

М. Р. Капланов и В. А. Левин

АВТОМАТИЧЕСКАЯ
ПОДСТРОЙКА
ЧАСТОТЫ

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

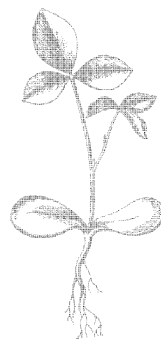
М. Р. КАПЛАНОВ и В. А. ЛЕВИН

АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ, ДОПОЛНЕННОЕ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1956 ЛЕНИНГРАД



Scan AAW

В книге даны описания и классификация различных систем автоматической подстройки частоты, применяемых в радиотехнических устройствах.

Приведенные расчетные формулы могут быть использованы при конструировании аппаратуры с автоматической подстройкой частоты.

Книга предназначена для радиоспециалистов и студентов старших курсов вузов.

Авторы: *Капланов Мурад Рашидович и Левин Виктор Аронович* —
«АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ»

* * *

Редактор *А. А. Куликовский*

Технич. редактор *И. М. Скворцов*

Сдано в набор 17/IV 1956 г.

Подписано к печати 28/VI 1956 г.

Бумага 70×108¹/₁₆

Объем 17,12 п. л.

Уч.-изд. л. 21

Т-06829

Тираж 12 000 экз.

Цена 11 р. 50 к.

Заказ 1215

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Системы автоматической подстройки частоты все более широко применяются в различных видах радиоаппаратуры.

Это обстоятельство определило необходимость при подготовке второго издания существенно дополнить первое издание, вышедшее в 1953 г. Указанные дополнения изложены в основном в гл. 6—8. Остальные главы несколько переработаны. В частности, в гл. 4 приведен анализ переходных процессов в системах частотной автоподстройки, в гл. 3 — формулы для расчета полосы схватывания и исследование апериодического дискриминатора с цепью $R-C$. В гл. 10 дано описание системы фазовой автоподстройки дискретного множества частот с электронно-механическим управляющим элементом.

Исследование зависимостей, определяющих полосы схватывания и время установления в системах частотной автоподстройки, было проведено М. Р. Каплановым. Анализ особенностей работы дискриминаторов с фазовым детектированием в системах автоподстройки частоты гетеродинов приемников импульсных сигналов и подготовка гл. 7 были выполнены В. А. Левиным. Остальной материал, содержащийся в книге, подготовлен авторами совместно.

Рассмотрение некоторых вопросов может показаться недостаточно полным. Объясняется это стремлением авторов избежать изложения вопросов, освещенных в других книгах, а также не являющихся специфическими для автоматической подстройки частоты и исследуемых в смежных областях радиотехники или теории автоматического регулирования.

Конкретные применения общих принципов автоматической подстройки частоты столь разнообразны, что, несмотря на указанные дополнения, во втором издании остаются не освещенными многие вопросы. В частности, не рассмотрены проблемы, возникающие при использовании систем автоматической подстройки частоты в телевизионной аппаратуре. Понимая невозможность охватить все вопросы, изложение которых представляет интерес, авторы стремились дать теоретические и физические основы, а также методы расчета, проиллюстрировав их на конкретных примерах.

Усвоив этот материал, читатель сможет применить его в инженерной практике также для схемных вариантов, не рассмотренных в настоящей книге.

Авторы считают своим приятным долгом выразить благодарность А. А. Куликовскому и Н. И. Чистякову за ряд ценных указаний, сделанных при подготовке второго издания этой книги.

А в т о р ы

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3	5-3. Механические управляющие элемен- ты	114
<i>Глава первая. Основные понятия . .</i>	<i>5</i>	<i>Глава шестая. Фазовая автопод- стройка частоты</i>	<i>122</i>
1-1. Краткая характеристика методов ста- билизации частоты	5	6-1. Основные соотношения	122
1-2. Классификация систем автоматиче- ской подстройки частоты	8	6-2. Переходные процессы в системах фа- зовой автоподстройки	126
<i>Глава вторая. Основные соотношения в системах частотной автопод- стройки</i>	<i>9</i>	6-3. Устойчивость системы фазовой авто- подстройки	140
2-1. Статические характеристики элемен- тов системы	9	<i>Глава седьмая. Фазовые детекторы</i>	<i>146</i>
2-2. Динамические характеристики си- стемы частотной автоподстройки . .	15	7-1. Основные сведения	146
<i>Глава третья. Дискриминаторы . . .</i>	<i>20</i>	7-2. Балансный фазовый детектор	147
3-1. Резонансные дискриминаторы	21	7-3. Кольцевой фазовый детектор	149
3-2. Аperiodические дискриминаторы . .	37	7-4. Импульсный фазовый детектор в схе- ме фазовой автоподстройки частоты	153
3-3. Дискриминаторы нулевых биений . .	52	<i>Глава восьмая. Автоматическая под- стройка частоты гетеродина в приемниках импульсных сигналов</i>	<i>161</i>
3-4. Общие соображения по выбору схем дискриминаторов	62	8-1. Основные сведения	161
<i>Глава четвертая. Динамика систем ча- стотной автоподстройки</i>	<i>69</i>	8-2. Анализ схемы ЧАП с дискриминато- ром на расстроенных контурах	167
4-1. Устойчивость систем частотной авто- подстройки	69	8-3. Анализ схемы ЧАП с дискриминато- ром с фазовым детектированием . .	174
4-2. Переходные процессы в системах ча- стотной автоподстройки	83	<i>Глава девятая. Автоматическая под- стройка частоты генераторов сан- тиметрового диапазона</i>	<i>180</i>
<i>Глава пятая. Управляющие элементы</i>	<i>98</i>	<i>Глава десятая. Схемы автоматичес- кой подстройки частоты</i>	<i>186</i>
5-1. Основные требования и классифика- ция	98	<i>Л и т е р а т у р а</i>	<i>195</i>
5-2. Электронные управляющие элементы	100		

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

1-1. Краткая характеристика методов стабилизации частоты

В большинстве современных радиоустройств, как, например, локационных, связных и т. п., одной из наиболее важных задач является получение электрических колебаний определенной частоты. Точность поддержания заданного номинала характеризует стабильность рабочей частоты радиоустройства. Под колебаниями рабочей частоты следует понимать электрические колебания, соответствующие основному назначению данного аппарата, например в приемнике — колебания гетеродина, в передатчике — излучаемые колебания. Образование рабочей частоты можно считать завершенным, если во всех последующих каскадах принципиально невозможно изменение стабильности.

Применяемые в настоящее время в радиоустройствах схемы образования рабочей частоты трудно строго разделить на какие-либо группы с четко выраженными характерными особенностями. Однако можно указать три известных метода стабилизации частоты:

- а) параметрический;
- б) при помощи электромеханических колебательных систем;
- в) с автоматической подстройкой.

Для параметрической стабилизации характерным является:

- 1) использование высококачественных деталей в контурах, задающих частоту;
- 2) применение методов компенсации, уменьшающих воздействие температуры на параметры контура;

3) выбор схем автогенераторов, обеспечивающих наименьшее влияние режима ламп и последующих каскадов на генерируемую частоту.

Стабилизация при помощи электромеханических колебательных систем основана на применении физических тел, обладающих высокой эталонностью собственной частоты и малым декрементом затухания. Кроме этих качеств, тела, применяемые для стабилизации, должны обладать свойством преобразования энергии электрических колебаний в механическую энергию, и наоборот. Указанные качества имеют в первую очередь кристаллы, как, например, кварц, турмалин, обладающие прямым и обратным пьезоэлектрическим эффектом. Как преобразователи механической энергии в электромагнитную могут также использоваться устройства с камертонами, магнито-стрикционными стержнями и т. п.

