

Основные электрические параметры автогенератора и обмоток подмагничивания приведены в таблице.

Параметры	Одновит- ковая обмотка	Многовит- ковая обмотка
Несущая частота, <i>Мгц</i>	110	110
Возможная девиация частоты, %	14	14
Амплитуда тока подмагничивания, <i>a</i>	3000	100
Стабильность несущей частоты при нагрузке на активное сопротивление	$\pm 5 \cdot 10^{-4}$	$\pm 5 \cdot 10^{-4}$
Стабильность модуляционной характеристики	Лучше 10^{-2}	Лучше 10^{-2}
Полезная мощность высокой частоты (в импульсе), <i>квт</i>	10	9
Количество витков	1	30
Собственная индуктивность обмотки, <i>мкгн</i>	0,25	70

Авторы выражают благодарность Г. Д. Апушкину и Е. К. Землянухину за помощь при изготовлении и сборке аппаратуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Е. А. Абрамян, Г. И. Будкер, А. А. Наумов, В. С. Панасюк и др. Тр. Международной конференции по ускорителям, Дубна, 1963, 1964, Атомиздат.
2. С. Н. Терентьев, В. Ф. Картавых, Триодные передатчики дециметровых волн, 1962, Гостехиздат, Киев.
3. А. В. Антонов, Ю. В. Коршунов, В. С. Панасюк, Proc. Intern. Conf. on High-Energy Accelerators and Instrumentation, CERN, 1959.
4. Ю. М. Лебедев-Красин, Радиотехника и электроника, 1956, 1, 7, 940.

УДК 621.374.325

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ
ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВЫХ СДВИГОВ В НАКОПИТЕЛЕ

Е. А. ПИРУШКИН, Т. П. СТАРОДУБЦЕВА

Институт ядерной физики СО АН СССР, Новосибирск

(Получено 18 марта 1966 г.)

Описан преобразователь для наблюдения за равновесной фазой сгустка в накопителе ВЭПП-2[1] (встречные электрон-позитронные пучки). В совокупности с фазометром Ф2-3 преобразователь дает возможность замечать изменения в равновесной фазе с точностью $0,5^\circ$ при разрешающей способности $0,1^\circ$.

Измерение фазового положения электрического центра тяжести электронного сгустка относительно напряжения на резонаторе представляет интерес в связи с задачей измерения полных когерентных потерь сгустка в различных режимах работы накопителя. В случае встречи коротких сгустков может оказаться интересным взаимное положение электронного и позитронного сгустков; эти измерения облегчены тем, что число электронов и позитронов будет, по-видимому, различаться в несколько десятков раз.

Проведенные оценки показывают, что точность измерения фазовых сдвигов должна быть не хуже 10^{-2} рад при разрешающей способности аппаратуры $2 \cdot 10^{-3}$ рад. Измерения проводятся путем сравнения по фазе первой гармоники сигнала с электростатического пикап-электрода и напряжения на резонаторе.

Требования к измерительной аппаратуре следующие: 1) Частота сравниваемых напряжений $(25 \pm \pm 1)$ Мгц. 2) Относительная нестабильность частоты сигналов на каждой фиксированной частоте об-

ращения сгустка $\sim 10^{-3}$. 3) Фазометр должен быть приспособлен для работы с импульсами, весьма богатыми гармониками, так как фазовые размеры сгустков в накопителе малы $[(T/\tau)_{\text{макс}} \approx 100]$, где T — период обращения, τ — эффективная длительность сгустка]. 4) Минимальный входной сигнал по крайней мере в одном из каналов не выше $1 \cdot 10^{-3}$ в, что соответствует циркулирующему току 1 ма, с которого ведутся измерения. 5) Величина разности фаз сравниваемых напряжений может меняться от 0 до 360° .

Фазометры с перечисленными параметрами промышленностью не выпускаются. Наиболее подходящим для измерений по большинству параметров оказался стандартный фазометр Ф2-3: на частоте входного сигнала ~ 700 кгц, при постоянных амплитудах на входах каналов и некоторой оптимальной величине содержания второй гармоники он дает точность измерений $0,15 \div 0,25^\circ$ и разрешающую способность не хуже $0,1^\circ$.

В данной статье описан преобразователь, который в совокупности с фазометром Ф2-3 позволяет

