениях регулятора R₁₆ для обоих вариантов реализации ИОС измерить активную составляющую сопротивления комбинации из последовательно соединенных образцовой гираторной индуктивности L₀ и моделируемой отрицательной индуктивности, рассчитав при этом ее добротность. Активные составляющие сопротивлений сравнить с измеренными в п. 2 п. 5.5.3 для образцовой гираторной индуктивности (R_{0x}). Полученные результаты пояснить.

7. *Завершение работы.* Результаты выполненных исследований предъявить руководителю. При положительной оценке проведенного эксперимента лабораторную установку привести в исходное состояние. Для этого обесточить ИП, не отключая их от лабораторной установки. Органы управления последней вернуть в исходное состояние и выключить тумблер «Сеть».

5.6. Темы для самостоятельной управляемой работы студентов

1. Исследовать чувствительность добротности ПФ и частоты среза ФНЧ второго порядка к изменению параметров RC-элементов схем.

2. Исследовать частотный и динамический диапазон СФ-демодулятора и СФ с коммутируемыми конденсаторами.

3. Исследовать способы повышения линейности и термостабильности характеристик проводимости канала ПТ.

4. Исследовать способы моделирования широкодиапазонных конвертируемых емкостей и высокодобротных гираторных индуктивностей.

5. Изучить принципы построения и способы повышения точности моделирования ЭОП, ЭКЕ и ЭГИ.

6. Исследовать ИОС в области низких частот с целью получения конвертируемой емкости.

7. Исследовать точностные характеристики преобразователей полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение, включая частотный диапазон их работы.

5.7. Контрольные вопросы

1. В чем состоит сущность проблемы индуктивности в микроэлектронике и как она решается на современном этапе развития техники?

2. Чем определяется порядок АФ?

3. Какова методика снятия АЧХ ФНЧ и ПФ?

4. Нормированная комплексная переменная и ее использование для описания передаточных функций АФ.

5. Каким образом осуществляется аппроксимация нормированной АЧХ ФНЧ и с помощью каких математических операций она преобразуется в АЧХ ФВЧ и ПФ?

6. За счет чего образуются селективные свойства СФ с коммутируемыми конденсаторами?

7. Поясните принцип действия, основные свойства и недостатки СФ-демодулятора.

8. Реагирует ли СФ-демодулятор на четные и нечетные гармоники и субгармоники исследуемого сигнала?

9. Методика снятия фазовой характеристики СФ-демодулятора.

10. Получение фазомодулированного испытательного сигнала в лабораторных условиях для определения фазовой характеристики СФ-демодулятора.

11. Что представляет собой КОС и КПС, ИПС и ИОС?

12. Как производится моделирование широкодиапазонных конвертируемых емкостей и оценка их добротности?

13. Чем ограничен предел добротности гираторной индуктивности?

14. Назовите основные проблемы и особенности моделирования ЭКЕ и ЭГИ.

15. Для чего необходима линеаризация характеристик ПТ и как она выполняется?

16. Как влияет линеаризация выходной характеристики ПТ на линейность его проходной характеристики?

17. Каким образом осуществляется моделирование отрицательной гираторной индуктивности и как она измеряется?

18. Назовите свойства и объясните принцип действия фазового фильтра первого порядка. Как реализуется электронно-управляемый фазовращатель на его основе?

19. Как изменяется диапазон регулировки фазы электронно-управляемого фазовращателя при увеличении и уменьшении частоты испытательного сигнала относительно исходной?

20. Чем ограничены точность и диапазон преобразования полных проводимостей и полных сопротивлений в напряжение?

21. Изобразить полную структурную схему преобразователя составляющих полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение.

22. Калибровка преобразователей составляющих полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение.

23. В чем проявляются особенности преобразования эквивалентных параметров КПС и ИПС, КОС и ИОС в напряжение?

24. Какую функцию выполняют образцовые элементы в составе измерительных преобразователей параметров селективных МЭУ?

25. Как реализуют незаземленные гираторные индуктивности?

26. На что следует обращать внимание при реализации образцовых гираторных индуктивностей?

6. ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

6.1. Цель работы

Изучить принципы построения, теоретические основы, свойства и методы схемотехнической реализации импульсных (ключевых) СН.

6.2. Импульсное регулирование напряжений

6.2.1. Принцип действия импульсных регуляторов

В СН непрерывного действия, рассмотренных в разд. 4, напряжение питания E_{Π}^{\pm} (см., например, рис. 4.2) всегда превышает стабилизируемое E_0^{\pm} . Разность этих напряжений на регулирующем транзисторе Т2 при заданном токе в нагрузке I_H создает бесполезно рассеиваемую мощность $P_{РАС}$ (4.34), что снижает коэффициент полезного действия (КПД) η СН, который при низких уровнях стабилизируемых напряжений едва ли достигает 50 %:

$$\eta = \frac{P_H}{P_H + P_{РАС}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{РАС}}{P_H}}, \quad (6.1)$$

где $P_H = E_0 I_H$ – мощность в нагрузке.

Повышение КПД (6.1) возможно, если регулирующий транзистор в СН заменить на АК с импульсным управлением. При периодическом открывании и закрывании этого АК и регулировании тем самым отношения времени его включенного (открытого) состояния $t_{ВКЛ}$ к периоду T повторения импульсов появляется возможность изменять среднее значение выходного напряжения посредством ФНЧ, который с целью снижения активных потерь мощности следует выполнять индуктивно-емкостным (LC-фильтр), а не резистивно-емкостным (RC-фильтр).

Данный принцип регулирования выходного напряжения СН определяет включение АК в цепь вторичной обмотки силового трансформатора после выпрямителя (см. рис. 4.4). В связи с этим такие СН называют вторичными.

6.2.2. Снижение мощности потерь и повышение коэффициента полезного действия импульсных стабилизаторов

Силовой трансформатор, включаемый в сеть переменного тока, характеризуется определенной мощностью потерь, которую можно существенно снизить, если его рабочую частоту повысить с 50 Гц до несколько десятков или даже сотен килогерц, что заметно уменьшит его габариты и вес прежде всего за счет требуемого при этом меньшего количества витков обмоток и диаметра проводов.

Для реализации такого технического решения необходимо сетевое напряжение непосредственно выпрямить и отфильтровать. Затем с помощью управляемого АК преобразовать в высокочастотное импульсное напряжение, которое и следует подать на соответствующий силовой трансформатор с целью получения требуемых значений переменных напряжений с последующим их преобразованием в постоянное напряжение обычным способом.

В этой ситуации стабилизация выпрямленного сетевого напряжения производится на первичной стороне данного трансформатора за счет изменения скважности управляющих импульсов АК. Такие СН, обладающие повышенным КПД, достигающим 80 %, называют первичными.

6.3. Вторичные импульсные стабилизаторы напряжений

6.3.1. Принципы построения импульсных стабилизаторов напряжения

Принципы построения импульсных СН основаны на периодическом пропуске посредством АК тока от источника постоянного напряжения питания по катушке индуктивности (трансформатору напряжения) с последующей передачей этого тока непосредственно или через однонаправленный элемент (диод) в нагрузку с фильтрующим конденсатором) и с образованием на ней стабилизируемого напряжения путем его сравнения с опорным напряжением, а усиленного результата сравнения – с пилообразным напряжением и получением таким образом прямоугольных импульсов в виде ШИМ сигнала в пределах периода пилообразного напряжения и воздействия ими на АК с целью его управления.

Один из возможных вариантов реализации изложенных принципов построения импульсных СН представлен на рис. 6.1, а. Диаграммы напряжений, изображенные на рис. 6.1, б–д, поясняют принцип действия данного СН.

При включенном (открытом) АК в течение временного интервала $t_{\text{вкл}}$ (см. рис. 6.1, в) от источника питания с напряжением $E_{\text{п}}$ (см. рис. 6.1, а) через катушку индуктивности L (дроссель) протекает ток I_L , который заряжает конденсатор C и создает ток $I_{\text{н}}$ в сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$ с образованием напряжения E_0 . В закрытом (выключенном) состоянии АК, соответствующем временному интервалу $t_{\text{выкл}}$, отмеченному на рис. 6.1, в, ток дросселя I_L ,

замыкаясь через диод Д, может продолжать течь из-за проявления в нем самоиндукции и подзаряжать конденсатор С. Тем самым поддерживается ток I_H в сопротивлении нагрузки R_H и обеспечивается дополнительная фильтрация выходного напряжения E_0 без потерь мощности.

Для получения временных интервалов ($t_{\text{ВКЛ}}$, $t_{\text{ВЫКЛ}}$) и их регулирования в пределах периода T следования управляющих импульсов U_y (см. рис. 6.1, в) в импульсный СН (см. рис. 6.1, а) введено устройство 1 управления, в состав которого входят ОУ2, работающий в режиме сравнения сигналов, ИОН 3, компаратор 4 и генератор 5 пилообразного напряжения (ГПН) с периодом T .

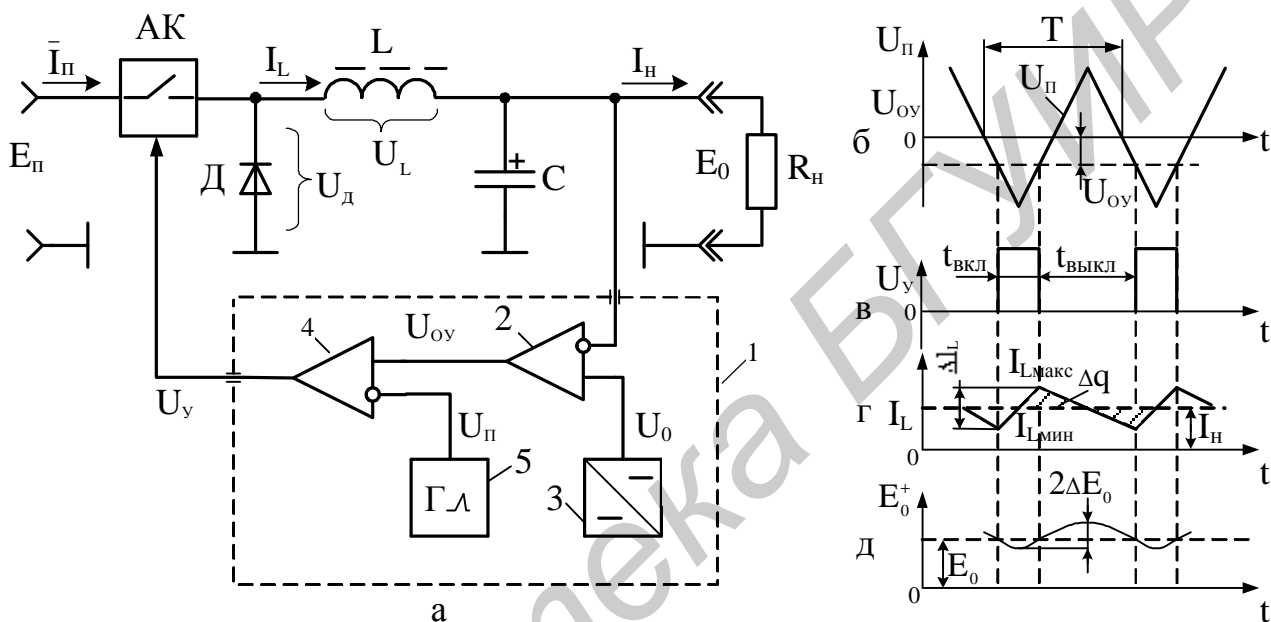


Рис. 6.1. Схема импульсного СН (а) и временные диаграммы (б–д), поясняющие принцип его действия

Стабилизация формируемого напряжения E_0 происходит следующим образом. Напряжение E_0 сравнивается в ОУ2 с напряжением U_0 ИОН 3 и образованием усиленного разностного напряжения $U_{\text{оу}}$, воздействующего на один из входов компаратора 4, на второй вход которого подводится линейно изменяющееся напряжение пилы $U_{\text{п}}$ (см. рис. 6.1, б) от ГПН 5. В результате взаимодействия этих сигналов на выходе компаратора 4 и, следовательно, на выходе управляющего устройства 1 образуется последовательность прямоугольных импульсов стандартной амплитуды U_y (см. рис. 6.1, в) с длительностью, соответствующей временному интервалу $t_{\text{ВКЛ}}$ в пределах периода T , зависимой от уровня напряжения $U_{\text{оу}}$ ОУ2. С уменьшением этого уровня, что соответствует повышению стабилизируемого напряжения E_0 , длительность импульсов управления сокращается, а с повышением – увеличивается.

Получаемая последовательность управляющих импульсов, воздействуя на АК, приводит к изменению тока I_L в катушке индуктивности, который при

включенном (открытом) АК возрастает до уровня $I_{L \text{ макс}}$, а при выключенном – снижается до $I_{L \text{ мин}}$ (см. рис. 6.1, г), образуя определенное среднее значение тока I_L в пределах периода T следования импульсов. Это приводит к установлению некоторого среднего значения стабилизируемого напряжения E_0 (см. рис. 6.1, д), которое так же, как и ток I_L , совершает колебания с размахом $2\Delta E_0$.

В дальнейшем изменение питающего напряжения E_{Π} и/или сопротивления R_H и других параметров схемы приводит к изменению описанным образом длительности импульсов управления и, следовательно, стабилизации формируемого напряжения E_0 независимо от влияния различного рода факторов. Очевидно, данный процесс стабилизации будет проходить нормально, если только выходное напряжение ОУ2 не будет выходить за пределы изменения пилообразного напряжения генератора 5 ($\pm U_{\Pi} \geq \pm U_{Oy}$). При нарушении этого условия не исключено применение на выходе ОУ2 двухполярного ограничителя сигналов.

6.3.2. Теоретические основы импульсных стабилизаторов

Теоретические основы импульсных СН базируются на законе электромагнитной индукции, связывающей напряжение U_L на катушке индуктивности L со скоростью изменения тока $\partial I_L / \partial t$ в ней:

$$U_L = L \frac{\partial I_L}{\partial t}. \quad (6.2)$$

Для определения зависимости тока в катушке индуктивности во времени t ($I_L = f(t)$) будем исходно считать емкость C конденсатора фильтра достаточно большой и, следовательно, пульсации выходного напряжения E_0 отсутствующими ($\Delta E_0 = 0$).