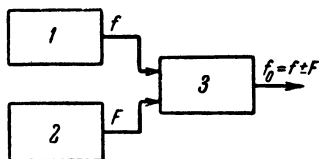
Система автоматической подстройки частоты основана на принципе автоматического регулирования, широко применяющемся в различных областях техники.

Принцип этот состоит в том, что регулируемый параметр сравнивается с эталоном. При отклонении величины параметра от его номинального значения система регулирования автоматически уменьшает это отклонение. В интересующем нас случае регулируемым параметром является рабочая частота, а эталоном — частота какого-либо генератора, обладающего высокой стабильностью. Система регулирования состоит в этом случае из частотного или фазового детектора и управляющего элемента. Последний, действуя на

один из параметров контура генератора, изменяет рабочую частоту, приближая ее к номиналу.

Перечисленные три метода могут применяться каждый независимо от другого и совместно в любой комбинации.

В качестве примера комбинированного метода стабилизации можно привести интерполяционные схемы возбуждителей. Принцип построения подобных схем, впервые предложенный проф. Зейтленком (СССР), легко понять из рассмотрения фиг. 1-1.



Фиг. 1-1. Блок-схема интерполяционного возбуждителя.

Колебания кварцованного генератора 1, имеющие высокостабильную частоту f , и колебания генератора плавного диапазона 2 или, как его иногда называют, интерполяционного генератора, имеющие частоту F , поступают на смеситель 3, в анодную цепь которого включен перестраивающийся резонансный контур, выделяющий одну из комбинационных частот вида $f \pm F$. Изменяя частоту F и настройку контура, можно в заданном диапазоне получить любую рабочую частоту.

Обычно интерполяционный генератор, имеющий параметрическую стабилизацию, обладает худшей стабильностью по сравнению с кварцованным генератором. Однако, чем больше частота f по сравнению с частотой F , тем выше результирующая стабильность рабочей частоты $f \pm F$, так как в этом случае отклонение частоты F интерполяционного генератора будет относительно мало сказываться на стабильности рабочей частоты $f \pm F$.

Примем обозначения:

f_0 — номинальное значение рабочей частоты;

Δf_0 — отклонение рабочей частоты от ее номинального значения;

Δf — отклонение частоты кварцованного генератора от ее номинального значения;

$\frac{\Delta f_0}{f_0}$ — относительная нестабильность рабочей частоты;

$\frac{\Delta f}{f}$ — относительная нестабильность частоты кварцованного генератора;

$\frac{\Delta F}{F}$ — относительная нестабильность частоты интерполяционного генератора;

$n = \frac{f}{F}$ — интерполяционное число.

Как известно¹,

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = \frac{n}{n \pm 1} \frac{\Delta f}{f} + \frac{1}{n \pm 1} \frac{\Delta F}{F}. \quad (1-1)$$

Если $\frac{\Delta f}{f} \ll \frac{\Delta F}{F}$ и $n \gg 1$, то из (1-1) следует:

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = \frac{1}{n} \frac{\Delta F}{F}. \quad (1-2)$$

Из формулы (1-2) следует, что стабильность рабочей частоты в n раз выше стабильности частоты интерполяционного генератора.

Следует отметить, что широко применяются (особенно в измерительной аппаратуре) интерполяционные схемы, в которых рабочая частота образуется в результате смешения колебаний, создаваемых двумя или более кварцованными генераторами.

Недостатком интерполяционных схем является наличие на выходе, кроме полезного напряжения рабочей частоты, также вредных напряжений других комбинационных частот. При использовании таких схем в качестве задающих генераторов передатчиков эти колебания комбинационных частот излучаются в окружающее пространство. При использовании рассмотренных схем в качестве гетеродинов приемников колебания комбинационных частот вызывают появление ложных каналов приема. Снижение уровня напряжения вредных комбинационных частот частично достигается применением достаточного количества фильтрующих цепей, что, очевидно, усложняет конструкцию аппаратуры.

От указанного недостатка в значительной степени свободны схемы, использующие метод автоподстройки.

¹ Н. С. Бесчастнов и В. Н. Сосуннов, Радиопередающие устройства, изд. ВЭТАС, 1941.

В этом случае по одной из указанных выше схем собирается генератор эталонных частот, но колебания, генерируемые им, используются не для излучения в окружающее пространство или для преобразования частоты принимаемого сигнала, а как эталон, по которому автоматически происходит корректировка частоты стабилизируемого генератора.

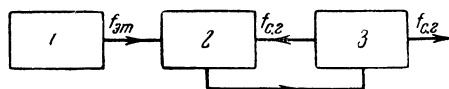
Блок-схема метода стабилизации частоты при помощи автоматической подстройки изображена на фиг. 1-2. Устройство 2 производит автоматическую регулировку частоты стабилизируемого генератора 3 по частоте генератора эталонных частот 1 и называется системой автоматической подстройки частоты или сокращенно автоподстройкой.

В рассматриваемой схеме для излучения в окружающее пространство или для смещения с принимаемым сигналом служат колебания стабилизируемого генератора. Комбинационные частоты, которые могут оказаться на выходе генератора эталонных частот, не попадают в тракт радиоустройства, вследствие чего на выходе возбuditеля имеется всегда только одна рабочая частота. Практически вследствие трудно устранимых паразитных связей, а также по некоторым другим причинам, изложенным в гл. 6, не удается обеспечить полного подавления напряжений комбинационных частот, однако интенсивность их на выходе возбuditеля оказывается во много раз меньшей, чем на выходе генератора эталонных частот.

Автоподстройка частоты широко применяется также в так называемых приемниках с автоматической настройкой. В этом случае эталонной является частота сигнала принимаемой радиостанции. Частота гетеродина приемника изменяется автоматически таким образом, что разность между частотами сигнала и гетеродина всегда равна номинальному значению промежуточной частоты. Подобное устройство позволяет значительно облегчить настройку приемника на выбранную станцию и обеспечивает устойчивый прием даже при нестабильной частоте передатчика.

Указанные выше достоинства определили широкое использование метода автоподстройки частоты в современных радиоустройствах.

В тех случаях, когда в качестве эталона применяется частота модулированных колебаний или когда колебания стабилизируемого генератора модулируются до сравнения с эталонной частотой, необходимо при проектировании аппаратуры с автоподстройкой частоты учитывать применяемый тип модуляции. При частотной моду-



Фиг. 1-2. Блок-схема системы автоматической подстройки частоты.

ляции стабилизируемых или эталонных колебаний, когда происходят полезные изменения их частоты, неправильно выбранная схема автоподстройки может оказывать демодулирующее действие. Во избежание этого явления схема автоподстройки должна реагировать лишь на среднюю частоту, т. е. на ту частоту, которую имеют колебания при отсутствии модулирующего напряжения. Для того чтобы выполнить указанное требование, существуют различные варианты схем, не позволяющие системе автоподстройки реагировать на полезное изменение частоты, но обеспечивающие корректировку уходов средней частоты.