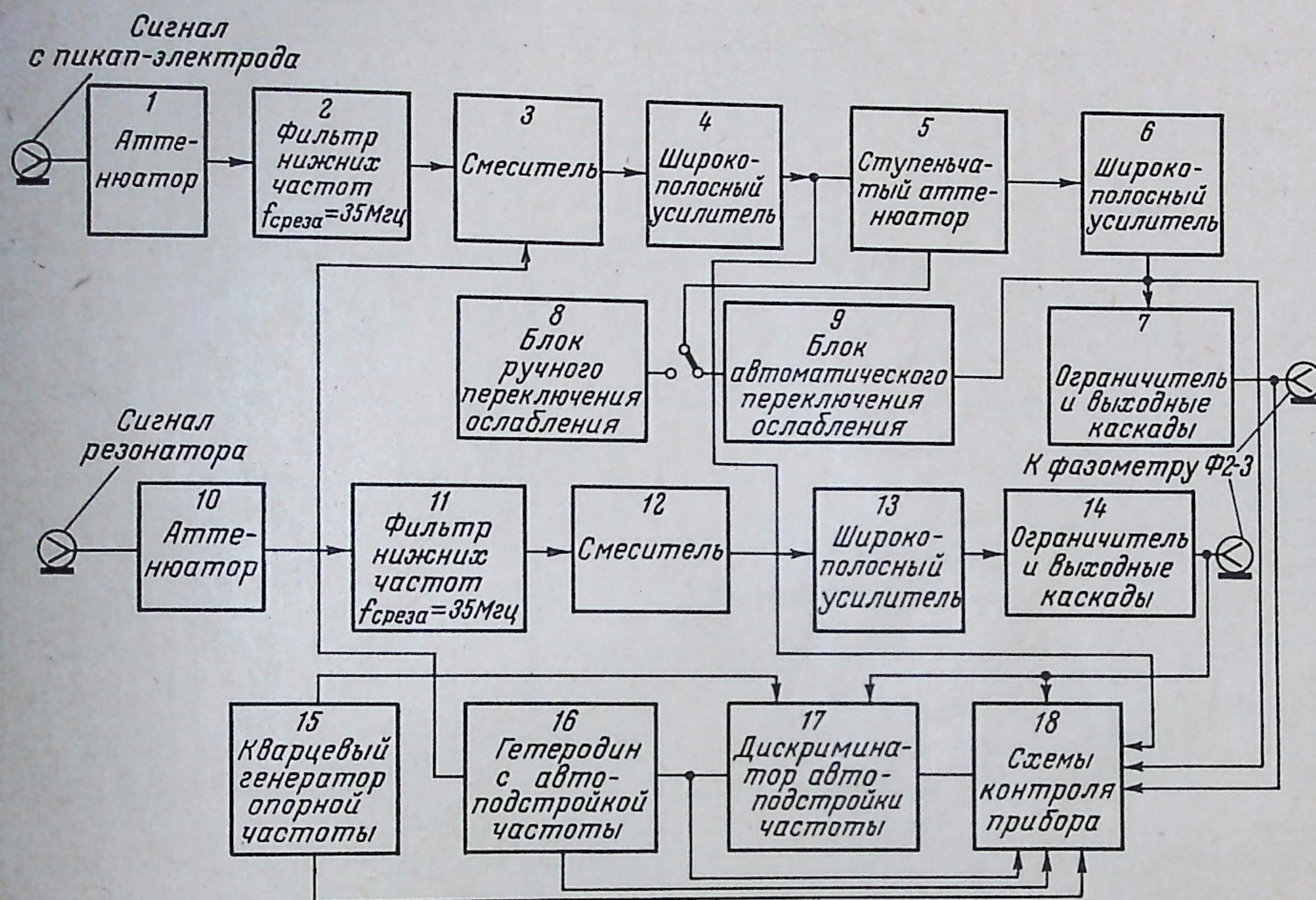


Рис. 1. Блок-схема преобразователя

проводить измерения разностей фаз с точностью $0,5 \div 0,6^\circ$ при описанных выше условиях измерений.

Блок-схема и функциональная схема преобразователя приведены на рис. 1 и 2. Сигналы с резонатора и электростатического электрода через аттенюаторы и входные фильтры поступают на смесители соответствующих каналов. Входное и выходное сопротивление аттенюаторов равны 75 ом при любом ослаблении; измерения фазовых сдвигов производятся при фиксированных ослаблениях. Избирательными элементами в каналах электростатического электрода и резонатора являются 3-х звенные LC-фильтры. Применение их дает возможность ослаблять уже вторую гармонику сигнала с электростатического электрода не менее, чем в 500 раз. Частота среза фильтров равна $1,43$ рабочей частоты. Малая крутизна фазовой характеристики фильтров нижних частот гарантирует малую фазовую погрешность при нестабильности частоты входного сигнала 10^{-3} и изменении параметров фильтров в процессе эксплуатации. Хорошая избирательность фильтров относительно высших гармоник входного сигнала позволяет сделать большую часть элементов преобразователя широкополосными; настройка са-

мых широкополосных фильтров очень проста.