При закрытом (выключенном) АК напряжение на катушке индуктивности (6.2), распределяясь между выходным напряжением E_0 и напряжением U_D на прямосмещенном диоде D (см. рис. 6.1, а), является величиной постоянной:

$$U_L = (-U_D - E_0) \Big|_{E_0 \gg U_D} = -E_0. \quad (6.3)$$

Тогда на рассматриваемом временном интервале $t_{\text{выкл}}$ ток в катушке индуктивности будет убывать по линейному закону (см. рис. 6.1, г), так как скорость его изменения в соответствии с (6.2) и (6.3) неизменна:

$$\frac{\partial I_L}{\partial t} = -\frac{E_0}{L} = \text{const}. \quad (6.4)$$

В открытом состоянии АК напряжение на этой же катушке индуктивности также остается постоянным ($U_L = E_{\Pi} - E_0$) и ток в течение времени $t_{\text{вкл}}$ увеличивается по линейному закону:

$$\frac{\partial I_L}{\partial t} = \frac{E_{\Pi} - E_0}{L} = \text{const}. \quad (6.5)$$

Переходя к соответствующим конечным временным интервалам ($t_{\text{ВЫКЛ}}, t_{\text{ВКЛ}}$), на основании (6.4) и (6.5) можем записать конечную разность (изменение) тока в катушке индуктивности (см. рис. 6.1, г):

$$\Delta I_L = I_{L \text{ макс}} - I_{L \text{ мин}} = \frac{E_{\text{П}} - E_0}{L} t_{\text{ВКЛ}} = \frac{E_0}{L} t_{\text{ВЫКЛ}}. \quad (6.6)$$

Решая уравнение (6.6), получаем отношение стабилизируемого напряжения E_0 к питающему $E_{\text{П}}$:

$$\frac{E_0}{E_{\text{П}}} = \frac{t_{\text{ВКЛ}}}{t_{\text{ВКЛ}} + t_{\text{ВЫКЛ}}} = \frac{t_{\text{ВКЛ}}}{T} = t_{\text{ВКЛ}} f = K_3, \quad (6.7)$$

где $f = 1/T$ – частота следования импульсов управления; K_3 – коэффициент заполнения импульсов управления.

Из (6.7) видно, что выходное напряжение E_0 импульсного СН пропорционально коэффициенту заполнения импульсов управления ($K_3 = t_{\text{ВКЛ}}/T$) и не зависит от тока $I_{\text{Н}}$ в нагрузке, если только ток в катушке индуктивности (см. рис. 6.1, г) будет превышать половину разностного тока (6.6) ($I_L > \Delta I_L/2$).

Требуемую индуктивность L дросселя и емкость C фильтра можем определить исходя из следующих соображений. Ток I_L , протекающий по катушке индуктивности L , состоит из уходящей в сопротивление $R_{\text{Н}}$ нагрузки постоянной составляющей

$$I_{\text{Н}} = \frac{I_{L \text{ макс}} + I_{L \text{ мин}}}{2} \quad (6.8)$$

и переменной составляющей, идущей на заряд конденсатора C и, следовательно, образование тока

$$I_{\text{С}} = \frac{I_{L \text{ макс}} - I_{L \text{ мин}}}{2} = \frac{\Delta I_L}{2}. \quad (6.9)$$

Максимальный ток $I_{L \text{ макс}}$, связанный с током $I_{\text{Н}}$ в соответствии с (6.8),

$$I_{L \text{ макс}} = 2I_{\text{Н}} - I_{L \text{ мин}} + \frac{\Delta I_L}{2} - \frac{\Delta I_L}{2} = I_{\text{Н}} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (6.10)$$

позволяет определить изменение тока в катушке индуктивности:

$$\Delta I_L = 2I_{\text{Н}} \left(\frac{I_{L \text{ макс}}}{I_{\text{Н}}} - 1 \right) = 2(a - 1)I_{\text{Н}}, \quad (6.11)$$

где $a = I_{L \text{ макс}}/I_{\text{Н}}$ – коэффициент, который показывает, на сколько максимальный ток в катушке индуктивности $I_{L \text{ макс}}$ должен превышать ток $I_{\text{Н}}$ в сопротивлении нагрузки.

На основании (6.6) с учетом (6.7) и (6.11) находим искомую индуктивность дросселя:

$$L = \frac{E_{\text{П}} - E_0}{\Delta I_L} \cdot \frac{E_0}{E_{\text{П}}} T = \left(1 - \frac{E_0}{E_{\text{П}}} \right) \frac{E_0}{2(a - 1)f I_{\text{Н}}} = \left(1 - \frac{E_0}{E_{\text{П}}} \right) \frac{R_{\text{Н}}}{2(a - 1)f}, \quad (6.12)$$

где $R_H = E_0/I_H$ – сопротивление нагрузки.

С целью оптимизации величины индуктивности дросселя (6.12) коэффициент a , с одной стороны, не следует приближать к единичному значению, так как при этом требуемая индуктивность устремляется в бесконечность, а с другой стороны, его не нужно чрезмерно увеличивать, так как при заданном токе в нагрузке I_H это приводит к существенному увеличению разностного (6.11) и максимального (6.10) токов в катушке индуктивности. В связи с этим данную величину целесообразно задавать в интервале $a = 1,1-1,3$ со средним значением $a = 1,2$.

Стабилизируемое напряжение E_0 , как видно из (6.12), желательно приближать к напряжению питания E_{II} , что будет повышать КПД (6.1) СН, однако это приведет к ужесточению требований к АК в части его сопротивления во включенном состоянии ($r_{вкл} \rightarrow 0$), так как его конечная величина создает дополнительные потери мощности СН.

Емкость C конденсатора фильтра импульсного СН, связанную с величиной допустимых пульсаций стабилизируемого напряжения ΔE_0 , определим, используя известное соотношение для тока в конденсаторе:

$$I = C \frac{\partial U_C}{\partial t}. \quad (6.13)$$

Применительно к рассматриваемому СН (см. рис. 6.1, а) бесконечно малое изменение напряжения на конденсаторе ∂U_C соответствует конечной величине напряжения пульсаций ΔE_0 стабилизируемого напряжения E_0 ($\partial U_C \rightarrow \Delta E_0$), бесконечно малое временное приращение ∂t – конечному временному интервалу $(t_{вкл} + t_{выкл})/2 = T/2$, в пределах которого происходит заряд–разряд конденсатора C (см. заштрихованные области, характеризующие изменение заряда Δq , показанные на рис. 6.1, г) ($\partial t \rightarrow T/2$), а ток конденсатора I – среднему (половинному) за данный интервал времени ($T/2$) значению тока I_C (6.9) (см. рис. 6.1, г) ($I \rightarrow I_C/2$).

Принимая во внимание сказанное, на основании (6.13) с учетом (6.9), (6.11) и (6.12) можем записать соотношение для искомой емкости фильтра:

$$C = \frac{I_C}{2} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{\Delta E_0} = \frac{\Delta I_L}{8f\Delta E_0} = \frac{2(a-1)I_H}{8f\Delta E_0} = \frac{1}{8f^2 L \delta E_0} \left(1 - \frac{E_0}{E_{II}}\right), \quad (6.14)$$

где $\delta E_0 = \Delta E_0/E_0$ – относительное изменение (нестабильность) стабилизируемого напряжения.

Из (6.14) видно, что чем меньше допустимая нестабильность δE_0 стабилизируемого напряжения, тем большая требуется емкость C конденсатора фильтра, а чем выше рабочая частота f (ее квадрат) и меньше стабилизируемое напряжение E_0 отличается от питающего E_{II} , тем она меньше. Однако приближение E_0 к E_{II} так же, как и при выборе индуктивности L дросселя (6.12), ужесточает требования к АК.

Если пренебречь активными потерями АК, то можно записать условие баланса мощностей на входе и выходе СН:

$$E_{\Pi} \bar{I}_{\Pi} \approx E_0 I_H,$$

из которого следует, что средний ток, протекающий по АК,

$$\bar{I}_{\Pi} = I_H E_0 / E_{\Pi} \quad (6.15)$$

становится тем меньше, чем больше отличается стабилизируемое напряжение от питающего ($E_0 < E_{\Pi}$). Как известно, в СН непрерывного действия (см., например, рис. 4.2) такой трансформации токов нагрузки и регулирующего элемента не происходит.

Динамические процессы, происходящие в импульсном СН, могут быть описаны аналогичным по форме записи уравнением (4.5), действительным для СН непрерывного действия:

$$(U_0 - E_0 K_D) K_0 K_3 = E_0, \quad (6.16)$$

где $K_D \leq 1$ – коэффициент передачи резистивного делителя, обычно предусматриваемого на входе ОУ2, если стабилизируемое напряжение E_0 превышает допустимое значение синфазного сигнала $E_{\text{синф}}$ ОУ ($E_0 \leq E_{\text{синф}}$); K_0 – коэффициент передачи ОУ2; K_3 – коэффициент заполнения импульсов управления, соответствующий (6.7), который в процессе регулирования может изменяться в широких пределах: стремиться к единичному значению при КЗ нагрузки ($R_H \rightarrow 0$) и к нулю при чрезмерном увеличении питающего напряжения E_{Π} ($1 > K_3 > 0$).

Следует отметить, что для защиты от случайных КЗ и перенапряжений в цепь управления импульсных СН между АК и устройством 1 управления включают специальный логический блок, который закрывает АК при возникновении отмеченных ситуаций. Этот блок обычно выполняют на основе элемента ЗАПРЕТ и двухпорогового компаратора [10], один порог которого соответствует нижнему, а второй – верхнему пределу изменения питающего напряжения E_{Π} , а для защиты от случайных КЗ применяют датчик предельного тока в нагрузке, предельный уровень напряжения которого закрывает элемент ЗАПРЕТ. Более детально этот вопрос будет рассмотрен на конкретном примере в подразд. 6.4.

Итак, приводя уравнение (6.16) к явному виду, получаем стабилизируемое напряжение

$$E_0 = \frac{U_0}{K_D \left(1 + \frac{1}{K_0 K_D K_3} \right)}. \quad (6.17)$$

При выполнении условия $K_0 K_D K_3 \gg 1$ напряжение (6.17) принимает удобный для практического использования вид:

$$E_0 \Big|_{K_0 K_D K_3 \gg 1} = \frac{U_0}{K_D}. \quad (6.18)$$

На основании (6.17) и (6.18) можем записать погрешность стабилизации напряжения, обусловленную конечной величиной произведения коэффициентов K_0, K_D и K_3 :

$$\delta E_0 = \frac{E_0 \Big|_{K_0 K_D K_3 \gg 1}}{E_0} - 1 = \frac{1}{K_0 K_D K_3}. \quad (6.19)$$

Если принять усредненные параметры $K_0 = 10^5$, $K_D = 0,5$, $K_3 \geq 0,1$, то погрешность (6.19) $\delta E_0 \leq 0,02 \%$.

Коэффициент фильтрации стабилизируемого напряжения E_0 , по форме записи совпадающий с (4.21), определим с учетом влияния питающего напряжения E_{Π} , которым, полагаем, производится питание устройства 1 управления (см. рис. 6.1, а) в целом и ОУ2 в частности:

$$K_{\phi} = \frac{\partial E_{\Pi}}{\partial E_0} = \frac{\partial E_{\Pi}}{\partial U_{\text{см.0}}} \cdot \frac{\partial U_{\text{см.0}}}{\partial E_0}, \quad (6.20)$$

где $\partial E_{\Pi} / \partial U_{\text{см.0}}$ – производная, определяемая обратной величиной параметра ООВП применяемого ОУ.

Производную $\partial U_{\text{см.0}} / \partial E_0$ найдем из уравнения, составляемого по аналогии с (4.22) для рассматриваемого СН:

$$(\partial U_0 + \partial U_{\text{см.0}} - \partial E_0 K_D) K_0 K_3 = \partial E_0. \quad (6.21)$$

Из (6.21) искомая производная

$$\frac{\partial U_{\text{см.0}}}{\partial E_0} = K_D + \frac{1}{K_0 K_3} - \frac{\partial U_0}{\partial E_0} \cdot \frac{\partial E_{\Pi}}{\partial E_0}, \quad (6.22)$$

где $\partial E_{\Pi} / \partial U_0$ – коэффициент фильтрации применяемого ИОН K_{ϕ, U_0} , а $\partial E_{\Pi} / \partial E_0$ – искомый коэффициент фильтрации K_{ϕ} (6.20).

Принимая во внимание (6.22) и (6.20), получаем коэффициент фильтрации анализируемого СН, по форме записи совпадающий с (4.55):

$$K_{\phi} = \frac{K_D + \frac{1}{K_0 K_3}}{\frac{1}{K_{\phi, U_0}} + 10^{\text{ООВП}/20}}. \quad (6.23)$$

Если практическая реализация импульсного СН позволяет производить питание ИОН 3 стабилизируемым напряжением ($E_0 \geq E_{\Pi, \text{ИОН}}$), то формула (6.23) может быть модифицирована за счет замены исходного коэффициента фильтрации ИОН (K_{ϕ, U_0}) на усиленный ($K_{\phi, U_0} \cdot K_{\phi}$) и приведена к виду уравнения (4.56):

$$K_{\phi} \Big|_{K_{\phi, U_0} \rightarrow K_{\phi, U_0} K_{\phi}} = 10^{-\text{ООВП}/20} \left(K_D + \frac{1}{K_0 K_3} - \frac{1}{K_{\phi, U_0}} \right). \quad (6.24)$$

Коэффициент стабилизации при необходимости оценивается по формуле (4.3) с использованием коэффициентов фильтрации (6.23) или (6.24).

Представляет интерес оценка внутреннего (выходного) сопротивления рассматриваемого СН, которую можно выполнить исходя из закона Ома, подключив вместо сопротивления нагрузки R_H внешний генератор ЭДС с напряжением $\partial E_0 = \Delta E_0$, и определить образуемый при этом ток ∂I , соответствующий измененному (увеличенному) в глубину ООС F току в катушке индуктивности ΔI_L (6.11):

$$R_{i.E_0} = \frac{\partial E_0}{\partial I} = \frac{\Delta E_0}{\Delta I_L F}. \quad (6.25)$$

Глубина последовательной по напряжению ООС (Н-связь), действующая в СН и вытекающая из уравнения (6.17),

$$F = 1 + K_D K_0 K_3 \quad (6.26)$$

позволяет с учетом соотношения для емкости фильтра (6.14), содержащего отношение необходимых параметров, записать искомое сопротивление (6.25) в окончательном виде:

$$R_{i.E_0} = \frac{1}{8fC(1 + K_D K_0 K_3)}. \quad (6.27)$$

Произведем расчет основных параметров импульсного СН (см. рис. 6.1, а) на напряжение $E_0 = 15$ В и ток нагрузки $I_H = 1$ А при питающем напряжении $E_{II} = 20$ В и нестабильности $\delta E_0 = \pm 0,1$ %.

Принимая частоту следования импульсов управления $f = 20$ кГц и коэффициент $a = 1,2$, по формулам (6.12) и (6.14) находим сопротивление нагрузки $R_H = E_0 / I_H = 15$ Ом, индуктивность дросселя $L = 468,75$ мкГн и емкость $C = 166,66$ мкФ. При этом в соответствии с (6.11) изменение тока $\Delta I_L = 0,4$ А и максимальный ток в катушке индуктивности $I_{L \text{ макс}} = a I_H = 1,2$ А, а максимальная энергия, накапливаемая этой индуктивностью и необходимая для выбора типа и материала сердечника дросселя, $E_{L \text{ макс}} = L I_{L \text{ макс}}^2 / 2 = 337,5$ мкДж.

Средний ток (6.15) $\bar{I}_{II} = 0,75$ А позволяет определить требования к АК по его сопротивлению во включенном состоянии, если будет известно то минимальное напряжение $U_{AK.мин}$, которое действует на его выводах в этом состоянии:

$$r_{ВКЛ} = \frac{U_{AK.мин}}{\bar{I}_{II}} = \frac{E_{II.мин} - E_0 - E_L}{\bar{I}_{II}}, \quad (6.28)$$

где $E_{II.мин}$ – минимальное напряжение, питающее импульсный СН; E_L – напряжение, образуемое на активном сопротивлении r_L катушки индуктивности L при прохождении через нее тока I_H нагрузки.