Теория автоматической подстройки частоты представляет собой одно из специальных применений общей теории автоматического регулирования. В настоящей книге не приводятся элементы теории автоматического регулирования, а изложение по возможности базируется на основных законах и методах радиотехники. Для более глубокого понимания содержания можно рекомендовать изучение обширной литературы, имеющейся по вопросам автоматического регулирования.

Создание теории и методов расчета систем автоматической подстройки частоты явилось результатом значительного количества исследований, проведенных советскими и зарубежными учеными и инженерами. Одна из пер-

вых работ в области автоматической подстройки частоты была опубликована Фостером и Сили [Л. 2] в 1937 г. Н. И. Чистяков в ряде статей [Л. 3—6] изложил созданную им теорию работы дискриминатора с фазовым детектированием и дискриминатора на расстроенных контурах, описал динамику процесса регулирования частоты и дал аналитическое определение динамических характеристик.

В 1940 г. В. И. Сифоров и Г. В. Гитшов [Л. 7] опубликовали фундаментальное исследование вопросов устойчивости систем автоматической подстройки частоты. Этому же вопросу с учетом эффекта запаздывания была посвящена работа Н. И. Чистякова [Л. 8]. Я. З. Цыпкин [Л. 9] создал метод инженерного расчета устойчивости систем автоматической подстройки частоты с учетом эффекта запаздывания. Исследования систем автоматической подстройки частоты в радиоаппаратуре с частотной модуляцией были проведены И. С. Гоноровским [Л. 10]. Некоторые соотношения, полученные И. С. Гоноровским, легли в основу современных методов расчета. С. И. Евтянов [Л. 11] исследовал ряд вопросов, связанных с изучением переходных процессов в дискриминаторах.

М. Г. Марголин [Л. 12] разработал теорию одного из видов дискриминаторов нулевых биений. Основные вопросы, связанные с теорией фазовой автоподстройки частоты, были рассмотрены советскими учеными Е. Г. Момотом и В. С. Дулицким. В дальнейшем эти вопросы успешно развивались Ю. В. Эльтерманом (СССР), Лабином [Л. 13], Престоном и Гальером [Л. 14].

1-2. Классификация систем автоматической подстройки частоты

Процесс автоматической подстройки частоты представляет собой автоматически управляемое воздействие соответствующих элементов на частоту стабилизируемого генератора. Если считать, что приняты меры к тому, чтобы автоподстройка при всех видах модуляции реагировала только на изменение средней частоты колебаний, то при анализе можно не учитывать тип модуляции. Тогда уравнение гармонических колебаний, генерируемых ста-

билизируемым генератором, можно записать в виде:

$$a(t) = A_m \sin(\omega_{c.z} t + \theta_0),$$

где $a(t)$ — мгновенное значение напряжения или тока;

A_m — амплитуда колебаний;

$\omega_{c.z}$ — круговая частота стабилизируемого генератора;

θ_0 — начальная фаза колебаний.

Предположим, что в результате воздействия дестабилизирующих факторов частота стабилизируемого генератора $\omega_{c.z}$ получила приращение $\Delta\omega$. При этом уравнение колебаний можно записать в виде:

$$\begin{aligned} a(t) &= A_m \sin[(\omega_{c.z} + \Delta\omega)t + \theta_0] = \\ &= A_m \sin(\omega_{c.z} t + \Delta\omega t + \theta_0). \end{aligned} \quad (1-3)$$

Из уравнения (1-3) видно, что изменение частоты $\omega_{c.z}$ привело к изменению фазы колебаний на величину, определяемую в каждый момент времени, как $\Delta\omega t = \Delta\theta$.

В общем случае, если изменение частоты происходит по какому-либо сложному закону, уравнение, связывающее изменение частоты и изменение фазы в любой момент времени t , можно записать следующим образом:

$$\Delta\theta = \int_0^t \Delta\omega dt. \quad (1-4)$$

Возможны два варианта схем автоподстройки, различающихся по тому, реагируют ли они при изменении частоты $\omega_{c.z}$ на отклонение частоты $\Delta\omega$ или на эквивалентное ему по уравнению (1-4) отклонение фазы $\Delta\theta$. В соответствии с этим целесообразно разделить все схемы автоподстройки на два основных класса:

1) частотная автоматическая подстройка (сокращенно ЧАП);

2) фазовая автоматическая подстройка (сокращенно ФАП).

Понятно, что результат действия обеих схем одинаков: измененная частота стабилизируемого генератора должна быть скорректирована по эталонной частоте. Однако системы ЧАП и ФАП различны как по принципу построения схем, так и по их регулируемому действию.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ В СИСТЕМАХ ЧАСТОТНОЙ
АВТОПОДСТРОЙКИ2-1. Статические характеристики
элементов системы

Задачей системы автоматической подстройки является корректировка частоты стабилизируемого генератора при воздействии на него дестабилизирующих факторов.

Стабилизируемый генератор, подвергающийся воздействию со стороны системы автоматической подстройки частоты, является объектом регулирования, не входящим непосредственно в систему автоподстройки. Все обозначения, характеризующие работу стабилизируемого генератора, в дальнейшем изложении имеют индекс *с*.

Собственно система ЧАП содержит два основных элемента:

1. Дискриминатор, который индицирует расхождение между эталонной частотой и частотой стабилизируемого генератора и создает соответственно этому расхождению выходное управляющее напряжение.

2. Управляющий элемент, который непосредственно изменяет частоту стабилизируемого генератора, приближая ее к номинальному значению.

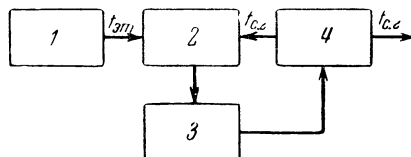
Общая блок-схема системы частотной автоподстройки стабилизируемого генератора по генератору эталонных частот приведена на фиг. 2-1.

Для объяснения процесса автоматической подстройки частоты по блок-схеме фиг. 2-1 представим, что в результате дестабилизирующего воздействия частота стабилизируемого генератора отличается от номинального значения.

В этом случае на выходе дискриминатора появится управляющее напряжение. Под действием этого напряжения управляющий элемент изменит частоту стабилизируемого генератора таким образом, что ее начальное отклонение будет в значительной мере компенсировано.

Система ЧАП является системой направленного действия: управление частотой стабилизируемого генератора

происходит по соответствующим каналам в направлениях, указанных стрелками. Воздействием последующих элементов на предыдущие при анализе работы ЧАП можно пренебречь.



Фиг. 2-1. Блок-схема системы частотной автоматической подстройки.

1 — генератор эталонных частот; 2 — дискриминатор; 3 — управляющий элемент; 4 — стабилизируемый генератор.

Следует подчеркнуть, что в устройствах с автоматической подстройкой номинальное значение рабочей частоты может не совпадать со значением эталонной частоты. Как будет показано ниже, в некоторых схемах ЧАП необходимо выбирать эталонную частоту так, чтобы ее значение отличалось от номинала рабочей частоты на какую-то строго фиксированную величину. В такого рода схемах, даже при отсутствии дестабилизирующих факторов, всегда существует разность между номинальной и эталонной частотами. Таким образом, для любой из систем ЧАП можно написать соотношение

$$f_0 = f_{эм} \pm f_{\partial},$$

где f_0 — номинальное значение рабочей частоты стабилизируемого генератора;

$f_{эм}$ — эталонная частота;

f_{∂} — частотный интеграл между f_0 и $f_{эм}$.