На оба смесителя подаются сигналы от одного гетеродина с автоматической подстройкой частоты (а. п. ч.). В результате, во всех элементах схемы, кроме входных фильтров, частота сравниваемых сигналов остается постоянной с точностью, задаваемой кварцевым генератором опорной частоты. По характеру задающего воздействия примененная автоматическая регулировка частоты относится к классу следящих систем а. п. ч. (стабилизируется промежуточная частота 706 кгц). В данной схеме а. п. ч. частота стабилизируемого генератора сравнивается с эталонной в дискриминаторе нулевых биений, формирующем управляющее напряжение относительно общей точки (корпуса). Для исключения «мертвой зоны» на начальном участке статической характеристики дискриминатора частоту стабилизируемого генератора первоначально устанавливают выше эталонной на величину, большую максимальной его нестабильности, вследствие чего в процессе автоподстройки знак расстройки не изменяется и частота стабилизируемого генератора не заходит в область отсутствия автоподстройки («мертвую зону» — $\pm \Delta f_3$ на рис. 3). В

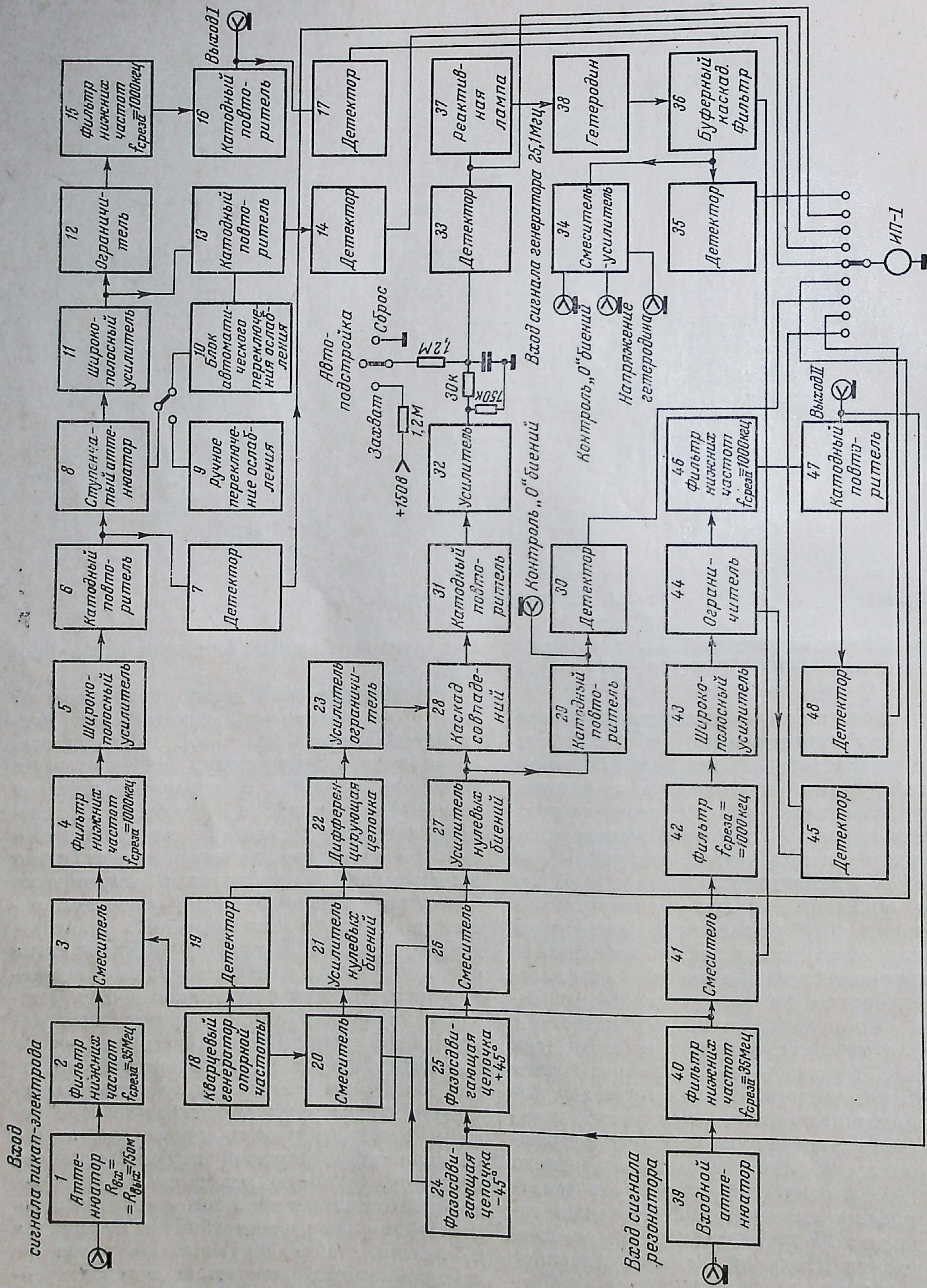


Рис. 2. Функциональная схема преобразователя контрольного прибора ИП-1: 1 — контроль сигнала на входе ограничителя канала резонатора; 2 — контроль сигнала на выходе канала резонатора; 3 — контроль работы автоподстройки (наличие нулевых биений между опорной частотой и выходом блока генератора); 4 — контроль работы генератора опорной частоты $f = 706$ кГц; 5 — контроль уровня выхода канала электростатического электрода; 6 — контроль на входе ограничителя канала электростатического электрода; 7 — контроль уровня сигнала перед входом на аттенюатор; 8 — контроль управляющего напряжения автоподстройки частоты на управляющей сетке реактивной лампы; 9 — контроль напряжения гетеродина