Напряжение $E_{II.мин}$ оценивается допустимыми колебаниями напряжения первичной сети, которые составляют ± 10 % от номинала. В связи с этим $E_{II.мин} = 0,9 E_{II} = 18$ В.

Активное сопротивление катушки индуктивности (дросселя) зависит от ее добротности Q_L , которая на рабочей частоте f может быть реализована в пределах $Q_L = 10 - 100$:

$$r_L = \omega L / Q_L. \quad (6.29)$$

Принимая $Q_L = 50$, получаем сопротивление (6.29) $r_L \leq 1,18$ Ом, напряжение $E_L = I_H r_L = 1,18$ В, $U_{AK, \min} = 1,82$ В и сопротивление (6.28) $r_{BKЛ} \leq 2,43$ Ом.

Полученное достаточно малое сопротивление (6.28) определяет необходимость применения в качестве АК мощных БТ или ПТ, способных коммутировать весьма немалый средний ток (6.15).

Для определения динамических параметров СН принимаем усредненные параметры ОУ2 $K_0 = 10^5$, ООВП = -80 дБ, потребляемый ток $I_{II} = 5$ мА, а ИОН 3 $U_0 = 9$ В, $I_0 = 10$ мА, $K_{\phi, U_0} = 5 \cdot 10^3$. При этом коэффициент передачи делителя (6.18) $K_D = U_0 / E_0 = 0,6$, а коэффициент заполнения импульсов управления (6.7) $K_3 = E_0 / E_{II} = 0,75$.

Тогда в соответствии с (6.19), (6.23), (6.24), (6.26) и (6.27) получаем $\delta E_0 = 2,2 \cdot 10^{-3} \%$, $K_{\phi} = 2 \cdot 10^3$, $K_{\phi} |_{K_{\phi, U_0} \rightarrow K_{\phi, U_0} K_{\phi}} \approx 6 \cdot 10^3$, $F = 1,45 \cdot 10^5$ и $R_{i, E_0} = 0,26 \cdot 10^{-6}$ Ом, что является вполне приемлемым результатом.

6.3.3. Оценка коэффициента полезного действия импульсного стабилизатора

Для определения КПД (6.1) импульсного СН необходимо оценить мощность активных потерь в каждом из элементов его рабочей схемы (см. рис. 6.1, а). Мощность, теряемую в АК и дросселе L , находим по рассчитанным величинам сопротивлений (6.28) и (6.29) и протекающих по ним токов (6.15) и (6.8):

$$P_{AK} = \bar{I}_{II}^2 r_{BKЛ}, \quad (6.30)$$

$$P_L = I_H^2 r_L. \quad (6.31)$$

С учетом цифровых данных отмеченных параметров ($\bar{I}_{II} = 0,75$ А, $I_H = 1$ А, $r_{BKЛ} = 2,43$ Ом, $r_L = 1,18$ Ом) искомые величины (6.30) и (6.31) получают значения $P_{AK} = 1,37$ Вт и $P_L = 1,18$ Вт.

Потеря мощности в фильтрующем конденсаторе C связана с наличием в нем заметных токов утечки I_{YT} , особенно в электролитических конденсаторах, добротность которых на рабочей частоте $f = 50$ Гц с номиналом от сотых долей до тысяч микрофарад составляет от 2 до 100 ($Q_C = 2 - 100$) [19]. Зная емкость (6.14) и добротность применяемого конденсатора, например $Q_C = 50$, можно

определить сопротивление активной составляющей полной проводимости в параллельной схеме замещения на частоте измерения параметров $f = 50$ Гц:

$$R = \frac{Q_C}{\omega C}, \quad (6.32)$$

которое для указанных величин параметров $R = 955$ Ом.

Полагая, что активное сопротивление (6.32) в диапазоне относительно низких (звуковых) частот не зависит от частоты, мощность потерь в конденсаторе

$$P_C = E_0^2/R \quad (6.33)$$

и при отмеченных выше цифровых данных составляет $P_C = 0,24$ Вт.

Мощность, теряемая в диоде Д, определяется переменной составляющей тока ΔI_L (6.11), протекающей по нему при закрытом АК (постоянная составляющая тока через диод не протекает), и образующим при этом напряжением $U_D \approx 0,7$ В:

$$P_D = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{2}} U_D = \frac{2(a-1)I_H}{\sqrt{2}} U_D. \quad (6.34)$$

С учетом указанных выше цифровых данных мощность (6.34) $P_D = 0,2$ Вт.

Мощность, потребляемую устройством 1 управления, оценим ориентировочно исходя из токов потребления каждой из применяемых ИС в типовом режиме их работы. Токи потребления ИС ОУ2, компаратора 4 и генератора 5 примерно одинаковы и соответствуют $I_{II} = 5$ мА в каждой, а в ИОН 3 – $I_0 = 10$ мА, что в сумме составит ток потребления устройства 1 $I_{yy} = 25$ мА, при этом мощность устройства управления при питании его от источника с напряжением $E_{II} = 20$ В будет

$$P_{yy} = E_{II} I_{yy} \quad (6.35)$$

и при указанных цифровых данных не превысит $P_{yy} = 0,5$ Вт.

Так как рассматриваемый СН является вторичным, то необходимо учесть и потери мощности не только в выпрямителе с фильтрующим конденсатором C_Φ (см. рис. 4.4), который поставляет напряжение E_{II} для импульсного СН (см. рис. 6.1, а), а и в трансформаторе Тр, потеря мощности в котором характеризуется коэффициентом f_{II} , представляющим собой отношение выходного напряжения ХХ U_{XX} к номинальному напряжению $U \approx (E_{II} + 2U_D)/\sqrt{2}$:

$$f_{II} = U_{XX}/U. \quad (6.36)$$

Коэффициент (6.36) зависит от типа сердечника и номинальной мощности трансформатора P_N и колеблется от 1,05 до 1,3 в зависимости от $P_N = (200 - 5)$ Вт. Для нашего случая можно принять $f_{II} = 1,2$, и тогда мощность потерь в трансформаторе

$$P_{Tr} = (f_{II} - 1)U\bar{I}_{II} \approx (f_{II} - 1)\bar{I}_{II} (E_{II} + 2U_D)/\sqrt{2}. \quad (6.37)$$

Номинальное напряжение U , входящее в (6.36) и (6.37), является переменным (эффективным), амплитудное значение $(\sqrt{2}U)$ которого в мостовом выпрямителе создает требуемое напряжение питания E_{II} с потерей на двух диодах удвоенного напряжения $(2U_D)$ при протекании через них среднего тока \bar{I}_{II} (6.15).

Следовательно, мощность, теряемая в мостовом выпрямителе (см. рис. 4.4), определяется средним током \bar{I}_{II} (6.15) и напряжением U_D , падающем на каждом из двух диодов, которое для мощных диодов составляет около 1 В ($U_D \leq 1$ В):

$$P_B = 2U_D\bar{I}_{II}. \quad (6.38)$$

С учетом приведенных цифровых данных теряемые мощности в трансформаторе (6.37) $P_{Tr} = 2,3$ Вт и в выпрямителе (6.38) $P_B = 1,5$ Вт.

Активные потери мощности в конденсаторе фильтра выпрямителя C_{Φ} (см. рис. 4.4), номинал которого соизмерим с емкостью (6.14) конденсатора C , применяемого в импульсном СН (см. рис. 6.1, а), несколько выше мощности (6.33) из-за того, что данные конденсаторы, имеющие даже один и тот же тип и параметр (6.32), работают под разным уровнем напряжений, что и определяет это отличие:

$$P_{C\Phi} = E_{II}^2/R. \quad (6.39)$$

Мощность потерь (6.39) в конденсаторе фильтра выпрямителя при оговоренных цифровых данных $P_{C\Phi} = 0,42$ Вт, что выше мощности (6.33).

Суммарная мощность потерь в импульсном СН

$$P_{\Sigma} = P_{AK} + P_L + P_C + P_D + P_{yU} + P_{Tr} + P_B + P_{C\Phi} \quad (6.40)$$

в соответствии с цифровыми данными каждой из составляющих (6.30), (6.31), (6.33) – (6.35), (6.37) – (6.39) принимает значение $P_{\Sigma} = 7,71$ Вт.

Мощность потерь (6.40) и полезная мощность в нагрузке $P_H = E_0 I_H = 15$ Вт позволяют в соответствии с (6.1) оценить искомый КПД $\eta = 0,66$.

Анализируя полученный результат, можно заключить, что с целью повышения КПД необходимо переходить к первичным импульсным СН, позволяющим, как отмечено в п. 6.2.2, существенно снизить основные составляющие потерь мощности (6.37) и (6.38) за счет прежде всего уменьшения среднего тока (6.15) и коэффициента потерь f_{II} (6.36) трансформатора при переходе на более высокую его рабочую частоту. Например, при уменьшении отмеченных составляющих мощности (6.37) и (6.38) на порядок и сохранении прежних цифровых данных других составляющих суммарная мощность (6.40) составила бы $P'_{\Sigma} = 4,29$ Вт и КПД (6.1) СН повысился бы до $\eta' = 77,76$ %.

6.3.4. Формирование линейно изменяющихся напряжений

Принципы построения ГПН (рис. 6.2, а) основаны на использовании инвертирующего триггера Шмитта, охваченного ООС посредством ГСТ с накопительным конденсатором C (в простейшем варианте реализации посредством ФНЧ первого порядка в виде RC-цепи), с помощью которого происходит заряд-разряд конденсатора под влиянием выходного напряжения ОУ до порогового уровня $\pm \alpha U_{\text{ВЫХ}}$ (рис. 6.2, б), устанавливаемого резисторами R_1, R_2 цепи ПОС:

$$\alpha = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (6.41)$$

Инвертирующий триггер Шмитта представляет собой по существу классическую неинвертирующую ОС, в которой входы ОУ включены наоборот, т.е.

неинвертирующий вход ОУ (см. рис. 6.2, а) подключен к делителю на резисторах R_1 и R_2 , создающих ПОС, а инвертирующий вход ОУ является управляющим входом. Иными словами, цепь, задававшая ранее ООС, теперь создает ПОС, что всегда обеспечивает на выходе триггера положительное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$, близкое к напряжению питания $E_{\text{П}}^+$ ОУ (см. разность напряжений $\Delta E_{\text{П}}^+ = \Delta E_{\text{П}}^- \approx \pm 1$ В, отмеченную на рис. 6.2, б), при отсутствии сигналов управления на инвертирующем входе.

Если на управляющий вход подать положительное напряжение и если его уровень достигнет порогового напряжения $\alpha U_{\text{ВЫХ}}$, действующего на неинвертирующем входе, то триггер изменит свое состояние с образованием на выходе напряжения отрицательной полярности $-U_{\text{ВЫХ}}$ (см. рис. 6.2, б), которое будет сохраняться при любых положительных сигналах на этом входе. Подавая затем напряжение отрицательной полярности с уровнем меньше нижнего порога $-\alpha U_{\text{ВЫХ}}$, триггер будет возвращаться в исходное состояние.

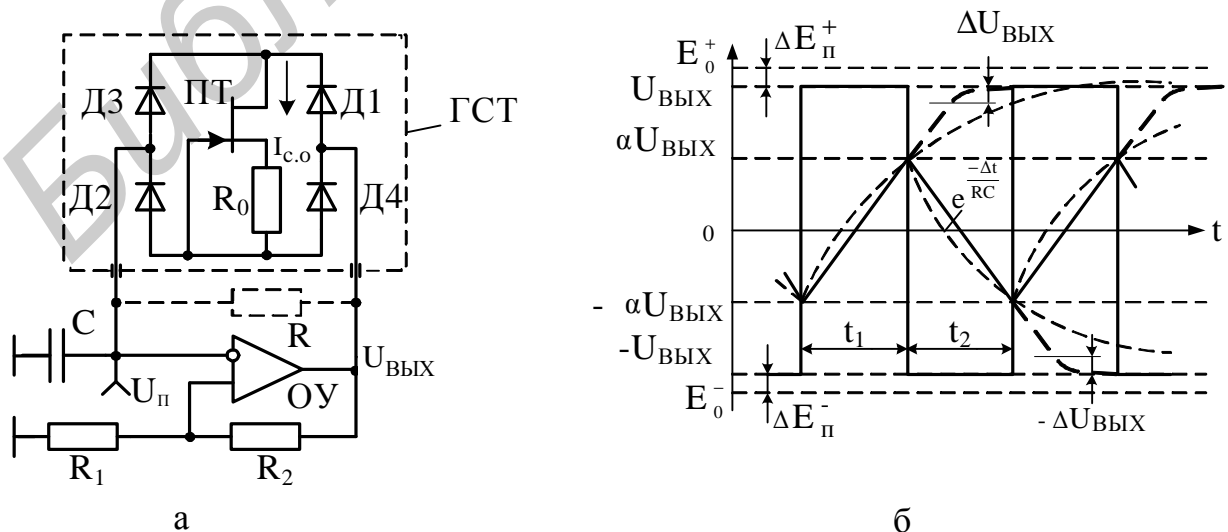


Рис. 6.2. Варианты схем ГПН (а) и диаграммы напряжений (б), поясняющие их работу

Так как на выходе триггера могут появляться положительные и отрицательные напряжения $\pm U_{\text{ВЫХ}}$, близкие к напряжениям питания $E_{\text{П}}^{\pm}$ (см. рис. 6.2, б) и совпадающие по полярности с входными управляющими сигналами, то требуемые сигналы управления можно получить используя RC-цепь. Необходимо включить ее между выходом и инвертирующим входом ОУ так, чтобы получаемый конденсатором С заряд, достигнув положительного порогового уровня $\alpha U_{\text{ВЫХ}}$, смог автоматически переключить состояние триггера на обратное. То есть тем самым обеспечить разряд конденсатора до нижнего уровня $-\alpha U_{\text{ВЫХ}}$, а в дальнейшем процесс заряда-разряда конденсатора совершать непрерывно с образованием на нем пилообразного напряжения $U_{\text{П}}$, а на выходе ОУ (см. рис. 6.2, а) – прямоугольных импульсов (см. тонкие штриховые и утолщенные прямоугольные линии на рис. 6.2, б соответственно). Образованное таким образом устройство, выполняющее описанные функции формирования сигналов, получило название мультивибратора.

Несмотря на несовершенство формы получаемого пилообразного напряжения с помощью простой RC-цепи в мультивибраторе, все же необходимо математически описать процессы, протекающие в этом устройстве, чтобы в дальнейшем выработать рекомендации по его усовершенствованию для повышения амплитуды и линейности формируемого напряжения.

В установившемся режиме работы мультивибратора процесс заряда конденсатора С происходит по экспоненте с постоянной времени $\tau = RC$, где R – сопротивление резистора R, показанного на рис. 6.2, а штриховой линией, от уровня $-\alpha U_{\text{ВЫХ}}$ до $U_{\text{ВЫХ}}$ (см. рис. 6.2, б), а разряда – от уровня $\alpha U_{\text{ВЫХ}}$ до $-U_{\text{ВЫХ}}$ (см. экспоненты в виде тонких штриховых линий на рис. 6.2, б). Таким образом, конденсатор С может находиться под разностью потенциалов $\pm U_{\text{ВЫХ}}(1 + \alpha)$. В связи с этим при заряде напряжение на конденсаторе во времени t может быть представлено в виде экспоненциальной функции

$$U_C(t) = U_{\text{ВЫХ}} [1 - (1 + \alpha)e^{-t/RC}]. \quad (6.42)$$

При достижении уровня

$$U_C(t) = \alpha U_{\text{ВЫХ}} \quad (6.43)$$

произойдет изменение полярности выходного напряжения и начнется разряд конденсатора по тому же закону, но с той лишь разницей, что в соотношениях (6.42) и (6.43) при выходных напряжениях появится знак «минус», в дальнейшем практически ни на что не влияющий.