На входе дискриминатора устанавливается смеситель, с которого на следующий каскад дискриминатора поступает напряжение разностной частоты между частотой стабилизируемого генератора $f_{с.з}$ и $f_{эм}$. Если эта разностная частота равна f_{∂} , то в соответствии с последним соотношением система ЧАП не должна приходить

в действие, ибо частота стабилизируемого генератора соответствует f_0 .

В дальнейшем изложении текущее отклонение частоты стабилизируемого генератора от номинального значения обозначается Δf , соответственно отклонение круговой частоты обозначается $\Delta\omega$.

Дискриминатор, на который воздействует напряжение разностной частоты, создает на выходе управляющее напряжение. Это напряжение должно равняться нулю при $\Delta f = 0$, т. е. когда частота стабилизируемого генератора равна f_0 . При этом система ЧАП не работает. Отклонение частоты от f_0 должно вызывать на выходе дискриминатора напряжение, величина которого зависит от величины расстройки $\Delta f = f_{c.2} - f_0$. Как будет видно из дальнейшего, к дискриминатору предъявляется требование изменения полярности напряжения на выходе при изменении знака расстройки, т. е. при $f_0 > f_{c.2}$ ($\Delta f < 0$) полярность должна быть одного знака, а при $f_0 < f_{c.2}$ ($\Delta f > 0$) — другого знака.

При анализе систем автоматической подстройки частоты существенное значение имеет так называемая величина начальной расстройки стабилизируемого генератора, обозначаемая в дальнейшем Δf_n . Физически эта величина представляет отклонение от номинального значения частоты колебаний, генерируемых стабилизируемым генератором при отключенной системе автоподстройки. Таким образом, процесс установления частоты при подключении системы автоподстройки к стабилизируемому генератору начинается с момента, когда $\Delta f = \Delta f_n$. При воздействии автоподстройки частота колебаний стабилизируемого генератора отличается от номинального значения на величину, меньшую Δf_n , однако величина начальной расстройки существенным образом влияет как на переходный процесс, так и на установившийся режим системы в целом. Следовательно, для анализа замкнутой системы автоподстройки существенно знать величину Δf_n , т. е. отклонение от номинального значения ча-

стоты колебаний, которые генерировал бы стабилизируемый генератор при разомкнутой схеме автоподстройки.

Управляющий элемент под воздействием напряжения, поступающего с выхода дискриминатора, изменяет частоту стабилизируемого генератора в сторону, обратную первоначальной расстройке, вследствие чего значение частоты $f_{c.2}$ приблизится к номинальному, т. е. разность между ними по абсолютной величине будет меньше Δf_n . При изменении знака расстройки и соответствующем изменении полярности напряжения на выходе дискриминатора воздействие управляющего элемента на частоту стабилизируемого генератора также всегда должно приводить к уменьшению начальной расстройки.

Работа дискриминатора и управляющего элемента характеризуется их статическими характеристиками.

Статической характеристикой дискриминатора называется зависимость напряжения U_d , развиваемого на выходе, от величины отклонения частоты, т. е.

$$U_d = \eta(\Delta f). \quad (2-1)$$

Из блок-схемы, изображенной на фиг. 2-1, следует, что при отсутствии промежуточных звеньев между дискриминатором и управляющим элементом управляющее напряжение U_y на входе последнего равно U_d . Таким образом, для анализа системы автоподстройки, выполненной по блок-схеме фиг. 2-1, статическую характеристику дискриминатора (2-1) можно представить в виде:

$$U_y = \eta(\Delta f). \quad (2-2)$$

Статической характеристикой управляющего элемента называется зависимость изменения частоты стабилизируемого генератора от напряжения U_y , подаваемого на управляющий элемент, т. е.

$$\Delta f = \varphi(U_y). \quad (2-3)$$

Начало отсчета по оси частоты для статической характеристики дис-

криминатора располагается в точке, соответствующей номинальному значению частоты стабилизируемого генератора, так как при $\Delta f = 0$ $U_y = 0$.

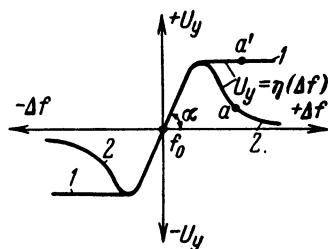
Для статической характеристики управляющего элемента отсчет по оси частот следует производить относительно частоты $f_{c.2}$, поскольку при $U_y = 0$ регулирующее воздействие управляющего элемента отсутствует и стабилизируемый генератор генерирует колебания с частотой $f_{c.2}$.

Эти характеристики называются статическими в связи с тем, что они присущи элементам ЧАП при разомкнутой схеме и каждая точка их соответствует фиксированному значению частоты и напряжения. В замкнутой схеме ЧАП экспериментально получить такие характеристики нельзя, так как под влиянием напряжения на выходе дискриминатора управляющий элемент будет изменять частоту стабилизируемого генератора, а потому фиксировать значения Δf и U_y не представляется возможным.

В дальнейшем изложении для сокращения статические характеристики будут называться просто характеристиками.

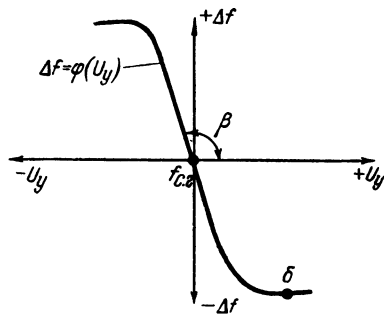
Два возможных типа характеристик дискриминатора приведены на фиг. 2-2 (кривые 1 и 2), а характеристика управляющего элемента — на фиг. 2-3. Отличие кривых, изображенных на фиг. 2-2, состоит в том, что знак производной кривой 1 неизменен, в то время как знак производной кривой 2 меняется. При увеличении Δf за пределы значений, для которых построена фиг. 2-2, ординаты кривой 1 будут уменьшаться, т. е. знак производной изменится. Однако в пределах эффективного подстраивающего действия ЧАП кривая 1 не имеет падающего участка.

Рассматривая работу дискриминатора, будем использовать величину $\frac{U_y}{\Delta f}$, где U_y и Δf — координаты точки на кривой $U_y = \eta(\Delta f)$, в которой определяется указанное отношение. Подобно этому при рассмотрении управляющего элемента будем использо-



Фиг. 2-2. Статические характеристики дискриминатора.

вать величину $\frac{\Delta f}{U_y}$, где Δf и U_y — координаты точки на кривой $\Delta f = \varphi(U_y)$. Для участка характеристики, проходящего через начало координат, который в дальнейшем называется начальным участком и аппроксимируется

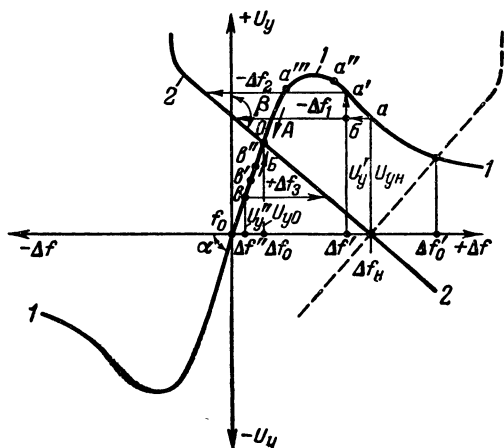


Фиг. 2-3. Статическая характеристика управляющего элемента.