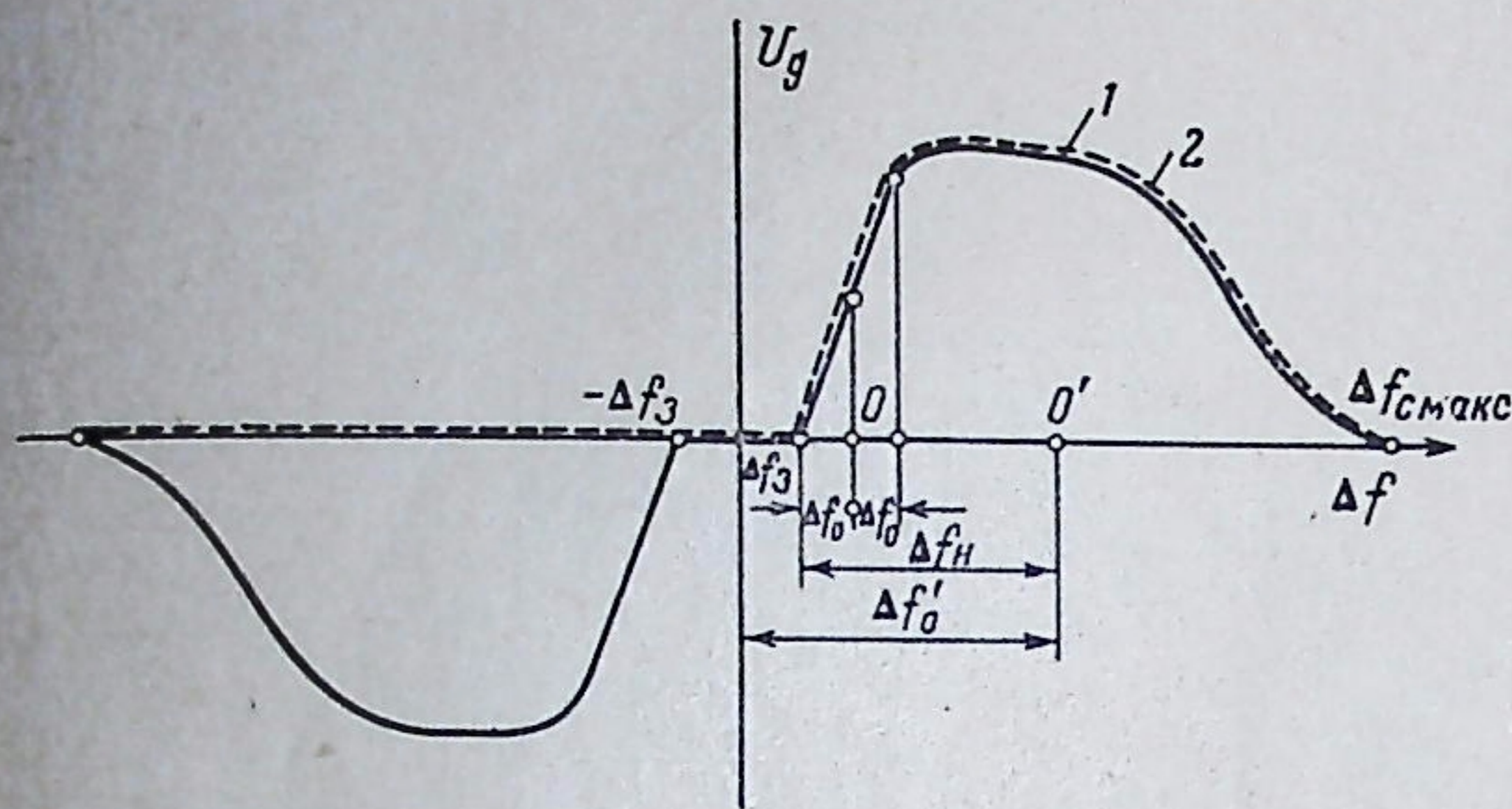


Рис. 3. Статические характеристики дискриминатора нулевых биений. 1 — (сплошная линия) статическая характеристика дискриминатора нулевых биений с фазоинвертером [2]; 2 — (штриховая линия) — статическая характеристика описываемого дискриминатора нулевых биений

качестве регулируемого элемента применена реактивная лампа, рис. 2.