Приравняв правые части соотношений (6.42) и (6.43), получаем уравнение

$$1 - (1 + \alpha)e^{-t/RC} = \alpha, \quad (6.44)$$

решение которого с учетом (6.41) позволяет найти временной интервал $t_1 = t$, соответствующий времени заряда конденсатора от уровня $-\alpha U_{\text{ВЫХ}}$ до уровня $\alpha U_{\text{ВЫХ}}$ (см. рис. 6.2, б):

$$t = RC \ln \frac{1+\alpha}{1-\alpha} = RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right). \quad (6.45)$$

Точно такими же уравнениями (6.44) и (6.45) описывается и временной интервал $t_2 = t$, соответствующий времени разряда конденсатора от уровня $\alpha U_{\text{ВЫХ}}$ до уровня $-\alpha U_{\text{ВЫХ}}$ (см. рис. 6.2, б). Следовательно, период колебаний мультивибратора будет определяться удвоенным временным интервалом (6.45):

$$T = 2RC \ln \frac{1+\alpha}{1-\alpha} = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right). \quad (6.46)$$

Для оценки нелинейности формируемого пилообразного напряжения применяют соответствующий коэффициент, который представляет собой отношение разности угловых коэффициентов в начале и конце получаемого напряжения, отнесенного к угловому коэффициенту в начале пила. Применительно к нашему случаю коэффициент нелинейности определяется как разность между единицей и отношением производных по времени t от (6.42) при $t = T/2$ и $t = 0$:

$$K_H = 1 - \frac{\partial U_c(t)}{\partial t} \Big|_{t=T/2} / \frac{\partial U_c(t)}{\partial t} \Big|_{t=0}. \quad (6.47)$$

Производная по времени t от (6.42) в общем случае

$$\frac{\partial U_c(t)}{\partial t} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(1+\alpha)}{RC} e^{-t/RC},$$

которая при $t = 0$ и $t = T/2$ принимает соответственно значения

$$\frac{\partial U_c(t)}{\partial t} \Big|_{t=0} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(1+\alpha)}{RC} \quad (6.48)$$

и

$$\frac{\partial U_c(t)}{\partial t} \Big|_{t=T/2} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(1+\alpha)}{RC} e^{-T/(2RC)}. \quad (6.49)$$

На основании (6.48) и (6.49) с учетом (6.46) искомый коэффициент (6.47) становится удобным для практического использования:

$$K_H = 1 - e^{-T/(2RC)} = 1 - e^{-\ln \frac{1+\alpha}{1-\alpha}} = \frac{2\alpha}{1+\alpha}. \quad (6.50)$$

При уровнях $\alpha = 0,5$ и $\alpha = 0,1$ коэффициент нелинейности (6.50) составляет $K_H \Big|_{\alpha=0,5} = 66,66\%$ и $K_H \Big|_{\alpha=0,1} = 16,66\%$. При этом амплитуда пилообразного напряжения относительно нулевого уровня (6.43) соответствует 0,5 и 0,1 от выходного напряжения применяемого ОУ. Это является неприемлемым результатом для использования такого ГПН даже в импульсном

СН (см. рис. 6.1, а), для которого высокая линейность этого напряжения не так уж и важна, но амплитуда пила приобретает первостепенное значение.

Итак, линейность получаемого пилообразного напряжения, как видно из рис. 6.2, б и формулы (6.50), зависит от задаваемых пороговых уровней, и чем меньше α , тем выше линейность, но при этом и меньше амплитуда (6.43) сигнала U_{Π} (см. рис. 6.2, а), снимаемого с конденсатора C , что нежелательно.

Для получения существенно большей амплитуды пилообразного напряжения с повышенной его линейностью целесообразно вместо резистора РС-цепи использовать ГСТ на ПТ, внутреннее сопротивление которого может быть чрезвычайно большим.

Принимая во внимание то, что заряд конденсатора в этом случае будет происходить стабильным током I_0 ГСТ (см. рис. 6.2, а), можно на основании (6.13) при конечных приращениях параметров записать напряжение, образуемое на конденсаторе C во времени t :

$$U_c(t) = \frac{I_0}{C} t. \quad (6.51)$$

Полученное уравнение является линейным, так как производная от (6.51) $\partial U_c(t)/\partial t = I_0/C = \text{const}$ и, следовательно, коэффициент нелинейности (6.50) для этого напряжения $K_H = 0$.

В установившемся режиме напряжение на конденсаторе C изменяется по линейному закону (6.51), как и ранее, от уровня $-\alpha U_{\text{ВЫХ}}$ до уровня $\alpha U_{\text{ВЫХ}}$ при заряде и от $\alpha U_{\text{ВЫХ}}$ до $-\alpha U_{\text{ВЫХ}}$ при разряде (см. пилообразное напряжение, показанное на рис. 6.2, б в виде утолщенных прямых линий) с размахом, соответствующим $\pm 2\alpha U_{\text{ВЫХ}}$.

Уравнения (6.51) и (6.43), описывающие напряжение на конденсаторе C с отсчетом от нулевого уровня, позволяют, приравняв их правые части между собой, определить временной интервал

$$t = \frac{\alpha U_{\text{ВЫХ}} C}{I_0}, \quad (6.52)$$

который, в отличие от (6.45), соответствует половине временных интервалов t_1 и t_2 ($t = t_1/2 = t_2/2$), обозначенных на рис 6.2, б.

В связи с этим период формируемых колебаний, в отличие от (6.46), соответствует учетверенному временному интервалу (6.52):

$$T = \frac{4\alpha U_{\text{ВЫХ}} C}{I_0}. \quad (6.53)$$

Применяемый в мультивибраторе ГСТ на ПТ (см. рис. 6.2, а) может выполнять свои функции при определенной разности напряжений между стоком и истоком $U_{\text{СИ}}$, которая не должна быть меньше напряжения отсечки $U_{\text{ЗИ.ОТС}}$ ПТ ($U_{\text{СИ}} \geq U_{\text{ЗИ.ОТС}}$) [1]. В связи с этим можно записать условия нормальной работы ГСТ на ПТ:

$$U_{\text{ВЫХ}} - \alpha U_{\text{ВЫХ}} = (1 - \alpha) U_{\text{ВЫХ}} \geq U_{\text{ЗИ.ОТС}}. \quad (6.54)$$

Из соотношения (6.54) следует допустимое значение коэффициента (6.41):

$$\alpha \leq 1 - \frac{U_{\text{зи.отс}}}{U_{\text{вых}}}, \quad (6.55)$$

которое при $U_{\text{зи.отс}} = 2,5 \text{ В}$ и $U_{\text{вых}} = 14 \text{ В}$ не должно превышать $\alpha \leq 0,82$, что обеспечивает получение амплитуды пилообразного напряжения (6.43) $U_c(t) \leq 11,5 \text{ В}$ при нулевом коэффициенте нелинейности (6.47) ($K_H = 0$).

Нарушение условия (6.54), граничные значения которого отмечены на рис. 6.2, б в виде напряжений $\pm \Delta U_{\text{вых}}$, приводит к существенному снижению внутреннего сопротивления ГСТ $R_{i,\text{ГСТ}}$ (4.62) и, следовательно, нарушению линейного закона изменения напряжения пила (см. утолщенные штриховые линии на рис. 6.2, б, составляющие продолжение утолщенных сплошных прямых линий).

Для улучшения симметрии формируемого пилообразного напряжения целесообразно ток заряда и разряда конденсатора через ГСТ на ПТ пропускать в одном направлении и тем самым гарантировать неизменность его внутреннего сопротивления ($R_{i,\text{ГСТ}} = \text{const}$). Данное условие выполнимо при использовании диодного моста (см. рис. 6.2, а), в одну диагональ которого включается ГСТ на ПТ с резистором R_0 в цепи истока, а вторая диагональ подключается между выходом и инвертирующим входом ОУ. При этом ток I_0 заряда конденсатора C проходит с выхода ОУ через диод Д1, ГСТ и диод Д2, а ток разряда – через Д3, ГСТ и Д4, т.е. в одном и том же направлении (сверху вниз по рис. 6.2, б) через ПТ и резистор R_0 .

При таком схемном решении ГСТ на диодах Д1, Д2 и Д3, Д4 падает часть выходного напряжения ОУ. Чтобы не нарушался режим работы ПТ как ГСТ, необходимо снижать значение коэффициента α (6.55). В этом случае для данного коэффициента можно записать новое условие:

$$\alpha \leq 1 - \frac{U_{\text{зи.отс}} + 2U_{\text{д}}}{U_{\text{вых}}}, \quad (6.56)$$

где $U_{\text{д}}$ – напряжение на каждом из прямосмещенных диодов Д1, Д2 или Д3, Д4, составляющее для кремниевых диодов примерно $U_{\text{д}} \approx 0,65 \text{ В}$.

При прежних цифровых данных коэффициент (6.56) должен быть $\alpha \leq 0,73$, а амплитуда пилообразного напряжения (6.43) $U_c(t) \leq 10,2 \text{ В}$, что вполне допустимо.

Рабочий ток I_0 ГСТ задается резистором R_0 , номинал которого рассчитывается по формуле (4.61), а получаемое при этом его внутренне сопротивление $R_{i,\text{ГСТ}}$ – по (4.62), исходя из основных параметров применяемого ПТ.

Если необходимо иметь термостабильное линейно изменяющееся напряжение, то номинал резистора R_0 следует выбрать из условия обеспечения термостабильного тока $I_0 = I_{C,0}$, определенного по формуле [20,1]:

$$I_{C.0} \approx 0,44 \frac{I_{C.макс}}{U_{зи.отс}^2 [B^{-2}]}, \quad (6.57)$$

где $I_{C.макс}$ – максимальный ток стока применяемого ПТ.

Произведем расчет термостабилизированного ГПН (см. рис. 6.2, а) на рабочую частоту $f = 20$ кГц с амплитудой пины $U_{п} \geq 10$ В и максимально возможной линейностью и симметрией формируемого напряжения.

Расчет ГПН целесообразно начинать с определения требований к ОУ по амплитуде выходного напряжения $U_{вых}$, которое должно превышать амплитуду пины $U_{п}$, как видно из (6.56), на суммарное напряжение $U_{зи.отс} + 2U_{д} = (3...4)$ В, и скорости нарастания выходного напряжения ν , так как частота f формируемых сигналов (см. рис. 6.2, б) не такая уже малая ($f = 20$ кГц).

В рассматриваемой ситуации напряжение питания ОУ должно быть не ниже $E_{п}^{\pm} = \pm 15$ В, так как при этом практически все стандартные ОУ обеспечивают неискаженную форму выходного сигнала, выраженного в эффективных значениях, $U_{вых.эф} \geq 10$ В, что соответствует амплитудному значению $U_{вых} = U_{вых.эф} \cdot \sqrt{2} = 14,14$ В. При отсутствии таких сведений амплитуда выходного сигнала ОУ может быть оценена как разность напряжения питания $E_{п}^{\pm}$ и части питающего напряжения $\Delta E_{п}^{\pm} \leq \pm 1$ В (см. рис. 6.2, б), падающего на активных элементах внутренней структуры применяемого ОУ, т.е. $U_{вых} = E_{п}^{\pm} - \Delta E_{п}^{\pm} \geq 14$ В.

Период следования прямоугольных импульсных сигналов $T = 1/f = 50$ мкс. Чтобы их форма была удовлетворительной, необходимо фронт импульсов иметь на два порядка меньшим ($t_{ф} \leq 0,01T/2 = 0,025$ мкс). Тогда требуемая скорость нарастания выходного сигнала ОУ должна быть $\nu = U_{вых}/t_{ф} \geq 56$ В/мкс, что определяет необходимость применения быстродействующего ОУ.

В связи с этим выбираем быстродействующий ОУ типа К574УД1 с основными параметрами [4]: $\nu = 90$ В/мкс, $f_T = 18$ МГц, $ООВП = -80$ дБ, $K_0 = 150 \cdot 10^3$, $E_{п}^{\pm} = \pm 15$ В, $I_{п} = 5$ мА, что позволяет получить амплитуду выходного напряжения $U_{вых} = E_{п}^{\pm} - \Delta E_{п}^{\pm} = 14$ В и в соответствии с (6.43) обеспечить нижнюю границу коэффициента (6.41) $\alpha \geq 0,71$.

При выборе диодов Д1...Д4 выпрямительного моста целесообразно ориентироваться на германиевые диоды, у которых меньшее напряжение $U_{д} = (0,4...0,5)$ В, несмотря на то, что у них температурная зависимость параметров выше, чем у кремниевых, однако это в данном случае не имеет существенного значения.

Исходно приняв $U_{д} = 0,4$ В, на основании (6.56) определяем требования по напряжению отсечки применяемого ПТ $U_{зи.отс} = (1 - \alpha)U_{вых} - 2U_{д} \leq 3,26$ В. Напряжение отсечки $U_{зи.отс} \leq 1$ В выбирать не следует из-за того, чтобы ток

$I_{C,0}$ (6.57) не приближался к максимальному $I_{C,макс}$, большой уровень которого ($I_{C,макс} \geq 10$ мА) также нежелателен.

С учетом вышеизложенного выбираем ПТ на основе р-п-перехода с п-каналом типа КП307Е с параметрами [7]: $U_{ЗИ.ОТС} = -2,5$ В, $I_{C,макс} = (1,5 \dots 5)$ мА (среднегеометрическое значение $I_{C,макс} = 2,74$ мА), $U_B = 120$ В [1], а диоды моста – германиевые типа Д311А [21] с напряжением $U_D = 0,4$ В при прямом токе $I_{П} = 10$ мА.

Для цифровых данных параметров ПТ ток в ТСТ (6.57) $I_{C,0} = 0,19$ мА, а сопротивление в цепи истока, обеспечивающее данный ток, в соответствии с (4.61) $R_0 = 9,69$ кОм, при этом внутреннее сопротивление ГСТ (4.62) $R_{i,ГСТ} = 4,18$ МОм.

Так как расчетный ток ГСТ $I_{C,0} = 0,19$ мА оказался во много раз меньше типового прямого тока $I_{П} = I_D = 10$ мА, при котором гарантировано напряжение $U_D = 0,4$ В, необходимо определить реальное значение напряжений U_D^* , действующих на каждом из диодов моста при рабочем токе $I_D = I_{C,0}$. Для этого воспользуемся экспоненциальной зависимостью тока диода от напряжения на диоде:

$$I_D = I_{D,0} e^{U_D / \varphi_T}, \quad (6.58)$$

где $I_{D,0}$ – гипотетический начальный ток диода (теоретический обратный ток насыщения); $\varphi_T = kT/q$ – температурный потенциал, примерно равный 26 мВ.