в виде прямой линии, указанные отношения представляют собой крутизны характеристик, поскольку совпадают с значениями производных: $\frac{dU_y}{d(\Delta f)}$ и $\frac{d(\Delta f)}{dU_y}$. Величину $S_\partial = \frac{dU_y}{d(\Delta f)}$ называют крутизной характеристики дискриминатора, $S_y = \frac{d(\Delta f)}{dU_y}$ — крутизной характеристики управляющего элемента.

Для точек, расположенных на участке характеристики, который нельзя аппроксимировать в виде прямой линии, проходящей через начало координат, как, например, в точках a и a' фиг. 2-2 и в точке б фиг. 2-3 отношение ординаты к абсциссе представляет собой среднюю крутизну характеристики, обозначаемую $S_{\partial.c.p}$ и $S_{y.c.p}$ для характеристик дискриминатора и управляющего элемента соответственно.

В системе ЧАП дискриминатор и управляющий элемент являются последовательно действующими звеньями единой физической системы, поэтому необходимо совместное рассмотрение обеих характеристик.



Фиг. 2-4. Графическое определение точки динамического равновесия.

Если представить записанные выше уравнения в виде:

$$\left. \begin{aligned} U_y &= \eta(\Delta f); \\ \Delta f &= \varphi(U_y), \end{aligned} \right\} \quad (2-4)$$

то их совместное решение даст условие равновесия системы и определит соответствующие значения U_y и Δf .

На фиг. 2-4 кривая 1 представляет характеристику дискриминатора $U_y = \eta(\Delta f)$. Характеристика управляющего элемента — кривая 2 — построена в соответствии с равенством (2-3), но в тех же осях координат, что и характеристика дискриминатора, отсчет по оси частот для этой кривой производится относительно частоты f_0 , отличающейся на Δf_n от $f_{с.з.}$.

Выбор системы координат $U_y, \Delta f$ вместо системы $\Delta f, U_y$ объясняется тем, что процессы, происходящие в системе ЧАП, вызваны изменением частоты стабилизируемого генератора, т. е. появлением начальной расстройки Δf_n . Управляющее напряжение U_y является следствием появления этой расстройки, в силу чего правильно принять Δf за аргумент, а U_y — за функцию.

Характеристика дискриминатора всегда проходит через начало координат $U_y, \Delta f$, так как управляющее напряжение зависит только от расстройки Δf и не зависит от абсолютного значения $f_{с.з.}$. Характеристика управляющего элемента проходит через начало координат лишь в том случае, когда частота стабилизируемого генератора соответствует своему номинальному значению. Во всех остальных случаях кривая 2 фиг. 2-4 пересекает ось Δf в точке, координата которой равна начальной расстройке.

При изображении обеих характеристик в осях координат $U_y, \Delta f$ (фиг. 2-4) и при начальной расстройке частоты стабилизируемого генератора на величину Δf_n видно, что в результате действия системы ЧАП эта расстройка будет сведена до величины Δf_0 , соответствующей абсциссе точки пересечения характеристик, т. е. точке с координатами Δf_0 и U_{y0} , которые являются решениями системы уравнений (2-4).

Рассмотрим физические процессы, происходящие в системе ЧАП, если частота стабилизируемого генератора имеет начальную расстройку Δf_n (фиг. 2-4). При этом на выходе дискриминатора в соответствии с его характеристикой (кривая 1 на фиг. 2-4) появится управляющее напряжение $U_{y,n}$ (точка a на фиг. 2-4), воздействующее на вход управляющего элемента. Последний также в соответствии со своей характеристикой (кривая 2 на фиг. 2-4) стремится изменить частоту стабилизируемого генератора на величину $-\Delta f_1$. В процессах, которые происходят вслед за этим, легко проследить разницу между статическими и динамическими условиями работы системы ЧАП. Если бы цепь автоподстройки была разомкнута (статический режим), то под влиянием напряжения $U_y = U_{y,n}$, подведенного к управляющему элементу от внешнего источника, частота стабилизируемого генератора действительно изменилась бы на величину $-\Delta f_1$. Однако при замкнутой цепи автоподстройки процесс происходит иначе. Едва только стабилизируемый генера-

тор начнет под действием управляющего элемента изменять свою частоту в направлении, указанном стрелкой от точки a , как вслед за этим появится новое управляющее напряжение U'_y . За время, в течение которого управляющее напряжение изменило свое значение от $U_{y.н}$ до U'_y , стабилизируемый генератор уменьшил расстройку от величины Δf_n до $\Delta f'$ (точка a' на характеристике дискриминатора). Теперь на управляющий элемент будет воздействовать напряжение U'_y , стремящееся изменить частоту на $-\Delta f_2$, т. е. опять-таки приблизить ее к частоте f_0 .

Приведенное выше рассуждение справедливо в предположении, что между моментом изменения частоты и моментом появления управляющего напряжения существует конечный промежуток времени, в течение которого расстройка уменьшается от Δf_n до $\Delta f'$. Если предположить, что это время ничтожно мало, то уменьшение расстройки с Δf_n до $\Delta f'$ также будет иметь весьма малую величину. Исходя из этого, будем считать, что рабочая точка a на характеристике дискриминатора движется не по ступеньке aba' , а непосредственно по характеристике, занимая последовательно положения: $a-a'-a''-a'''$ и т. д. в направлении, указанном стрелкой A (фиг. 2-4). В каждой из этих точек управляющее напряжение, воздействуя на управляющий элемент, будет приближать частоту стабилизируемого генератора к ее номинальному значению.

Опуская промежуточные ступени, процессы в которых происходят аналогично описанному выше, разберем случай, когда благодаря совместному действию дискриминатора и управляющего элемента расстройка стабилизируемого генератора уменьшилась до величины Δf_0 , соответствующей точке O пересечения характеристик. Если и теперь расстройка Δf будет уменьшаться, то появившееся напряжение, воздействуя на управляющий элемент, увеличит ее, а не уменьшит, как это было ранее.

Действительно, предположим, что расстройка уменьшилась до величины $\Delta f''$ (точка b). Напряжение U''_y будет теперь стремиться увеличить расстройку $\Delta f''$ на величину $+\Delta f_3$. Рабочая точка на характеристике дискриминатора, занимая последовательно положения $b-b'-b''$ и т. д. в направлении, указанном стрелкой B , вернется в точку O .

В рассмотренном нами случае $\Delta f_n > 0$ и, как видно из фиг. 2-4, Δf_0 также больше нуля. Характер процесса сохранится, если $\Delta f_n < 0$, при этом Δf_0 также будет меньше нуля, поскольку при изменении знака расстройки наряду с изменением полярности управляющего напряжения изменится знак отклонения частоты, создаваемого управляющим элементом.

Таким образом, в результате действия автоподстройки первоначальная расстройка Δf_n стабилизируемого генератора оказалась уменьшенной до Δf_0 . Следовательно, точка пересечения характеристик дискриминатора и управляющего элемента с координатами U_{y0} и Δf_0 соответствует равновесию системы.

Величина Δf_0 называется остаточной расстройкой. Она определяется невозможностью при помощи системы ЧАП полностью ликвидировать отклонение частоты стабилизируемого генератора. Стабильность рабочей частоты будет определяться значением остаточной расстройки, а также отклонениями эталонной частоты и частоты f_0 (см. § 3-4). В дальнейшем изложении будем пренебрегать нестабильностью эталонной частоты.