Для обеспечения нормальной работы автоподстройки статическая характеристика дискриминатора нулевых биений справа от оси ординат не должна отличаться от статической характеристики обычного дискриминатора нулевых биений с фазоинвертером [2], а слева от оси ординат (при расстройках частоты другого знака) напряжение дискриминатора должно быть равным нулю. На рис. 3 описанная характеристика изображена штриховой линией. При настройке схемы с такой статической характеристикой дискриминатора рабочая частота в отсутствие автоподстройки устанавливается в точку O' , т. е. выше эталонной на величину $\Delta f'_0 \geq \Delta f_n + \Delta f_3$, где Δf_n — максимально возможная начальная неустойчивость рабочей частоты. Следовательно, при отсутствии автоподстройки максимальная начальная неустойчивость рабочей частоты, равная $\pm \Delta f_n$, не приводит к изменению знака расстройки рабочей частоты относительно эталонной. Захват рабочей частоты автоподстройкой осуществляется либо автоматически самой схемой, если расстройка Δf_0^1 меньше полосы удержания дискриминатора, либо при помощи ручного переключателя, действие которого будет описано ниже. После захвата рабочая частота устанавливается относительно эталонной в точку O , находящуюся в середине восходящего участка статической характеристики дискриминатора, и при работе схемы а. п. ч. может изменяться относительно этой точ-

ки на величину $\pm \Delta f_0$ (рис. 3), оставаясь все время также по одну сторону от эталонной частоты и не заходя в «мертвую зону».

Дискриминатор нулевых биений формирует напряжение U_d (рис. 4), одним полюсом соединенное с общей точкой (корпусом), и работает следующим образом. На входы смесителей 3 и 6 поступают два сигнала: сигнал эталонной частоты, $f_{эт}$ кварцевого генератора, и сигнал частоты стабилизируемого генератора (рабочей частоты) $f_{с.г}$ со сдвигом фаз 90° , создаваемым двумя фазовращательными цепями 1 и 2. Этот сдвиг фаз эквивалентен такому же сдвигу между колебаниями частоты в анодных цепях смесителей 3 и 6, т. е. в анодных цепях сигналы сдвинуты между собой на 90° .

Характерным свойством такой схемы является то, что при наличии постоянного сдвига по высокой частоте между входными сигналами сдвиг по разностной частоте при изменении знака расстройки изменяется скачком на 180° [2]. Сигнал со смесителя 6 после усиления и ограничения 7 поступает на экранную сетку каскада совпадений (L_1). При отсутствии сигналов напряжение на экранной сетке L_1 отсутствует, а на управляющую сетку с делителей R_3, R_1 подано такое отрицательное напряжение, которое оставляет L_1 запертой даже при поступлении на экранную сетку положительного импульса с усилителя-ограничителя.

Лампа L_1 открывается только тогда, когда одновременно с положительным импульсом на экранную сетку на управляющую сетку этой лампы с дифференцирующей цепочки 5 поступает положительный импульс, что возможно только при расстройке одного определенного знака. Схема описываемого дискриминатора выполнена так, что на L_1 подаются одновременно положительные импульсы только тогда, когда $\Delta f = f_{с.г} - f_{эт} > 0$. Итак, при поступлении на L_1 одновременно двух положительных импульсов, на ее аноде появляется импульс отрицательной полярности. Затем этот импульс изменяет полярность, ограничивается и детектируется, формируя управляющее напряжение U_g . С изменением знака расстройки сигнал через каскад совпадений не проходит. Таким образом, на выходе дискриминатора управляющее напряжение U_g появляется при $f_{с.г} > f_{эт}$ и отсутствует