На основании (6.58) запишем отношение токов диода для двух его значений, соответствующих типовому $I_D = I_{П}$ и расчетному $I_D = I_{C,0}$:

$$\frac{I_{П}}{I_{C,0}} = \frac{I_{D,0} e^{U_D / \varphi_T}}{I_{D,0} e^{U_D^* / \varphi_T}} = e^{\frac{U_D - U_D^*}{\varphi_T}}. \quad (6.59)$$

Решая (6.59), получаем реальное напряжение на диоде, соответствующее расчетному току:

$$U_D^* = U_D - \varphi_T \ln \frac{I_{П}}{I_{C,0}}. \quad (6.60)$$

При оговоренных выше цифровых данных напряжение (6.60) $U_D^* = 0,3$ В, что более чем на 30 % меньше типового. Это позволяет уточнить значение коэффициента (6.56) и рассчитать его верхнюю границу $\alpha \leq 0,78$. Таким образом, данный коэффициент может находиться в интервале $[0,71 \leq \alpha \leq 0,78]$. Принимая для дальнейших расчетов $\alpha = 0,75$, на основании (6.41) определяем номиналы резисторов цепи ПОС (если $R_1 = 10$ кОм, то $R_2 = 3,3$ кОм), а на основании (6.53) – требуемый номинал емкости конденсатора $C = I_{C,0} / (4f\alpha U_{ВЫХ}) = 226$ нФ, при этом амплитуда пилообразного напряжения (6.43) $U_{П} \geq 10,5$ В, что вполне приемлемо.

В заключение расчета следует отметить, что проектируемый ГПН является импульсным устройством и его цепи питания в непосредственной близости от ОУ необходимо, как рекомендовано в [10], заблокировать конденсаторами $C_{\Phi}=1$ мкФ с целью не допустить проникновения импульсных сигналов по цепям питания в другие функциональные блоки импульсного СН.

6.3.5. Повышение стабилизируемых напряжений

В рассмотренном СН (см. рис. 6.1, а) стабилизируемое напряжение всегда меньше питающего ($E_0 < E_{\Pi}$). Если изменить расположение катушки индуктивности L и АК, как показано на рис. 6.3, а, то можно за счет явления самоиндукции получить стабилизируемое напряжение больше питающего ($E_0 > E_{\Pi}$).

Действительно, в выключенном (закрытом) состоянии АК (см. рис. 6.3, а) потенциал на его выводах повышается до уровня $E_{\Pi} + U_L > E_{\Pi}$. При этом через открытый диод D происходит заряд конденсатора C , и, следовательно, на катушке индуктивности L при условии $E_0 \gg U_D$ действует напряжение $U_L = (E_{\Pi} - E_0) = \text{const}$, что в соответствии с (6.2) вызывает аналогичное (6.5) изменение тока:

$$\frac{\partial I_L}{\partial t} = \frac{E_{\Pi} - E_0}{L} = \text{const}. \quad (6.61)$$

Во включенном состоянии АК напряжение на катушке индуктивности в отличие от (6.3) соответствует питающему $U_L = E_{\Pi} = \text{const}$, что позволяет по аналогии с (6.4) записать изменение тока в катушке индуктивности:

$$\frac{\partial I_L}{\partial t} = \frac{E_{\Pi}}{L} = \text{const}. \quad (6.62)$$

Переходя к конечным временным интервалам ($t_{\text{ВЫКЛ}}$, $t_{\text{ВКЛ}}$), на основании (6.61) и (6.62) можем по аналогии с (6.6) записать конечную разность (изменение) тока в катушке индуктивности:

$$\Delta I_L = \frac{E_0 - E_{\Pi}}{L} t_{\text{ВЫКЛ}} = \frac{E_{\Pi}}{L} t_{\text{ВКЛ}}. \quad (6.63)$$

Из (6.63) следует отношение напряжений:

$$\frac{E_0}{E_{\Pi}} = \frac{t_{\text{ВКЛ}} + t_{\text{ВЫКЛ}}}{t_{\text{ВЫКЛ}}} = \frac{T}{t_{\text{ВЫКЛ}}} = \frac{1}{t_{\text{ВЫКЛ}} \cdot f}. \quad (6.64)$$

Несмотря на практически полное сходство принципа действия данного СН (см. рис. 6.3, а) с ранее рассмотренным (см. рис. 6.1, а), расчетные соотношения для некоторых основных их параметров все же отличаются.

На основании (6.63) с учетом (6.64) и (6.11) получаем в отличие от (6.12) требуемую индуктивность дросселя:

$$L = \frac{E_0 - E_{\Pi}}{\Delta I_L} \cdot \frac{E_{\Pi}}{E_0} \cdot T = \left(1 - \frac{E_{\Pi}}{E_0}\right) \frac{E_{\Pi}}{2(a-1)f I_H} = \left(1 - \frac{E_{\Pi}}{E_0}\right) \frac{E_{\Pi}}{E_0} \cdot \frac{R_H}{2(a-1)f}, \quad (6.65)$$

а на основании (6.14) с учетом (6.65) – емкость фильтрующего конденсатора:

$$C = \frac{2(a-1)I_H}{8f\Delta E_0} = \frac{2(a-1)}{8f\delta E_0 R_H} = \left(1 - \frac{E_{\Pi}}{E_0}\right) \frac{E_{\Pi}}{E_0} \cdot \frac{1}{8f^2 L \delta E_0}. \quad (6.66)$$

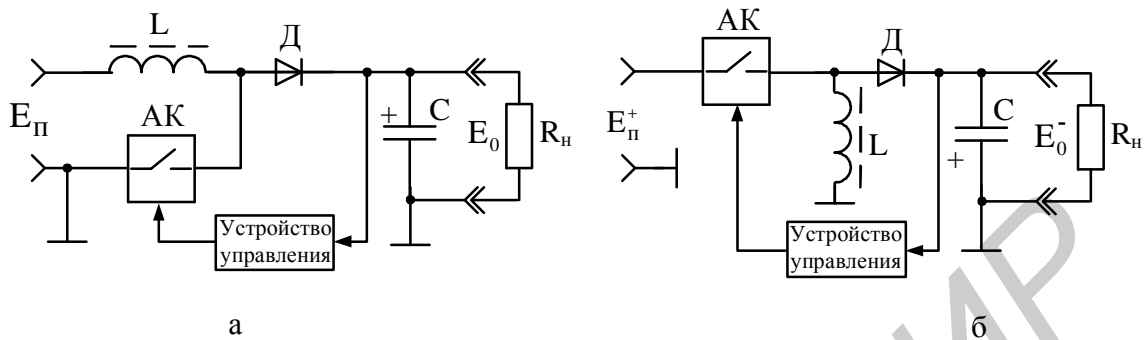


Рис. 6.3. Схемы импульсных СН с повышением (а) и инвертированием (б) стабилизируемых напряжений

Среднее значение тока \bar{I}_{Π} , отдаваемое источником питания E_{Π} и определяемое по (6.15), в данном случае больше тока I_H в нагрузке ($\bar{I}_{\Pi} > I_H$) на столько, на сколько отличается стабилизируемое напряжение E_0 от питающего E_{Π} .

Требуемое сопротивление АК во включенном состоянии $r_{\text{ВКЛ}}$ определим в отличие от (6.28) с учетом (6.29) и (6.15) из условия

$$\bar{I}_{\Pi} (r_{\text{ВКЛ}} + r_L) = E_{\Pi, \text{мин}} = 0,9E_{\Pi},$$

из которого следует искомый параметр:

$$r_{\text{ВКЛ}} = \frac{E_{\Pi, \text{мин}}}{\bar{I}_{\Pi}} - r_L = \frac{0,9E_{\Pi}^2}{I_H E_0} - r_L. \quad (6.67)$$

Динамические параметры рассматриваемого СН (см. рис. 6.3, а) можно оценить практически по прежним формулам (6.16)–(6.27), однако, с тем отличием, что в них коэффициент заполнения K_3 (6.7) следует рассчитать иначе, с использованием соотношения (6.64), которое представим в виде

$$\frac{E_0}{E_{\Pi}} = \frac{T}{T - t_{\text{ВКЛ}}} = \frac{1}{1 - \frac{t_{\text{ВКЛ}}}{T}} = \frac{1}{1 - K_3}.$$

Отсюда в отличие от (6.7) искомый коэффициент

$$K_3 = 1 - \frac{E_{\Pi}}{E_0}. \quad (6.68)$$

Если провести расчет основных параметров данного СН (см. рис. 6.3, а) на прежние цифровые данные ($E_0 = 15$ В, $I_H = 1$ А, $f = 20$ кГц, $\delta E_0 = 0,1$ %, $a = 1,2$, $R_H = 15$ Ом), а напряжение питания E_{Π} выбрать из условия равенства цифровых коэффициентов, содержащих это напряжение в соотношениях (6.65), (6.66) и (6.12), (6.14), то расчетные параметры индуктивности L и емкости C окажутся одинаковыми, что и в СН по рис. 6.1, а первой схемы.

Действительно, в первой схеме коэффициент $(1 - E_0/E_{\Pi}) = 0,25$, приравняв который к аналогичным коэффициентам, входящим в (6.65) и (6.66), получим уравнение

$$\left(1 - \frac{E_{\Pi}}{E_0}\right) \frac{E_{\Pi}}{E_0} = 0,25,$$

решение которого позволяет определить требуемое напряжение питания СН по рис. 6.3, а: $E_{\Pi} = E_0/2 = 7,5$ В.

Подставляя полученное напряжение и другие вышеуказанные цифровые данные в (6.65) и (6.66), получаем индуктивность $L = 468,75$ мкГн и емкость $C = 166,66$ мкФ, что подтверждает ранее полученные величины по формулам (6.12) и (6.14).

Принятые цифровые данные позволяют определить новый усредненный коэффициент заполнения (6.68) $K_3 = 0,5$ и сопротивление АК (6.67) с учетом (6.29) $r_{\text{ВКЛ}} = 2,195$ Ом, что мало их отличает от прежних значений (6.7) и (6.28), соответственно равных $K_3 = 0,75$ и $r_{\text{ВКЛ}} = 2,43$ Ом.

Если устройство управления в рассматриваемом СН выполнить по схеме первого устройства (см. рис. 6.1, а) с теми же цифровыми данными параметров, то динамические параметры СН по рис. 6.3, а, определяемые в соответствии с (6.18)–(6.27), будут мало отличаться от прежних, в основном из-за различия в значениях коэффициентов (6.68) и (6.7) заполнения импульсов управления.

6.3.6. Инвертирование напряжений стабилизации

Поменяв места включения АК и катушки индуктивности L , как показано на рис. 6.3, б, можно за счет того же явления самоиндукции, что и в первых схемах СН, трансформировать положительное входное (питающее) напряжение E_{Π}^+ в отрицательное выходное (стабилизируемое) напряжение E_0^- , а также наоборот: отрицательное E_{Π}^- в положительное E_0^+ при соответствующем включении диода D .

Во включенном состоянии АК катушка индуктивности L (см. рис. 6.3, б) получает от источника питания потенциал $U_L = E_{\Pi}^+ = \text{const}$, а в выключенном состоянии АК – образует за счет явления самоиндукции на своих выводах отрицательный потенциал $-U_L$, который посредством диода D заряжает конденсатор C с образованием на нем и сопротивлении нагрузки R_H стабилизируемого напряжения отрицательной полярности E_0^- , т.е.

$$U_L = (E_0 + U_D) \Big|_{E_0 \gg U_D} =$$

$= E_0 = \text{const}$. Таким образом, в соответствии с (6.4) и (6.5) можно записать в общем виде изменение тока в катушке индуктивности во включенном и выключенном состояниях АК:

$$\frac{\partial I_L}{\partial t} = \frac{E_{II}}{L} = \text{const} \quad \text{и} \quad \frac{\partial I_L}{\partial t} = \frac{E_0}{L} = \text{const}. \quad (6.69)$$

Переходя к конечным временным интервалам соответственно $t_{\text{ВКЛ}}$ и $t_{\text{ВЫКЛ}}$, на основании (6.69) по аналогии с (6.6) или (6.63) получаем конечное изменение тока в катушке индуктивности:

$$\Delta I_L = \frac{E_{II}}{L} t_{\text{ВКЛ}} = -\frac{E_0}{L} t_{\text{ВЫКЛ}}. \quad (6.70)$$

Вытекающее из (6.70) искомое отношение напряжений с учетом (6.7):

$$\frac{-E_0}{E_{II}} = \frac{t_{\text{ВКЛ}}}{t_{\text{ВЫКЛ}}} = \frac{t_{\text{ВКЛ}}}{T} \Big/ \frac{T - t_{\text{ВКЛ}}}{T} = \frac{K_3}{1 - K_3}. \quad (6.71)$$

На основании (6.71) находим усредненный коэффициент заполнения импульсов управления в данном варианте реализации импульсного СН:

$$K_3 = \frac{1}{1 + \frac{E_{II}}{-E_0}}. \quad (6.72)$$

Из (6.72) видно, что в данном случае питающее напряжение E_{II} может быть соизмеримо по модулю со стабилизируемым $|-E_0|$ и, следовательно, $K_3 \leq 0,5$. Это согласуется с (6.68), и при одной и той же реализации управляющего устройства можно ожидать примерно одинаковых расчетных параметров, что и в предыдущих вариантах построения импульсных СН.

6.4. Первичные импульсные стабилизаторы напряжений

6.4.1. Принцип действия первичных стабилизаторов

Принципиальное отличие первичного импульсного СН от вторичного, как отмечено в п. 6.2.2, состоит в том, что напряжение первичной сети переменного тока непосредственно выпрямляется, фильтруется и подается на последовательно соединенные АК и первичную обмотку высокочастотного импульсного трансформатора (ИТ). С помощью ИТ получаемое импульсное напряжение трансформируется до нужного уровня и на его вторичной обмотке снова выпрямляется и фильтруется обычным способом. При этом устройство управления работает по тому же принципу, что и во вторичных СН.

Отмеченное поясняется схемой, представленной на рис. 6.4. В соответствии с данной схемой напряжение сети выпрямляется мостовым выпрямителем на диодах Д1...Д4 и фильтруется конденсатором С₂. Для снижения влияния импульсных помех по сети переменного тока на входе импульсных СН, как правило, предусматривают LC-фильтры, состоящие в основном из двух дросселей L₁, L₂ (см. рис. 6.4) и конденсатора С₁. С этой же целью в ряде случаев и выпрямительные диоды Д1...Д4 каждый в отдельности шунтируют конденсаторами небольшой емкости в несколько сотен пикофард.