Отношение величин начальной расстройки Δf_n к остаточной Δf_0 характеризует эффективность работы системы автоподстройки и носит название коэффициента регулирования или коэффициента автоподстройки

$$K = \frac{\Delta f_n}{\Delta f_0}.$$

Формула, выражающая зависимость величины K от крутизны характеристик S_∂ и S_y , может быть легко получена из рассмотрения фиг. 2-4.

В соответствии с принятыми на этой фигуре обозначениями можно записать:

$$K = \frac{\Delta f_{\kappa}}{\Delta f_0} = 1 + \frac{\Delta f_{\kappa} - \Delta f_0}{\Delta f_0}.$$

Если считать, что начальные участки характеристик — прямые, наклоненные под углами α и β к соответствующим осям координат (фиг. 2-2 и 2-3), т. е. что $\operatorname{tg} \alpha = S_{\partial}$ и $\operatorname{tg} \beta = S_y$, то

$$\begin{aligned} \Delta f_0 &= \frac{U_{y0}}{\operatorname{tg} \alpha} = \frac{U_{y0}}{S_{\partial}}; \\ \Delta f_{\kappa} - \Delta f_0 &= U_{y0} \operatorname{ctg} (\beta - 90^\circ) = \\ &= -U_{y0} S_y, \end{aligned}$$

или окончательно получим:

$$K = 1 - S_{\partial} S_y. \quad (2-5)$$

Для того чтобы K было больше единицы, т. е. имело место подстраивающее действие, S_{∂} и S_y должны иметь противоположные знаки так, как это показано на фиг. 2-4 сплошными линиями. Для иллюстрации этого на фиг. 2-4 пунктиром изображена характеристика управляющего элемента, имеющая тот же знак S_y , что и S_{∂} . Из рассмотрения фигуры следует, что при начальной расстройке стабилизируемого генератора Δf_{κ} управляющий элемент увеличит расстройку до $\Delta f'_0$ относительно f_0 , что противоречит назначению ЧАП.

Из формулы (2-5) также следует, что величина K возрастает с увеличением абсолютных величин S_{∂} и S_y .

Выражение для K можно получить иным способом, не прибегая к графическому решению. Для этого следует коэффициент автоподстройки определить в дифференциальной форме, не ограничивая рассмотрение линейностью статических характеристик. Представим, что стабилизируемый генератор подвергается воздействию какого-либо дестабилизирующего фактора t . Тогда систему уравнений (2-4) можно записать в виде:

$$U_y = \eta(\Delta f); \quad (2-6')$$

$$\Delta f = \varphi(U_y; t). \quad (2-6'')$$

Определим полный дифференциал, т. е. приращение Δf при малых изменениях U_y и t .

Если учесть, что $\Delta f = f_{c.z} - f_0$, то из (2-6'') следует:

$$df_{c.z} = \frac{\partial f_{c.z}}{\partial U_y} dU_y + \frac{\partial f_{c.z}}{\partial t} dt.$$

Продифференцировав уравнение (2-6'), получим:

$$dU_y = \frac{\partial U_y}{\partial f_{c.z}} df_{c.z}.$$

Преобразовав последние два уравнения, получим:

$$df_{c.z} = \frac{1}{1 - \frac{\partial U_y}{\partial f_{c.z}} \frac{\partial f_{c.z}}{\partial U_y}} \frac{\partial f_{c.z}}{\partial t} dt. \quad (2-7)$$

Если цепь автоподстройки разомкнута, т. е. U_y и $f_{c.z}$ взаимно независимы, то, как это следует из уравнения (2-7), изменение частоты $df'_{c.z}$ будет равно:

$$df'_{c.z} = \frac{\partial f_{c.z}}{\partial t} dt.$$

Для определения коэффициента автоподстройки в дифференциальной форме следует найти отношение $df'_{c.z}$ к $df_{c.z}$, т. е.

$$K = 1 - \frac{\partial U_y}{\partial f_{c.z}} \frac{\partial f_{c.z}}{\partial U_y}. \quad (2-8)$$

Возможны три случая применения формулы (2-8).

1. Участки статических характеристик дискриминатора и управляющего элемента, расположенные между точкой динамического равновесия O и осью Δf , прямолинейны (фиг. 2-4).

Тогда

$$\frac{\partial U_y}{\partial f_{c.z}} = S_{\partial}; \quad \frac{\partial f_{c.z}}{\partial U_y} = S_y,$$

и уравнение (2-8) приводится к уравнению (2-5).

2. Статические характеристики нелинейны, и при малых изменениях $f_{c.z}$ коэффициент автоподстройки может быть рассчитан по формуле (2-8), для

чего следует определить значения производных в точке равновесия, соответствующей совместному решению системы (2-4).

3. Статические характеристики нелинейны, и пределы изменения $f_{c.z}$ не ограничены. Как видно из фиг. 2-4, величина остаточной расстройки, определяющая коэффициент автоподстройки, не зависит от формы статических характеристик, а определяется лишь координатами точки пересечения (точка O). Поэтому в рассматриваемом случае в формуле (2-8) под значениями производных следует понимать крутизны прямых, соединяющих точку динамического равновесия с точками пересечения статических характеристик с осью Δf . Следовательно, величина коэффициента автоподстройки будет определяться средними крутизнами статических характеристик $S_{y.c.p}$ и $S_{\partial.c.p}$.

Таким образом, формула (2-8) для определения коэффициента автоподстройки является более общей. Это обстоятельство существенно потому, что нелинейность характеристик дискриминатора и управляющего элемента играет важную роль в динамике работы автоподстройки.

При расчетах удобнее пользоваться уравнением (2-5), но написанным для абсолютных значений S_{∂} и S_y .

При этом предположении получим:

$$K = 1 + S_{\partial} S_y. \quad (2-9)$$

В практических расчетах обычно S_{∂} измеряется в $\frac{\text{вольт}}{\text{килогерц}}$, а S_y — в $\frac{\text{килогерц}}{\text{вольт}}$.

Знак „+“ в формуле (2-9) вместо знака „—“ в формуле (2-5) явился следствием учета того факта, что для нормальной работы автоподстройки необходимо, чтобы знаки S_{∂} и S_y были противоположны. Иными словами, при увеличении частоты стабилизируемого генератора относительно f_0 дискриминатор должен создать напряжение такой полярности, чтобы под его воздействием управляющий элемент уменьшил частоту стабилизируемого генератора.

2-2. Динамические характеристики системы частотной автоподстройки

Динамическая характеристика должна наиболее полно отображать процессы, происходящие в нормально действующем устройстве, и позволять определять основные параметры системы.

Для системы ЧАП такой характеристикой является зависимость остаточной расстройки Δf_0 от начальной расстройки Δf_n . Для анализа динамической характеристики применим графический метод. Рассмотрение будем вести в применении к двум видам статических характеристик дискриминатора (фиг. 2-2).

Графическое построение динамических характеристик производится следующим образом. В координатах U_y , Δf строится статическая характеристика дискриминатора. Характеристика управляющего элемента с крутизной S_y изображается на том же графике. Эти характеристики, построенные для различных значений Δf_n , располагаются параллельно друг другу. Для каждой из этих характеристик, соответствующих определенным значениям первоначальных расстроек Δf_n , фиксируются абсциссы точек пересечения данной характеристики с характеристикой дискриминатора.