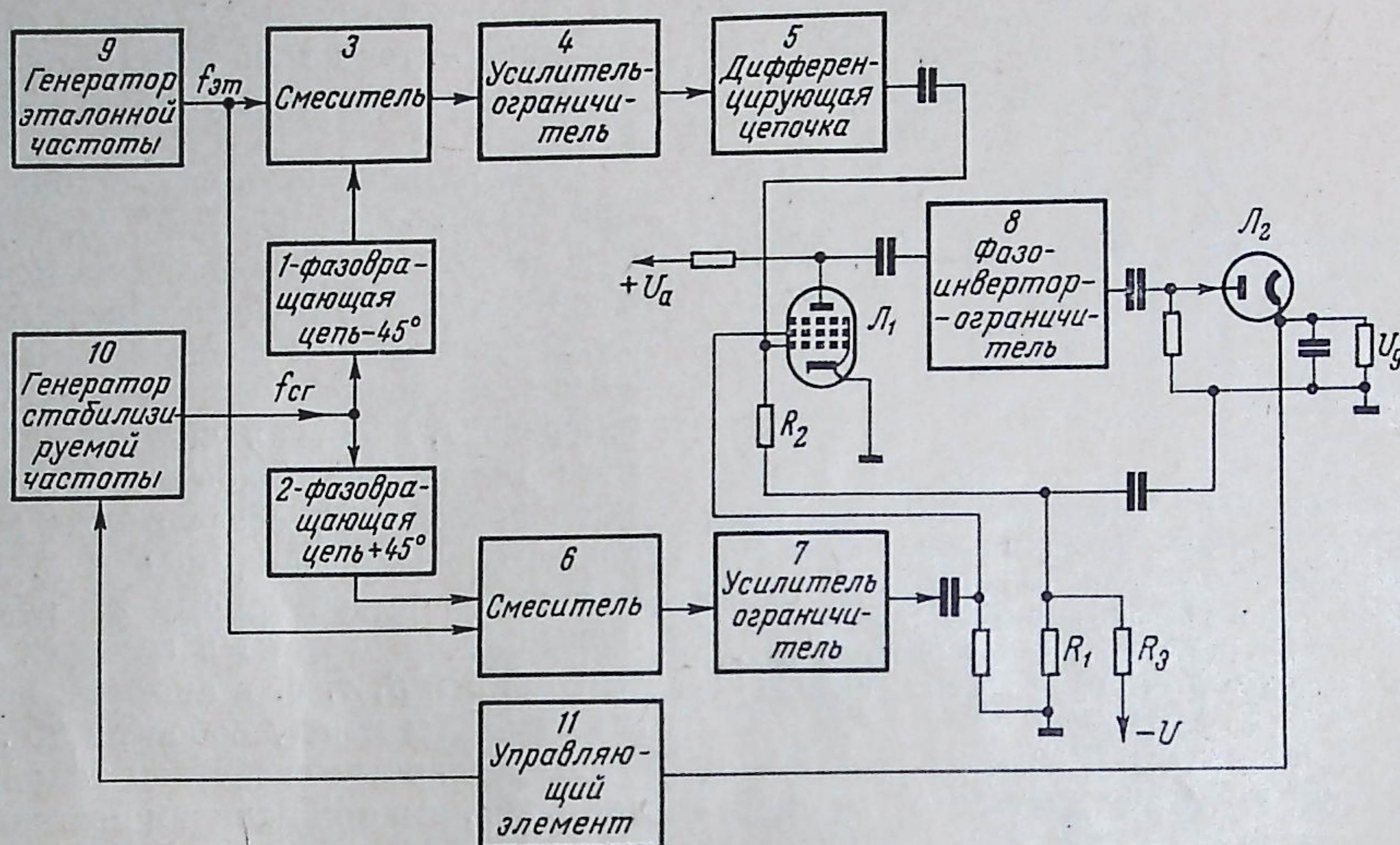


Рис. 4. Функциональная схема системы автоматической подстройки частоты преобразователя. L_1 — каскад совпадений, L_2 — амплитудный детектор

при $f_{с.г} < f_{эт}$. В результате получается статическая характеристика, изображенная на фиг. 3 штриховой линией, которая исключает «мертвую зону» в диапазоне частот $2\Delta f_з$, а заодно и фазовую погрешность в этом диапазоне.

Частота входного сигнала может изменяться в пределах $24 \div 26$ Мгц, а полоса схватывания дискриминатора равна 200 кгц. Значит, автоматический захват частоты может происходить не при всех частотах входного сигнала. Для обеспечения захвата частоты дискриминатором во всем диапазоне частот входного сигнала в схеме предусмотрен переключатель, которым создается медленно нарастающее искусственное управляющее напряжение U_g (положение переключателя «захват», рис. 2). При этом одновременно индикаторным прибором ИП-1 контролируется наличие нулевых биений в дискриминаторе. В момент появления нулевых биений переключатель ставится в положение «автоподстройка», после чего следящая система а. п. ч. способна поддерживать промежуточную частоту стабильной при изменении частоты входного сигнала в диапазоне (25 ± 1) Мгц.

С анодов смесителей 3 и 41 (рис. 2) через фильтры нижних частот 4 и 42 с частотой среза 1 Мгц сигналы в обоих каналах поступают на широкополосные усилители 5 и

43. Так как оба канала работают с разными уровнями входных сигналов (канал электрода работает с входными сигналами 1 ± 32 мв, канал резонатора — с сигналом 300 ± 150 мв), то число широкополосных каскадов в обоих каналах различно. В канале электростатического электрода для расширения динамического диапазона уровня входных сигналов применен 4-х ступенчатый фазостабильный аттенюатор с автоматическим переключением ослабления.

Рассмотрим работу фазостабильного автоматического аттенюатора на упрощенной функциональной схеме (рис. 5). Аттенюатор имеет четыре ступени ослабления. Сопротивления делителя $R_1 \div R_5$ подобраны так, что кратность каждой ступени ослабления равна 2, а емкости $C_1 \div C_5$ при любом ослаблении аттенюатора поддерживают разность фаз входного и выходного сигналов неизменной [3]. Выход аттенюатора подключается к соответствующей точке фазостабильного делителя через контакты реле $P_1 \div P_4$, обмотки которых являются анодными нагрузками усилителей тока соответствующих каналов автоматического переключения. Последний состоит из ограничителя-усилителя, детектора, фильтра и усилителя тока. На входы ограничителей-усилителей всех каналов одновременно через усилитель 9 подается сигнал с выхода аттенюато-