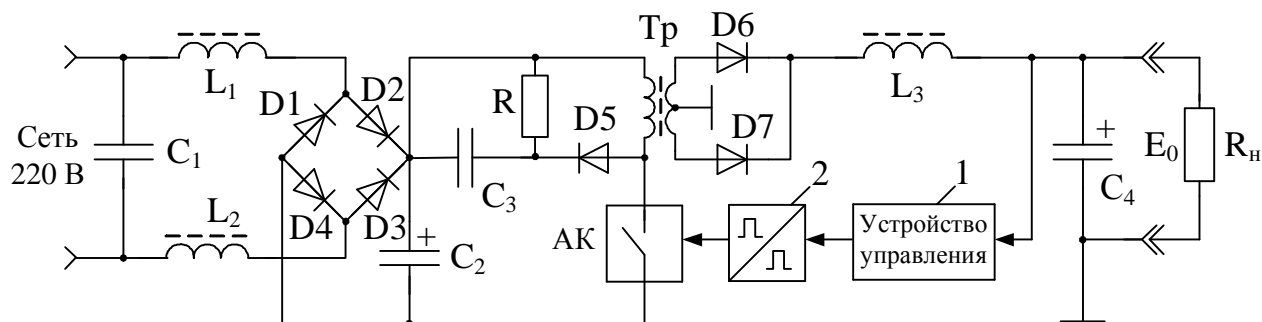


Рис. 6.4. Схема, поясняющая принцип действия первичного импульсного СН

Первичная обмотка высокочастотного силового ИТ Тр посредством АК в соответствующие моменты времени подключается к выпрямителю, и в ней образуются импульсы тока, которые с определенным масштабом в зависимости от коэффициента трансформации

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2}, \quad (6.73)$$

где N_2 и N_1 , U_2 и U_1 , I_2 и I_1 – количество витков, напряжения, токи соответственно вторичной и первичной обмоток, создает необходимый уровень переменного напряжения на вторичной обмотке.

При выключении АК на первичной обмотке ИТ за счет явления самоиндукции появляется высокий потенциал, который демпфируется диодом Д5 и цепью, состоящей из резистора R и конденсатора C_3 , с постоянной времени $\tau = RC_3$, на один–два порядка превышающей период следования импульсов управления.

Получаемое вторичное напряжение выпрямляется диодами Д6, Д7 и фильтруется дросселем L_3 и конденсатором C_4 , создавая на сопротивлении нагрузки R_n стабилизируемое напряжение E_0 . Использование вторичной обмотки ИТ со средним заземленным выводом, с одной стороны, не увеличивает затрат на ее изготовление из-за требуемого малого числа витков на высокой рабочей частоте, а с другой – снижает мощность потерь на выпрямительных диодах Д6, Д7, так как напряжение падает только на одном из открытых диодов при прохождении через них тока нагрузки I_n . Это особенно важно при необходимости получения малых стабилизируемых напряжений и больших токов нагрузки, так как диоды Д6, Д7 при этом оказываются по существу одним из основных источников потерь мощности, снизить которую позволяют мощные диоды Шоттки [9].

Устройство 1 управления, работающее по тем же принципам, что во вторичных СН, связано с АК посредством преобразователя 2 импульсов, осуществляющего гальваническую развязку вторичной цепи управления от первичной с помощью дополнительного ИТ или оптронного преобразователя. Необходимость такой развязки обусловлена тем, что АК включен в первичную обмотку ИТ, исходно изолированную от общей шины вторичной обмотки, по

отношению к которой подключаются все потребители энергии рассматриваемого СН.

С целью обеспечения электробезопасности обслуживающего персонала корпуса этих потребителей энергии должны соединяться с общей заземляющей шиной. Но одна из шин первичной однофазной сети переменного тока, так называемый нулевой провод, на подстанции глобально заземлена. И если не предпринять соответствующих мер, то при непосредственном соединении вторичной и первичной обмоток ИТ происходит режим КЗ в первичной цепи.

Действительно, если нулевым проводом окажется нижняя по схеме (см. рис. 6.4) шина и нижний вывод АК соединить с общей шиной СН, то диод Д4 станет закороченным и через диод Д1 произойдет режим КЗ первичного напряжения, что приведет к выводу его из строя. Аналогично можно рассмотреть случай, когда верхний провод по схеме будет нулевым, тогда закоротится диод Д1 и уже диод Д4 создаст режим КЗ первичной сети и разрушится.

Рассматриваемый первичный импульсный СН (см. рис. 6.4) может быть описан практически теми же математическими соотношениями, что и вторичный СН, так как его схема практически совпадает со схемой СН, представленной на рис. 6.3, а. Отличия состоят лишь в том, что в соответствующих математических соотношениях вместо индуктивности L следует использовать индуктивность первичной обмотки ИТ, а в уравнении (6.16) учесть его коэффициент трансформации n (6.73) и коэффициент передачи преобразователя 2 импульсов (см. рис. 6.4), которые совместно с коэффициентами K_0 и K_3 (6.7) определяют глубину ООС (6.26), действующую в данном СН.

При оптимальном выборе параметров и использовании прежней схемотехники устройств управления КПД импульсного СН может превышать 80 %. Схемы управления для первичных импульсных СН в настоящее время интегрированы и выпускаются в виде ИС типа КР1033ЕУ5, принципы построения которой рассмотрим ниже. Данные СН могут быть использованы и в сети постоянного тока. В таком варианте они работают как преобразователи постоянного напряжения с высоким КПД.

6.4.2. Микроэлектронное управление

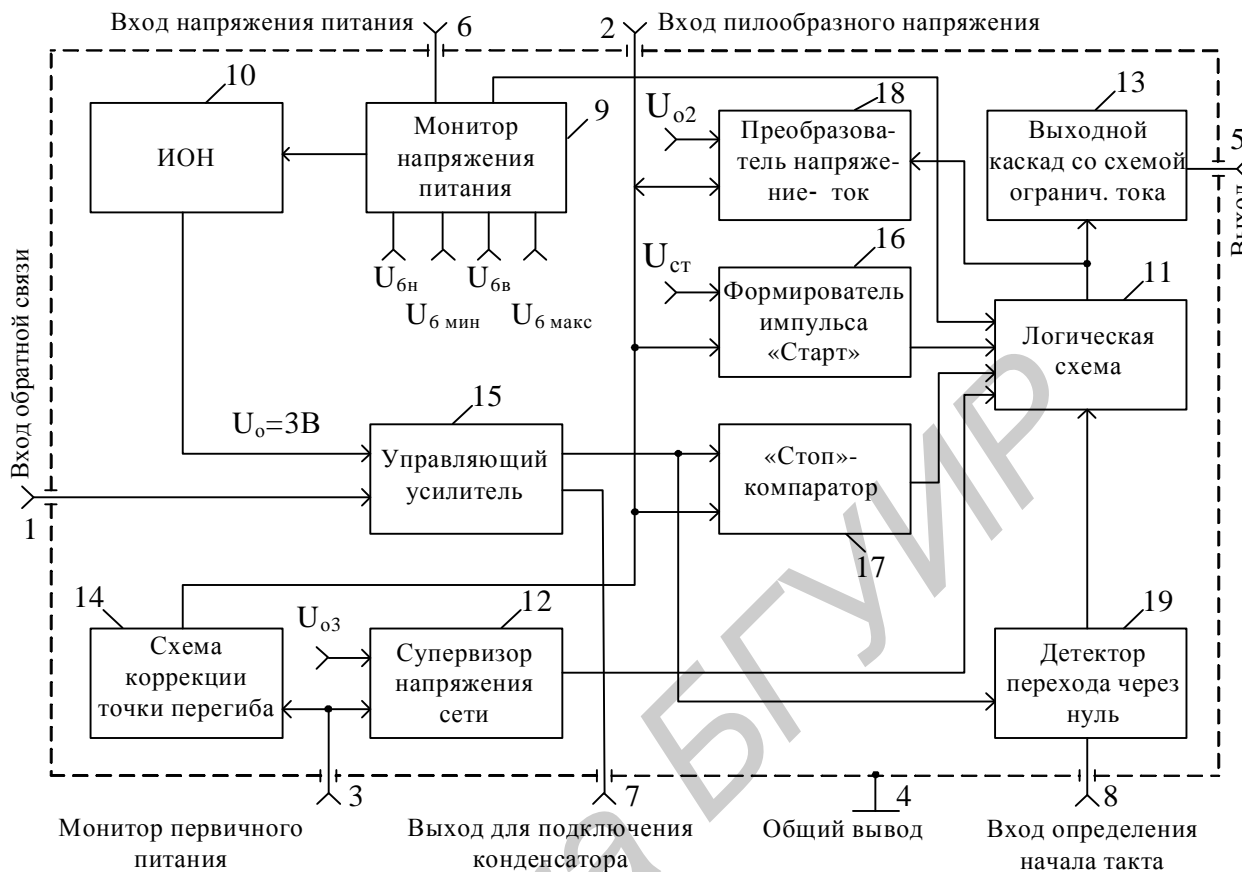
В современных первичных импульсных СН применяются микроэлектронные управляющие устройства, сочетающие в себе функции возбуждения, контроля и защиты от случайных КЗ и перенапряжений, а также общей защиты от превышения температуры окружающей среды. В этом отношении показательна ИС типа КР1033ЕУ5 [22], структурная схема которой показана на рис. 6.5.

Эта ИС применительно к СН, представленному на рис. 6.4, осуществляет управление АК в виде мощного МОП-транзистора. Когда АК открыт, ИТ накапливает энергию, а когда АК закрыт – передает эту энергию

на нагрузку через свою вторичную обмотку. ИС управляет процессом передачи порций этой энергии, изменяя длительность периода открытого состояния АК, и тем самым поддерживает неизменным выходное напряжение независимо от тока в нагрузке.

Необходимую для управления информацию ИС получает от входного напряжения питания (вход 6 на рис. 6.5) в период, когда АК открыт, и от отдельной управляющей обмотки ИТ посредством однополупериодного выпрямителя при выключенном АК. Новый цикл начинается только после того, как упомянутая порция энергии будет полностью передана в нагрузку.

Из поступающего на вход 6 (см. рис. 6.5) выпрямленного напряжения первичной сети в функциональном блоке 9 под названием «монитор напряжения питания» [этот блок получил свое название от лат. monitor – надзирающий, предупреждающий – прибор для контроля определенных параметров, которые должны сохраняться в заданных пределах] с помощью источника 10 формируется высокостабильное внутреннее опорное напряжение $U_0 = 3 \text{ В}$, а также внутренние пороговые напряжения $U_{6н}$, $U_{6в}$ и $U_{6мин}$, $U_{6макс}$, соответствующие напряжениям начальному (отключения), включения и нижнему и верхнему пороговым уровням напряжения питания. При этом опорное напряжение U_0 включается, если входное напряжение превышает напряжение включения ($U_6 \geq U_{6в}$), и выключается, если оно становится ниже начального ($U_6 < U_{6н}$). Работа логической схемы 11 разрешается только при выполнении условия $U_{6мин} < U_6 < U_{6макс}$.



Обозначения на схеме: U_{o2} – опорный уровень преобразователя напряжение–ток;
 U_{o3} – пороговый уровень пониженного напряжения сети;
 $U_{ст}$ – опорное напряжение импульса «Старт»;
 $U_{бн}$ – напряжение отключения (начальное);
 $U_{бв}$ – напряжение включения;
 $U_{6 мин}$ – нижний пороговый уровень напряжения питания;
 $U_{6 макс}$ – верхний пороговый уровень напряжения питания.

Рис. 6.5. Структура ИС типа КР1033ЕУ5, реализующая функцию управления первичных импульсных СН

Входная информация для монитора первичного питания (вход 3) формируется внешней цепью из входного напряжения питания. При недопустимо низком уровне напряжения первичной сети в результате его сравнения с внутренним пороговым уровнем U_{o3} пониженного напряжения сети супервизор 12 напряжения сети [данный блок получил свое название от англ. supervisor, букв. – надсмотрщик, сверхвидение – управляющая программа для организации многопрограммного режима работы вычислительной системы] посредством логической схемы 11 выключает выходной каскад 13 со схемой ограничения тока и, следовательно, исключает сигнал управления на выходе 5 ИС. Напряжение на входе 3 позволяет также в схеме 14 коррекции точки перегиба выполнить компенсацию смещения точки перегиба нагрузочной

характеристики СН. Под точкой перегиба понимают момент сокращения длительности управляющего импульса на выходе 5 ИС при чрезмерном увеличении нагрузки СН.

На вход 1 ИС поступает в определенной пропорции выпрямленное напряжение обратной связи с упомянутой выше отдельной управляющей обмотки ИТ. По результатам сравнения этого напряжения с внутренним опорным напряжением U_0 источника 10 в управляющем усилителе 15 посредством «Стоп»-компаратора 17 и логической схемы 11 регулируется ширина управляющего импульса в выходном каскаде 13 (выход 5) в соответствии с величиной нагрузки СН (номинальная нагрузка, перегрузка, КЗ, отсутствие нагрузки).

Выход 7 управляющего усилителя 15 предназначен для подключения внешнего конденсатора, с помощью которого обеспечивается плавное нарастание длительности выходного импульса при запуске и интегрирующая характеристика усилителя 15.

На входе 2 ИС с помощью внешней RC-цепи создается информация о входном токе СН. Рост входного тока в первичной обмотке ИТ имитируется повышением уровня напряжения с выхода RC-цепи. Когда это напряжение превышает уровень опорного напряжения $U_{ст}$, формирователь 16 импульса «Старт» вырабатывает управляющий импульс, который посредством логической схемы 11 передается в выходной каскад 13. Когда это напряжение достигает уровня выходного напряжения управляющего усилителя 15, «Стоп»-компаратор 17 посредством той же логической схемы 11 прерывает импульс на выходе каскада 13 (выход 5 ИС).

При образовании на выходе логической схемы 11 максимально допустимой длительности управляющего импульса преобразователь 18 напряжение–ток, воздействуя на внешнюю RC-цепь, быстро разряжает ее конденсатор, и напряжение на входе 2 ИС убывает до уровня опорного напряжения U_{02} . В дальнейшем рассмотренный процесс возобновляется при новых исходных данных.

На вход 8 определения начала такта подводятся проинтегрированные импульсы напряжения с упомянутой выше отдельной управляющей обмотки ИТ. При отрицательном перепаде этого напряжения детектор 19 выявляет момент перехода через нуль напряжения с выхода управляющего усилителя 15 и инициирует запуск импульса в выходном каскаде 13. Паразитный колебательный процесс, происходящий в обмотках ИТ, не должен производить запуск новых импульсов. В связи с этим в конце каждого импульса специальная схема в составе детектора 19 на некоторое время подавляет детектор перехода через нуль.

Более детально процессы, происходящие в ИС, рассмотрим на примере ее применения в СН телевизионного приемника.

6.4.3. Импульсный стабилизатор напряжения телевизионного приемника

Первичный импульсный СН с микроэлектронным управлением на основе ИС DA1 типа KP1033EY5, принципиальная схема которого представлена на рис. 6.6, предназначен для работы в телевизионном приемнике с отклонением до $\pm 20\%$ от номинального значения сети переменного тока в 220 В.

Напряжение первичной сети подводится к мостовому выпрямителю на диодах VD1...VD4 посредством штепсельной вилки X1, двух предохранителей в виде плавких вставок FU1 и FU2 на 2 А, переключателя S1 и сетевого П-образного ФНЧ на основе двухобмоточного дросселя L_1 и конденсаторов $C_1...C_6$, предотвращающего проникновение импульсных помех от СН в первичную сеть переменного тока. Конденсаторы $C_1...C_4$ относительно малой емкости (несколько сотен пикофард), шунтирующие выпрямительные диоды VD1...VD4 и являющиеся составной частью сетевого П-образного ФНЧ, дополнительно осуществляют симметрирование импульсных помех относительно изолированной общей шины первичной и дополнительной обмоток силового ИТ Tr.1 типа ТПИ-655. Посредством конденсатора C_{11} небольшого номинала ($C_{11} = 1500$ пФ) и резистора R_7 большого номинала ($R_7 = 4,7$ МОм) она привязывается к общей заземляющей шине вторичных обмоток ИТ.