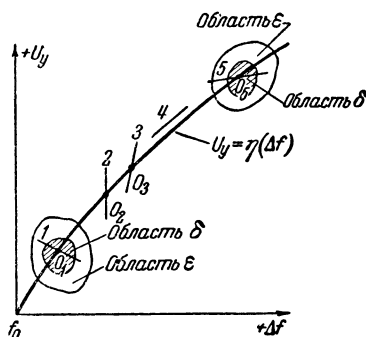
Таким образом, для каждого значения Δf_n определяется соответствующее значение Δf_0 и по этим данным строится динамическая характеристика

$$\Delta f_0 = \psi(\Delta f_n).$$

Непосредственное рассмотрение построенной таким способом динамической характеристики не дает возможности судить об устойчивости режима, соответствующего интересующей нас точке динамической характеристики. Не останавливаясь пока на математической формулировке условия устойчивости, применим для этой цели графический метод.

Следует подчеркнуть, что в этой главе рассмотрение системы ЧАП ведется в предположении полной безинерционности входящих элементов.

На фиг. 2-5 изображены пять различных случаев расположения характеристик управляющего элемента относительно характеристик дискриминатора.



Фиг. 2-5. Различные случаи пересечения статических характеристик.

Эти пять случаев соответствуют следующим соотношениям:

кривая 1

$$\frac{d(\Delta f)}{dU_y} \frac{dU_y}{d(\Delta f)} < 0;$$

кривая 2

$$\frac{d(\Delta f)}{dU_y} \frac{dU_y}{d(\Delta f)} = 0;$$

кривая 3

$$1 > \frac{d(\Delta f)}{dU_y} \frac{dU_y}{d(\Delta f)} > 0;$$

кривая 4

$$\frac{d(\Delta f)}{dU_y} \frac{dU_y}{d(\Delta f)} = 1;$$

кривая 5

$$\frac{d(\Delta f)}{dU_y} \frac{dU_y}{d(\Delta f)} > 1,$$

(2-10)

где $\frac{d(\Delta f)}{dU_y}$ и $\frac{dU_y}{d(\Delta f)}$ — значения производных в точке пересечения для характеристик управляющего элемента и дискриминатора соответственно.

Указанными пятью случаями исчерпываются возможные варианты взаимного расположения характеристик.

Кривая 2 не представляет практического интереса, поскольку режим $\frac{d(\Delta f)}{dU_y} = 0$ соответствует разомкнутой системе ЧАП.

Случай, соответствующий кривой 4, не может быть физически реализован, поскольку под воздействием системы ЧАП частота $f_{с.з.}$ будет изменяться до тех пор, пока характеристики не пересекутся, что всегда будет иметь место вследствие нелинейности характеристик.

Нормальной работе автоподстройки соответствует случай, представленный кривой 1.

Однако представляет также интерес рассмотрение кривых 3 и 5, поскольку аналогичные соотношения могут встретиться при построении динамических характеристик.

Рассмотренный выше (фиг. 2-4) режим работы системы ЧАП соответствует точке устойчивого равновесия O_1 на фиг. 2-5. Способ, которым было проведено доказательство устойчивости положения равновесия в этом случае, применим также и для анализа режимов, определяемых кривыми 3 и 5. Этот способ определения устойчивости является лишь частным случаем графической интерпретации классического метода, предложенного Ляпуновым. Основываясь на этом методе, можно утверждать, что состояние равновесия в точке O_1 является устойчивым, если для любой области ϵ , окружающей эту точку (фиг. 2-5), всегда можно указать такую область δ внутри области ϵ , что всякое движение, начавшееся в области δ , не достигнет границ ϵ .

Применив этот принцип для кривых 3 и 5, легко убедиться в том, что точка O_3 соответствует устойчивому, а точка O_5 неустойчивому положениям равновесия. Например, для кривой 5 всегда можно представить такую область ϵ вокруг точки O_5 , что движение, начавшееся внутри области δ , выйдет за пределы области ϵ . Это означает, что в данном случае сколь угодно малые отклонения от точки O_5 будут нарастать до тех пор, пока система не придет в состояние устойчивого равновесия, которое будет соответствовать точке типа O_1 или O_3 .

Наибольший практический интерес представляет случай, когда точка пересечения расположена на начальных участках характеристик дискриминатора и управляющего элемента, где

крутизны S_∂ и S_y максимальны. Следовательно, в этом режиме могут быть реализованы максимальные коэффициенты автоподстройки. Обычно представляется возможным аппроксимировать начальные участки в виде прямых. Тогда можно записать:

$$S_y = \frac{d(\Delta f)}{dU_y} \text{ и } S_\partial = \frac{dU_y}{d(\Delta f)}. \quad (2-11)$$

Воспользовавшись соотношениями (2-5), (2-10) и (2-11), в указанных пяти случаях можно определить коэффициент автоподстройки:

$$\left. \begin{array}{l} \text{кривая 1} \\ S_\partial S_y < 0; \quad K > 1; \\ \text{кривая 2} \\ S_\partial S_y = 0; \quad K = 1; \\ \text{кривая 3} \\ 1 > S_\partial S_y > 0; \quad 1 > K > 0; \\ \text{кривая 4} \\ S_\partial S_y = 1; \quad K = 0; \\ \text{кривая 5} \\ S_\partial S_y > 1; \quad K < 0. \end{array} \right\} \quad (2-12)$$

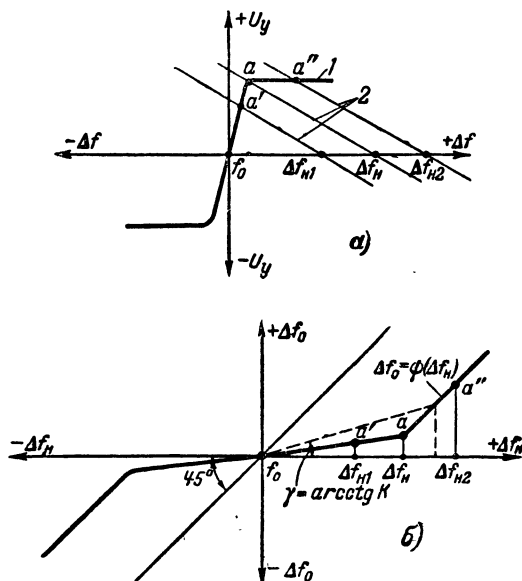
В результате можно сделать вывод, что устойчивость системы ЧАП в области ее эффективной работы, т. е. на начальных участках характеристик, полностью определяется знаком коэффициента автоподстройки: при $K > 0$ система в этой области устойчива, при $K < 0$ — неустойчива. Следует подчеркнуть, что этот критерий не может быть применен при пересечении характеристик вне начальных участков, для которых несправедливы соотношения (2-11) и где поэтому для определения устойчивости следует применять критерий Ляпунова.

Рассмотрим вначале построение динамической характеристики системы ЧАП, в которой характеристика дискриминатора соответствует кривой 1 фиг. 2-2, а характеристики управляющего элемента — неограниченные прямые линии, приведенные на фиг. 2-6, а.

До точки a динамическая характеристика (фиг. 2-6, б) имеет малый наклон по отношению к оси абсцисс. Абсцисса точки a определяет ту максимальную расстройку Δf_n , при которой система ЧАП работает нормально,

т. е. большим значениям начальных расстроек (абсциссы точек кривой) соответствуют малые значения остаточных расстроек (ординаты точек кривой).