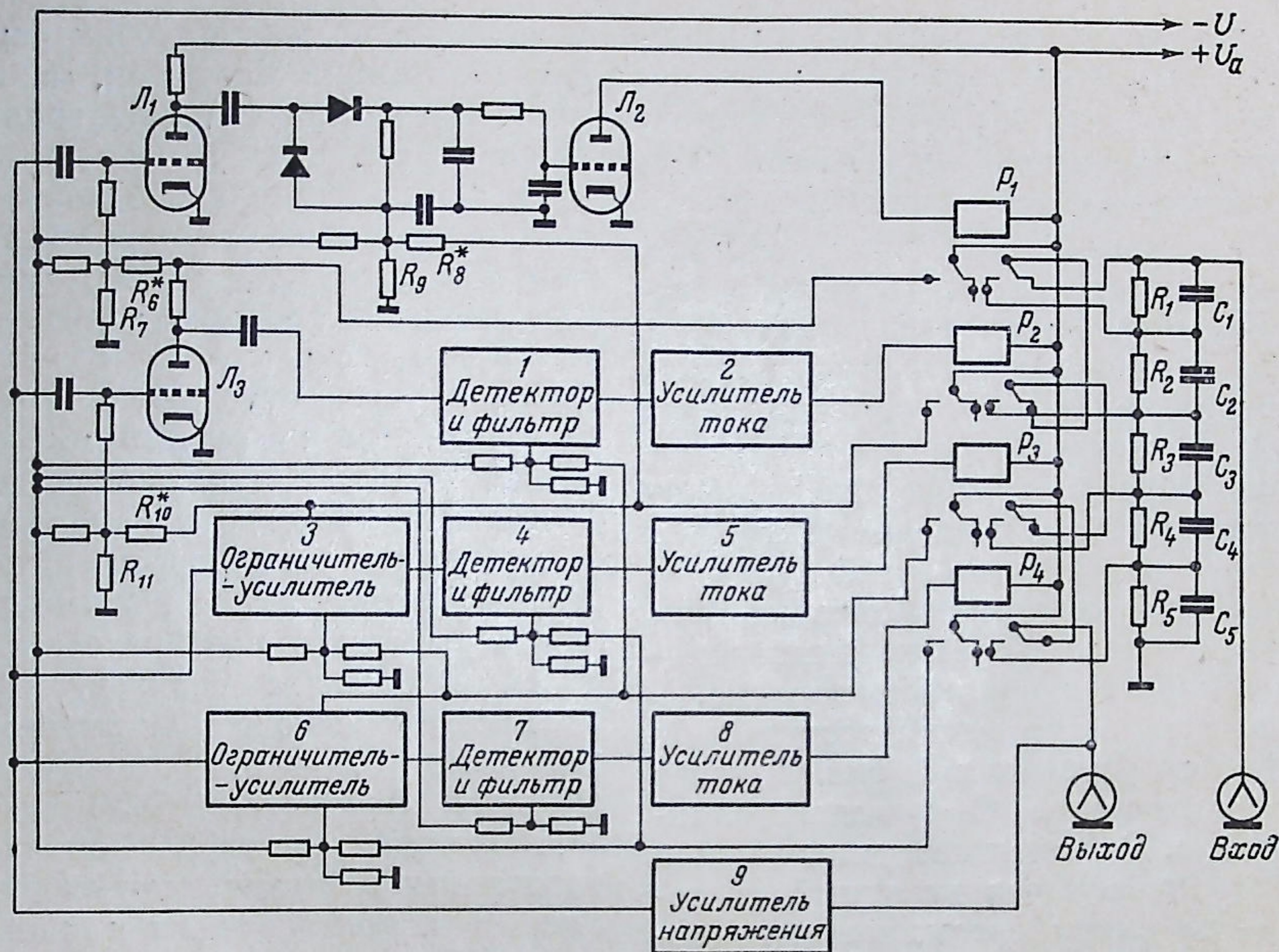


Рис. 5. Функциональная схема высокочастотного фазостабильного аттенюатора с автоматическим переключением ослабления. $R_1C_1; R_2C_2; R_3C_3; R_4C_4; R_5C_5$ — компенсированный делитель напряжения; P_1, P_2, P_3, P_4 — реле с контактами из платиниридиевого сплава

ра. Усилитель 9 имеет стабильный коэффициент усиления, равный K .

Анодное напряжение на ограничитель-усилитель 2-, 3- и 4-го каналов ослабления подведено через контакты реле $P_1 \div P_3$ соответственно и подается после срабатывания этих реле. При уровне входного сигнала, меньшем U_{\max} , обмотки всех реле обесточены, сигнал с входа аттенюатора поступает на его выход без ослабления, и в рабочем, ждущем состоянии находится только первый канал автоматического переключения. Достигнув уровня отпирания на входе ограничителя-усилителя, сигнал усиливается, затем детектируется и положительной полярностью подается на управляющую сетку усилителя тока. И когда на выходе аттенюатора сигнал достигнет уровня U_{\max} , а на входе ограничителя уровня KU_{\max} (в описываемом приборе $KU_{\max} = 16,5$ в), то срабатывает реле P_1 , переключая выход аттенюатора к 1-й ступени ослабления. Сигнал на выходе аттенюатора и на входе ограничителя-усилителя понижается при этом в два раза. Одновременно через другую пару контактов реле P_1 напряжение $+U_a$ по-

дается на анод ограничителя-усилителя 2-го канала, подготавливая его к работе, и через делитель R_6R_7 — на управляющую сетку ограничителя-усилителя 1-го канала, понижая тем самым порог отключения реле P_1 до уровня $KU_{\min} = 8$ в. Причем KU_{\min} меньше $KU_{\max}/2$ на величину $\Delta U = 0,25$ в, необходимую для предотвращения релаксации схемы.