Фильтрация выпрямленного напряжения производится конденсатором $C_9 = 220$ мкФ и двумя резисторами R_1, R_2 малого номинала ($R_1 = R_2 = 10$ Ом), включенными в параллель, которые в дополнение ко всему ограничивают броски тока в первичной цепи ИТ.

Выпрямленное и отфильтрованное напряжение посредством ФНЧ на резисторе R_3 и конденсаторе C_7 подводится к входу 6 ИС DA1. В рабочем состоянии СН на этот же вход поступает и выпрямляемое диодом VD5 и фильтруемое тем же конденсатором $C_7 = 100$ мкФ напряжение с дополнительной обмотки ИТ. Конденсатор C_8 , подключаемый к выходу 7 ИС DA1, позволяет осуществить подачу питающего напряжения с укороченных импульсов с целью обеспечения заданной рабочей частоты при запуске за гарантированными пределами диапазона.

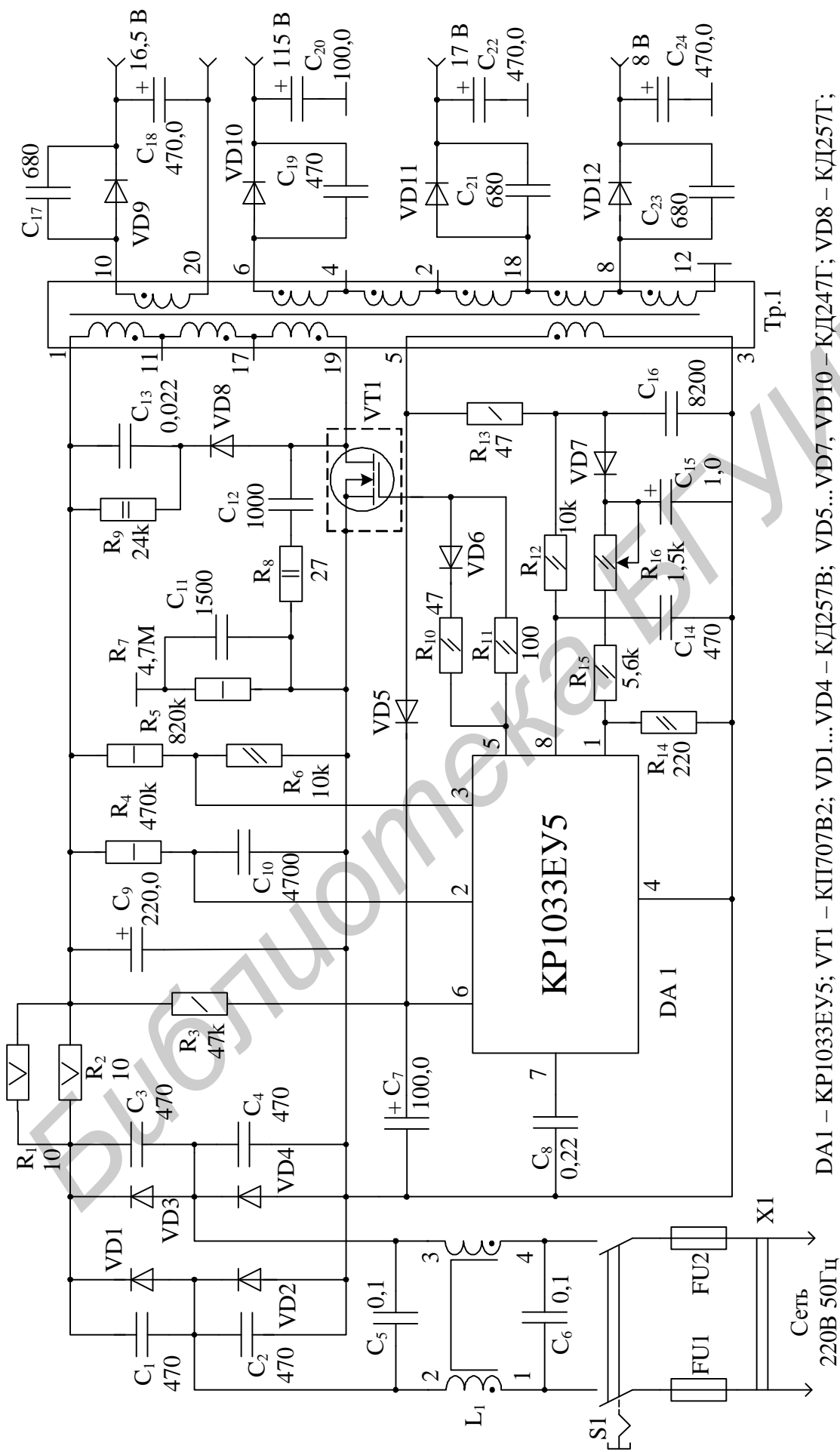
При включенном ПТ VT1 повышение тока в первичной обмотке ИТ Tr.1 определяется ее индуктивностью и уровнем питающего напряжения. RC-цепь на резисторе R_4 и конденсаторе C_{10} используется для имитации пилообразного процесса роста этого тока. Образованное на конденсаторе C_{10} напряжение подводится к входу 2 ИС DA1. Постоянная времени этой цепи $\tau = R_4 C_{10}$ выбирается из условия исключения вероятности насыщения сердечника ИТ Tr.1.

Коэффициент деления делителя на резисторах R_5, R_6 определяет пороговый уровень U_{03} пониженного напряжения сети (см. рис. 6.5). Если на вход 3 монитора первичного питания ИС DA1 поступает напряжение ниже этого уровня, что соответствует недопустимо низкому напряжению питания, то ИС и, следовательно, СН прекращает свою работу. Первичное напряжение на входе 3 ИС определяет ток коррекции точки перегиба, который является добавочным к току, протекающему по резистору R_4 , и обеспечивает

дополнительный заряд конденсатора C_{10} , благодаря которому сокращается продолжительность периода включения ПТ VT1. Это обеспечивает стабилизацию точки перегиба даже при повышенном питающем напряжении.

Управление работой СН производится по входу 1 обратной связи ИС напряжением, образуемым на управляющей обмотке ИТ, после его предварительного интегрирования посредством ФНЧ на резисторе R_{13} и конденсаторе C_{16} , выпрямления с помощью диода VD7 и фильтрации конденсатором C_{15} с последующим ослаблением в регулируемом делителе на резисторах $R_{14} \dots R_{16}$. Максимальное значение тока, исходно устанавливаемое подстроечным резистором R_{16} , в дальнейшем подстраивается ИС DA1 так, чтобы обеспечить необходимый уровень стабилизируемых напряжений на управляющей и выходных обмотках ИТ.

Библиотека БГУИР



DA1 – КР1033ЕУ5; VT1 – КР1070В2; VD1...VD4 – КД257В; VD5...VD7, VD10 – КД247Г; VD8 – КД257Г;
 VD9, VD11 – КД257А; VD12 – КД247Б; L1 – ДФ-501; Tr – ТПИ-655; S1 – ПКН41-1-2П; FU1, FU2 – ВПТ19-2А.

Рис. 6.6. Принципиальная схема первичного импульсного СН телевизионного приемника

Во время передачи ИТ энергии в нагрузку управляющее напряжение проходит через нулевой уровень. Момент этого перехода обнаруживается с помощью ФНЧ на резисторе R_{12} и конденсаторе C_{14} , выходное напряжение которого поступает на вход 8 определения начала такта ИС DA1. Аналогичное пересечение нулевого уровня может происходить и при колебательных процессах в ИТ после запираания ПТ VT1, или при КЗ на выходе СН, которое демпфируется диодом VD8 с конденсатором C_{13} и резистором R_9 .

С целью предотвращения включения мощного ПТ VT1 из-за статических зарядов на затворе, которые накапливаются в выключенном его состоянии, сигналы управления с выхода 5 ИС DA1 на затвор ПТ передаются посредством цепи, состоящей из резисторов R_{10} , R_{11} небольших номиналов (десятки ом) и диода VD6. Эта цепь так же, как и цепь, состоящая из последовательно соединенных конденсатора C_{12} и резистора R_8 небольших номиналов ($C_{12} = 1000$ пФ, $R_8 = 27$ Ом), шунтирующая канал в закрытом состоянии ПТ, ограничивает спектр излучаемых шумов, образуемых в результате коммутации токов в ИТ.

На стороне вторичных обмоток ИТ формируются стабилизируемые переменные напряжения разного уровня. Они выпрямляются диодами VD9...VD12, включенными по однополупериодной схеме, которая на высоких рабочих частотах вполне приемлема, и фильтруются конденсаторами C_{18} , C_{20} , C_{22} , C_{24} достаточно большой емкости (сотни микрофард). При этом выпрямительные диоды шунтируются соответствующими конденсаторами C_{17} , C_{19} , C_{21} , C_{23} относительно малой емкости (сотни пикофард) с целью снижения влияния импульсных помех при закрытых диодах.

6.4.4. Режимы работы и динамика процессов в стабилизаторе напряжения с микроэлектронным управлением

Импульсный СН (см. рис. 6.6) работает в различных условиях, особенности которых проявляются в режиме нагрузки (отсутствие нагрузки, номинальная нагрузка, момент перегрузки, перегрузка), в пусковом режиме, режиме стабилизации и работы при превышении допустимой температуры окружающей среды.

В режиме отсутствия нагрузки СН работает как подавитель импульсных пакетов с частотой 20...40 кГц, при этом ИС работает на резонансной частоте 100...200 кГц, а выходное напряжение СН находится вблизи своего номинала и определяется особенностями конструкции ИТ и параметрами резистивного делителя R_{14} ... R_{16} управляющего напряжения.

В режиме номинальной нагрузки частота переключения ПТ VT1 падает по мере увеличения нагрузочных токов и уменьшения входного напряжения. Рабочий цикл выходных импульсов управления на выходе 5 ИС зависит в основном от уровня входного напряжения, а выходное напряжение СН – только от сопротивления нагрузки во вторичных цепях ИТ.

В момент перегрузки, когда выходной каскад 13 ИС (см. рис. 6.5) начинает сокращать длительность своих выходных импульсов, СН обеспечивает максимальную мощность.

Передаваемая за рабочий цикл ИТ энергия ограничена сверху, и, следовательно, в режиме перегрузки выходное напряжение СН падает с ростом нагрузки.

Пусковой режим рассмотрим для случая, когда входное напряжение несколько превышает нижний предельно допустимый уровень сетевого напряжения, при котором на входе 6 ИС устанавливается напряжение $U_6 \geq U_{6в}$, соответствующее току апериодического заряда конденсатора C_7 через резистор R_3 (см. рис. 6.6). Кроме этого, напряжение фиксации на выводе 2 ИС, устанавливаемое преобразователем 18 напряжение–ток, максимально возможное, напряжение на входе 3 ИС соответствует значению, которое снимается с резистивного делителя R_5, R_6 , а ток, потребляемый ИС, минимальный.

Как только входное питающее напряжение на входе 6 ИС U_6 (см. рис. 6.5) достигает порогового уровня $U_{6в}$ ($U_6 \geq U_{6в}$), ИОН 10 включает свое опорное напряжение $U_0 = 3В$, преобразователь 18 устанавливает напряжение U_2 ниже уровня U_{02} и формирователь 16 импульса «Старт» выдает импульсы управления посредством логической схемы 11 в выходной каскад 13 и ИС включает ПТ VT1. Сигнал обратной связи на входе 8 ИС запускает следующий импульс и т.д.

Длительность всех импульсов, включая пусковой, регулируется управляющим усилителем 15. После включения ИС формируется линейно нарастающий сигнал на выходе 7, который позволяет плавно увеличивать длительность выходного импульса («мягкий» запуск). Максимальную длительность управляющего импульса ограничивает усилитель 15.

По мере увеличения управляющего напряжения обратной связи на входе 1 ИС растет и длительность выходных импульсов в выходном каскаде 13. Максимальной длительности управляющий импульс достигает в момент времени, когда ИС работает в точке перегиба нагрузочной характеристики и напряжение на входе 2 увеличивается до максимального. После этого напряжение U_2 быстро падает, благодаря преобразователю 18 напряжение–ток, так как ИС работает в пределах диапазона стабилизации, а контур регулирования переходит в рабочее (стационарное) состояние.

Если питающее напряжение U_6 на входе 6 ИС падает ниже порогового уровня $U_{6мин}$ отключения до выхода на точку перегиба нагрузочной характеристики, запуск СН прекращается с переключением на низкий уровень напряжения на выходе 5 ИС. Но так как внутренние блоки ИС по-прежнему включены, напряжение на входе 6 продолжает уменьшаться до уровня $U_{6н}$ отключения, и в конечном итоге СН отключается.

Напряжение U_6 может снова начать расти с последующей новой попыткой запуска в работу СН.

Если уровень выпрямленного напряжения сети снизится из-за воздействия нагрузки, напряжение на входе 3 ИС может оказаться ниже

порогового уровня U_{03} . В этом случае встроенная схема монитора первичного питания (резистивный делитель на R_5 и R_6) фиксирует напряжение на входе 3 на уровне до отключения ИС ($U_6 < U_{6н}$). Затем начинается новая попытка запуска СН.

Режим стабилизации происходит после успешного запуска в работу ИС. Потенциал на входе 1 ИС соответствует номинальному значению. Коэффициент передачи управляющего усилителя 15 состоит из фиксированной пропорциональной части, формируемой внутри ИС, и интегральной части, обеспечиваемой внешним конденсатором C_8 , подключенным к выходу 7 ИС.

При наличии нагрузки на выходе СН управляющий усилителем 15 расширяет выходные импульсы. Напряжение на входе 2 растет до максимального значения. Дальнейшее увеличение нагрузки приводит к сокращению длительности управляющих импульсов в выходном каскаде 13 со схемой ограничения тока. Этот момент, как было отмечено в п. 6.4.2, называется точкой перегиба нагрузочной характеристики СН.

Так как напряжение питания ИС прямо пропорционально напряжению на вторичных обмотках ИТ, понижение уровня напряжения U_6 полностью соответствует режиму работы управляющего усилителя 15 при наличии перегрузки.

Когда уровень напряжения U_6 станет меньше нижнего порогового значения $U_{6\text{ мин}}$, ИС перейдет в режим подавления импульсных пакетов в ИТ. При сравнительно большой постоянной времени заряда пусковой схемы, которая работает в режиме однополупериодного выпрямления, только очень малая часть мощности передается в нагрузку при возникновении КЗ на выходе СН. Усилитель перегрузки выходного каскада 13 уменьшает длительность импульса до минимально возможной, которую поддерживает и далее с тем расчетом, чтобы затем обеспечить надежный запуск ИС после случайного КЗ, начинающегося с нулевого напряжения ($U_1 = 0$) на входе 1 обратной связи.

При отсутствии нагрузки выходные импульсы управления становятся уже. Если ширина импульса станет меньше определенного предельного значения, то ИС блокирует часть последовательности выходных импульсов, а если нагрузка и дальше будет уменьшаться из-за рабочего цикла ИС, то инструментальная погрешность схемы выпрямителя на диоде VD7 с резисторами $R_{14} \dots R_{16}$ и конденсатором C_{15} увеличится и, следовательно, повысится выходное напряжение СН.