Если теперь сигнал на выходе аттенюатора понизится до уровня U_{\min} (а на входе ограничителя-усилителя — до уровня $KU_{\min} = 8$ в), то P_1 отпустит контакты и аттенюатор возвратится в первоначальное положение (без ослабления), а уровень сигнала на выходе аттенюатора будет равным $2U_{\min} < U_{\max}$. В случае, если сигнал на выходе аттенюатора не уменьшился, а, наоборот, увеличится и вторично достигнет уровня U_{\max} (а на входе ограничителя-усилителя — уровня $16,5$ в), то сработает реле P_2 , включая вторую ступень ослабления; напряжение сигнала на выходе аттенюатора вновь станет равным $U_{\max}/2$ (при этом напряжение сигнала на входе аттенюатора равно $2U_{\max}$). Одновременно напряжение $+U_a$ подается

на анод ограничителя-усилителя 3-го канала ослабления, подготавливая его к работе, и через делитель $R_{10}^* R_{11}$ на управляющую сетку ограничителя-усилителя 2-го канала, понижая уровень отключения его до $KU_{\text{мин}} = 8 \text{ в}$. Через делитель $R_8^* R_9$ это напряжение подается на управляющую сетку усилителя тока 1-го канала, делая тем самым реле P_1 нечувствительным к изменениям уровня выходного сигнала. При дальнейшем увеличении входного сигнала аналогичным образом произойдет автоматическое переключение выхода аттенюатора к третьей, а затем к четвертой ступеням ослабления. При уменьшении сигнала процесс автоматического переключения аттенюатора произойдет в обратном порядке.

Сигнал на вход аттенюатора поступает от широкополосного усилителя 5 (рис. 2) через катодный повторитель. С выхода усилителя 11 (9 на рис. 5) сигнал поступает на вход ограничителя 12, а через катодный повторитель 13 — на схему автоматического переключателя 10. Элементы 1 ÷ 6 схемы канала пикап-электрода линейны, а поэтому кратность изменения сигнала на их входе и выходе одинакова. Отсюда кратность изменения сигнала на входе аттенюатора 8 равна кратности изменения сигнала на входе канала в целом. Число ступеней ослабления аттенюатора равно четырем, а кратность каждого ослабления — двум, поэтому при увеличении входного сигнала с определенного уровня (равного 1 мв) в 32 раза уровень сигнала на входе ограничителя 12 поддерживается в пределах от 8 до 16,5 в. При этом уровень сигнала на выходе ограничителя 12 поддерживается постоянным с точностью 5%. Предусмотрена возможность ручного переключения аттенюатора. Его

положения во всех случаях регистрируются сигнальными лампочками, а правильность введенного ослабления контролируется прибором ИП-1.

В анодных цепях ограничителей 12 и 44 стоят фильтры нижних частот 15 и 46 с частотой среза $f_{\text{среза}} = 1000 \text{ кГц}$, позволяющие выделить первую гармонику из ограниченного сигнала. После фильтрации сигналы через катодные повторители 16 и 47 подводятся к выходным гнездам «выход 1» и «выход 2», откуда подаются на входы фазометра Ф2-3 для измерения разности фаз. Уровни сигналов на выходе каждого канала равны 2,5 в. Суммарная погрешность, вносимая преобразователем при измерении фазовых сдвигов, удовлетворяющим всем перечисленным выше требованиям, не более $0,2 \div 0,3^\circ$ (разрешающая способность фазометра Ф2-3 позволяет сделать такие оценки). Испытания преобразователя в импульсном режиме проводились с использованием генератора Г5-22, который дает последовательность импульсов колокольной формы с нужной частотой следования и скважностью не менее 3.

Детекторы 7; 14; 17; 19; 30; 35; 45 и 48 предназначены для выпрямления сигналов, снимаемых с различных точек схемы, с целью контроля работы преобразователя индикаторным прибором ИП-1.

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. И. Будкер, А. А. Наумов и др., Доклад на Международной конференции по ускорителям, Дубна, 1963.
2. М. Р. Капланов, В. П. Левин, Автоматическая подстройка частоты, 1962, Госэнергоиздат.
3. И. М. Вишенчук, А. Ф. Котюк, П. Я. Мизюк, Электромеханические и электронные фазометры, 1962, Госэнергоиздат.