В случае работы ИС с укороченными выходными импульсами управления цепь $R_{13} \dots R_{16}$ создает дополнительное напряжение на входе 1 управляющего усилителя 15 с целью понижения выходного напряжения СН.

В режиме работы при повышении предельной температуры схема общей защиты ИС от превышения температуры запрещает выдачу сигналов логической схемы 11, когда температура кристалла становится предельно допустимой. Логическая схема 11 автоматически контролирует эту температуру, и как только она снизится до приемлемого уровня, ИС переходит в пусковой режим.

6.5. Особенности экспериментального исследования импульсных стабилизаторов напряжения

Методика экспериментального исследования импульсных СН, как вторичных, так и первичных, по существу та же, что и СН непрерывного действия, изложенная в п. 4.3.2. Отличия сводятся лишь к определению коэффициента фильтрации (стабилизации) питающего напряжения первичных импульсных СН, так как остальные их параметры (напряжение стабилизации E_0 , нагрузочная характеристика $E_0 = f(I_H)$, внутреннее сопротивление $R_{i.E_0}$), а также все параметры вторичных импульсных СН могут быть измерены с использованием структурной схемы, представленной на рис. 4.8 и предназначенной для исследования СН непрерывного действия.

При измерении коэффициента фильтрации (стабилизации) первичного импульсного СН использование внешнего генератора испытательных сигналов (см. рис. 4.8) становится проблематичным из-за сложностей синхронизации рабочей частоты данного генератора с частотой первичной сети переменного тока. Эту сложность можно обойти, если функции внешнего генератора, предназначенного для создания приращения (изменения) питающего напряжения с целью получения возможности оценки его подавления в исследуемом СН, заменить непосредственным изменением напряжения первичной сети посредством лабораторного автотрансформатора, или, что проще, путем включения в нулевой провод сети переменного тока резистора определенного номинала сопротивления и мощности для снижения питающего напряжения на определенную величину, например $U_{\sim} = 10 \text{ В}$, контролируруемую вольтметром переменного тока, включаемым параллельно этому резистору.

Включая и выключая этот резистор и контролируя образуемые при этом изменения входного переменного напряжения U_{\sim} и выходного стабилизируемого напряжения ΔE_0 , получаем возможность оценки в соответствии с математическими соотношениями (4.65) и (4.66) коэффициентов фильтрации $K_{\phi} = U_{\sim} / \Delta E_0$ и стабилизации $K_C = K_{\phi} E_0 / U_{\sim}$ стабилизируемого напряжения.

6.6. Подготовка к работе

1. Изучить в полном объеме теоретические основы, принципы построения, свойства и методы схемотехнической реализации импульсных вторичных и первичных СН.

2. Произвести расчет одного из вариантов вторичных импульсных СН, представленных на рис. 6.1, а, 6.3, а или б, для уровней стабилизируемых напряжений E_0 и токов нагрузки I_H , выбранных в интервале $E_0 = (5 \dots 15) \text{ В}$, $I_H = (0,1 \dots 1) \text{ А}$. Определить все основные параметры элементов схем и результирующие характеристики (погрешность стабилизации δE_0 , коэффициенты фильтрации K_{ϕ} и стабилизации K_C , внутреннее сопротивление

$R_{i.E_0}$, КПД и т.д.), используя соответствующие теоретические соотношения из пп. 6.3.2–6.3.6 и задаваясь при необходимости дополнительными параметрами исходя из практической целесообразности.

3. Рассчитать первичный импульсный СН по схеме, представленной на рис. 6.4, для выбранных значений напряжения E_0 и тока нагрузки I_H в интервалах $E_0 = (10...30)$ В и $I_H = (0,5...2)$ А. Определить все основные параметры схем и показатели СН, используя теоретические соотношения в соответствии с рекомендациями, изложенными в подразд. 6.4.

4. Выполнить расчет термостабилизированного ГПН по схеме, представленной на рис. 6.2, а, на рабочую частоту $f = 40$ кГц с амплитудой пилы $U_{\Pi} \geq 10$ В и максимально возможной линейностью и симметрией формируемого напряжения, используя теоретические соотношения и рекомендации из п. 6.3.4.

6.7. Темы для самостоятельной управляемой работы студентов

1. Компьютерное моделирование вторичных импульсных СН.
2. Анализ и синтез импульсных (ключевых) СН.
3. Способы повышения линейности и симметричности характеристик ГПН.
4. Оптимизация характеристик импульсных СН с повышением и инвертированием стабилизируемых напряжений.
5. Принципы построения, анализ и синтез первичных импульсных СН.
6. Микроминиатюризация управляющих устройств первичных и вторичных импульсных СН.
7. Снижение мощности потерь и повышение КПД импульсных СН.

6.8. Контрольные вопросы

1. В чем проявляются принципиальные отличия импульсных СН от СН непрерывного действия?
2. За счет чего достигается снижение мощности потерь и повышение КПД импульсных СН?
3. На чем основаны принципы построения импульсных СН?
4. Каким образом осуществляется стабилизация формируемого напряжения в импульсных СН?
5. Какое физическое явление составляет теоретические основы импульсных СН?
6. Сущность теоретических основ импульсных СН.
7. Как оптимизируют величину индуктивности L дросселя и определяют требуемую емкость C фильтрующего конденсатора в импульсных СН?
8. Что представляет собой коэффициент заполнения импульсов управления в импульсном СН и какому параметру он адекватен в СН непрерывного действия?

9. За счет чего в импульсных СН осуществляется регулировка временных интервалов в пределах периода следования импульсов управления?
10. Способы повышения коэффициентов фильтрации и стабилизации формируемых напряжений в импульсных СН.
11. Как определяется коэффициент фильтрации и оценивается внутреннее сопротивление импульсных СН?
12. Влияние ООВП ОУ на коэффициент фильтрации стабилизируемого напряжения.
13. Факторы, влияющие на КПД импульсных СН.
14. Какова роль АК в импульсных СН и как определяется его сопротивление во включенном состоянии и рассеиваемая на нем мощность?
15. Чем определяются потери мощности в катушке индуктивности, фильтрующих конденсаторах и выпрямительных диодах импульсных СН?
16. Каким коэффициентом определяются потери мощности в силовом трансформаторе и как он оценивается?
17. Как в импульсных СН производится трансформация стабилизируемых напряжений и их инверсия?
18. Способы защиты от случайных КЗ и перенапряжений в импульсных СН.
19. Роль и содержание устройств управления в импульсных СН.
20. На чем основаны принципы построения ГПН?
21. Оценка периода колебаний ГПН.
22. Что представляет собой коэффициент нелинейности пилообразного напряжения и как он определяется для ГПН с RC-цепью?
23. Из каких соображений устанавливается требуемая скорость нарастания выходного напряжения ОУ при проектировании ГПН?
24. Какой коэффициент ограничивает размах пилообразного напряжения и как оценивается его нижняя и верхняя границы?
25. Роль диодного моста. Каким диодам в его составе отдается предпочтение при проектировании ГПН?
26. Чем определяется термостабильность формируемых параметров ГПН?
27. На чем основаны принципы построения первичных импульсных СН?
28. В чем состоят принципиальные отличия первичных импульсных СН от вторичных?
29. Для чего необходима гальваническая развязка цепи управления и АК в первичных импульсных СН и как она реализуется?
30. Каковы особенности анализа схем первичных импульсных СН в отличие от вторичных?
31. Охарактеризуйте принципы построения и структуру ИС, реализующей функцию управления первичных импульсных СН.
32. Какие функции возлагаются на монитор и супервизор в составе управляющей ИС, применяемой в первичных импульсных СН?
33. Что понимают под точкой перегиба нагрузочной характеристики первичного импульсного СН и для чего необходимо осуществлять ее коррекцию?

34. Назначение логической схемы, преобразователя напряжение–ток и детектора перехода через нуль в составе управляющей ИС.

35. Какому функциональному блоку управляющих устройств вторичного импульсного СН соответствует управляющий усилитель в ИС первичного СН?

36. С какой целью в первичных импульсных СН выпрямительные диоды шунтируют конденсаторами небольшой емкости и применяют П-образные ФНЧ в первичной сети переменного тока?

37. Для чего необходима дополнительная обмотка в ИТ?

38. С какой целью в первичных импульсных СН применяют дополнительную RC-цепь и из каких соображений выбирается ее постоянная времени?

39. Какие элементы принципиальной схемы импульсного СН телевизионного приемника определяют пороговый уровень пониженного напряжения сети в управляющей ИС?

40. Каким образом в схеме первичного СН устанавливается необходимый уровень стабилизируемых напряжений на управляющей и выходных обмотках ИТ?

41. Как устраняют влияние паразитных колебательных процессов в ИТ?

42. Как предотвращают включение мощного ПТ из-за статических зарядов и что позволяет ограничить спектр излучаемых шумов при коммутации токов в ИТ?

43. За счет чего в первичных СН получают стабильные напряжения разного постоянного уровня?

44. Почему напряжения на вторичных обмотках ИТ выпрямляют однополупериодными схемами и их диоды шунтируют конденсаторами малой емкости, а получаемые напряжения постоянного уровня считают стабильными?

45. Охарактеризуйте режимы работы и динамические процессы, протекающие в первичных импульсных СН с микроэлектронным управлением.

46. В чем проявляются особенности экспериментального исследования импульсных СН по отношению к СН непрерывного действия?

47. Как измеряются коэффициенты фильтрации и стабилизации первичных СН?

ЛИТЕРАТУРА

1. Свирид, В. Л. Микроэлектронные и преобразовательные устройства : учеб. пособие для студентов спец. «Радиоинформатика». В 2 ч. Ч. 1: Микроэлектронные устройства / В. Л. Свирид. – Минск : БГУИР, 2005. – 134 с. : ил.
2. Свирид, В. Л. Оценка стабильности прецизионных источников напряжения // Известия Белорусской инженерной академии. – Минск : УП «Бестпринт», 2002. – № 2 (14)/2. – С. 124 – 126.
3. Свирид, В. Л. Микросхемотехника аналоговых электронных устройств : учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов / В. Л. Свирид. – Минск : Дизайн ПРО, 1998. – 256 с.
4. Коломбет, Е. А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов / Е. А. Коломбет. – М. : Радио и связь, 1991. – 376 с.
5. Свирид, В. Л. Проектирование микроэлектронных устройств : учеб. пособие по курсу «Микросхемотехника». В 4 ч. Ч. 4 : Проектирование и расчет измерительных преобразователей электрических сигналов / В. Л. Свирид. – Минск : БГУИР, 2000. – 131 с.
6. Свирид, В. Л. Анализ микроэлектронного стабилизатора напряжения с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току // Известия Белорусской инженерной академии. – Минск : УП «Бестпринт», 2002. – № 2 (14)/2. – С. 127–129.
7. Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности : справочник. – 2-е изд., стереотип / А. А. Зайцев [и др.] : под. ред. А. В. Голомедова. – М. : Радио и связь, КУБК-а, 1994. – 384 с.
8. Свирид, В. Л. Микросхемотехника и применение интегральных схем : учеб. пособие по одноименному спецкурсу. В 3 ч. Ч. 3 : Проблема индуктивности в микроэлектронике / В. Л. Свирид. – Минск : МРТИ, 1990. – 49 с.
9. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : справ. руководство : пер. с нем. / У. Титце, К. Шенк. – М. : Мир, 1982. – 512 с.
10. Свирид, В. Л. Аналоговая микросхемотехника : учеб. пособие для студентов спец. «Радиотехника». В 3 ч. Ч 1 : Интегральные микросхемы. Системотехническое проектирование радиоэлектронной аппаратуры / В. Л. Свирид. – Минск : БГУИР, 2003. – 232 с. : ил.
11. А.с. 1242862 СССР, МКИ⁴ G 01 R 31/26. Устройство для коррекции характеристик нелинейных элементов / В. Л. Свирид. – Заявл. 02.11.84; Опубл. 07.07.86, Бюл. № 25. – 13 с.
12. А.с. 1534414 СССР, МКИ⁵ G 01 R 31/26. Устройство для измерения параметров варикапов/ В.Л. Свирид. – Заявл. 17.06.87; Опубл. 07.01.90, Бюл. № 1. – 23 с.
13. Свирид, В. Л. Проектирование микроэлектронных устройств : учеб. пособие по курсу «Микросхемотехника». В 4 ч. Ч. 2 : Методология, основы метрологии, проектирование и расчет электронно-управляемых образцовых проводимостей / В. Л. Свирид. – Минск : БГУИР, 1994. – 76 с.

14. Свирид, В. Л. Экспериментальная микросхемотехника : лаб. практикум по курсу «Микросхемотехника». В 3 ч. Ч. 3 : Микроэлектронные селективные цепи / В. Л. Свирид. – Минск : БГУИР, 1997. – 68 с.

15. Свирид, В. Л. Электронно-управляемые фазовращатели // Новые информационные технологии в науке и производстве : материалы междунаро. науч.-техн. конф. – Минск : БГУИР, 1998. – С. 189–192.

16. Свирид, В. Л. Проектирование микроэлектронных устройств : учеб. пособие по курсу «Микросхемотехника». В 4 ч. Ч. 3 : Схемотехническое проектирование и расчет конверторов сопротивлений и гираторов / В. Л. Свирид. – Минск : БГУИР, 1995. – 96 с.

17. Свирид, В. Л. Электронно-управляемые конверторы и инверторы сопротивлений // Известия Белорусской инженерной академии. – Минск : МПООО «Микровидеосистемы», 1998. – № 2 (6)/1. – С. 136–140.

18. А.с. 1739480 СССР, МКИ⁵ Н 03 11/48. Имитатор отрицательной индуктивности / В. Л. Свирид. – Заявл. 22.12.89; Опубл. 07.06.92, Бюл. № 21. – 5 с.

19. Эпштейн, С. Л. Измерение характеристик конденсаторов. – 2-е изд., перераб. и доп. / С. Л. Эпштейн. – Л. : Энергия, 1971. – 220 с.

20. Свирид, В. Л. Исследование полевого транзистора как источника термостабильного тока и опорного напряжения // Известия Белорусской инженерной академии. – Минск : УП «Бестпринт», 2003. – № 1 (15)/4. – С. 178–183.

21. Галкин, В. И. Полупроводниковые приборы : справочник / В. И. Галкин, А. Л. Булычев, П. М. Лямин. – Минск : Беларусь, 1994. – 347 с.

22. Интегральные микросхемы : микросхемы для импульсных источников питания и их применение. – М. : ДОДЭКА, 1997. – 224 с.

Учебное издание

Свирид Владимир Лукич

**МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ
УСТРОЙСТВА**

Учебное пособие

В 2-х частях

Часть 2

Преобразовательные устройства

Редактор *Н. В. Гриневич*
Корректор *М. В. Тезина*

Подписано в печать 22.02.2007. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная.

Гарнитура «Таймс».

Печать ризографическая. Усл. печ. л. 8,25. Уч.-изд. л. 8,0. Тираж 500 экз. Заказ
235.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и
радиоэлектроники»

ЛИ №02330/0056964 от 01.04.2004. ЛП №02330/0131666 от 30.04.2004.
220013, Минск, П. Бровки, 6