Правее точки a динамическая характеристика при равенстве масштабов по осям абсцисс и ординат проходит под углом 45° . Для пояснения этого обстоятельства на фиг. 2-6, б из



Фиг. 2-6. Первый случай построения динамической характеристики.

a — характеристика дискриминатора и управляющего элемента; $б$ — динамическая характеристика.

начала координат под углом 45° проведена прямая, представляющая динамическую характеристику системы ЧАП при равенстве нулю крутизны дискриминатора или управляющего элемента.

Действительно, из формулы (2-9) следует, что при $S_\partial = 0$ или $S_y = 0$

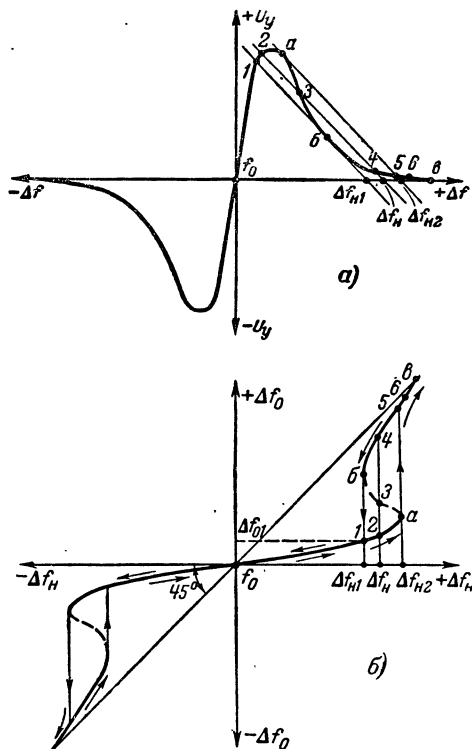
$$K = \frac{\Delta f_n}{\Delta f_0} = 1,$$

т. е. $\Delta f_0 = \Delta f_n$, что представляет уравнение прямой, проходящей через начало координат под углом 45° . В дальнейшем эту прямую будем называть нулевой динамической характеристикой.

Поскольку правее точки a характеристика дискриминатора (фиг. 2-6, а) расположена параллельно оси абсцисс, динамическая характеристика на этом

участке должна проходить параллельно нулевой, т. е. под углом 45° .

Из определения коэффициента автоподстройки следует, что его величина для любой точки динамической характеристики может быть определена как отношение абсциссы данной точки к ее ординате, т. е. равна котангенсу угла наклона прямой, соединяющей начало координат с данной точкой.



Фиг. 2-7. Второй случай построения динамической характеристики.

a — характеристика дискриминатора и управляющего элемента; *b* — динамическая характеристика.

Из рассмотрения фиг. 2-6 следует, что при выбранных характеристиках дискриминатора и управляющего элемента значение коэффициента автоподстройки резко уменьшается для начальных расстройек, больших Δf_n ; при этом чем больше начальная расстройка, тем меньше коэффициент автоподстройки.

Это обстоятельство вполне закономерно, если учесть, что при расстройках, больших Δf_n , работа ЧАП происходит в области малых средних крутиз дискриминатора.

Пользуясь тем же методом, построим динамическую характеристику

системы ЧАП для случая, когда статическая характеристика дискриминатора соответствует кривой 2, изображенной на фиг. 2-2.

На этой кривой, изображенной на фиг. 2-7, *a*, обозначены характерные точки *a*, *b* и *c*. Для определенности рассуждений условимся считать, что при начальных расстройках, превышающих абсциссу точки *b*, управляющее напряжение равно нулю ($S_0 = 0$), что эквивалентно разомкнутой системе ЧАП.

При начальных расстройках, меньших Δf_{n1} (фиг. 2-7), работа ЧАП происходит таким же образом, как и в случае, изображенном на фиг. 2-6.

Для начальных расстройек, больших Δf_{n1} , но меньших, чем Δf_{n2} , характеристики пересекаются в трех точках, т. е. на динамической характеристике одному значению начальной расстройки соответствуют три значения остаточной расстройки (точки 2, 3 и 4 на фиг. 2-7).

При начальных расстройках, больших Δf_{n2} , единственная точка пересечения лежит на нижнем загибе характеристики дискриминатора (точка 6 на фиг. 2-7, *a*).

Для начальных расстройек, больших Δf_{n2} , динамическая характеристика приближается к нулевой характеристике, а за точкой *c* с ней совпадает.

Воспользовавшись соотношением (2-10) и фиг. 2-7, нетрудно убедиться, что точки, лежащие на участке *ab* динамической характеристики, соответствуют неустойчивому, а точки, лежащие на остальных участках кривой, — устойчивому состояниям равновесия.

При работе автоподстройки каждому состоянию равновесия соответствует определенная точка на динамической характеристике. Однако пути, которыми эта точка приходит в свое стационарное состояние на динамической характеристике, могут быть различными.

Существуют два основных рабочих процесса системы ЧАП: процесс схватывания и процесс удержания.

При рассмотрении этих процессов следует иметь в виду, что при разомкнутой системе ЧАП рабочая точка

находится на нулевой динамической характеристике, поскольку остаточная расстройка равна начальной.

Сущность процесса схватывания легче всего понять, если представить, что при разомкнутой цепи ЧАП частота стабилизируемого генератора получила начальную расстройку, превышающую $\Delta f_{\kappa 2}$. При включении цепи ЧАП в этом случае остаточная расстройка по своей величине будет близка к начальной (фиг. 2-7,б), т. е. система ЧАП не оказывает регулирующего действия. Такая неэффективная работа ЧАП будет характерна для всех начальных расстроек, превышающих $\Delta f_{\kappa 2}$.

При начальной расстройке, равной $\Delta f_{\kappa 2}$, после включения ЧАП установится остаточная расстройка, соответствующая точке б, как точке устойчивого равновесия.

Вообще говоря, как видно из динамической характеристики, начальной расстройке $\Delta f_{\kappa 2}$ соответствуют две точки устойчивого равновесия: б и а.

Однако при изменении своей величины от $\Delta f_{\kappa 2}$ расстройка под воздействием ЧАП первоначально примет значение, соответствующее точке б. Поскольку система ЧАП в этой точке устойчива, дальнейшее изменение частоты без воздействия внешней силы невозможно, т. е. скачка частоты из точки б в точку а не произойдет. Из приведенного рассуждения ясно, что если при отключенной системе ЧАП изменять частоту стабилизируемого генератора, уменьшая величину первоначальной расстройки от значений, больших $\Delta f_{\kappa 2}$, до $\Delta f_{\kappa 1}$, то при включении ЧАП остаточная расстройка будет устанавливаться в соответствии с верхней ветвью (участок вб на фиг. 2-7,б) динамической характеристики. При начальной расстройке, равной $\Delta f_{\kappa 1}$, характер процесса будет иным, расстройка изменится до значения Δf_{01} , т. е. частота стабилизируемого генератора схватывается и с точностью до остаточной расстройки приводится к своему номинальному значению.

Обращаясь к фиг. 2-7,б, можно сказать, что процесс схватывания при начальных расстройках, не превышаю-

щих $\Delta f_{\kappa 1}$, состоит в том, что рабочая точка с нулевой динамической характеристики перебрасывается на нижнюю устойчивую ветвь.

Процесс схватывания имеет место при подключении к схеме питающих напряжений или при изменениях частоты стабилизируемого генератора со скоростью, превышающей скорость срабатывания системы ЧАП, но при обязательном условии, что начальная расстройка не превышает $\Delta f_{\kappa 1}$. В противном случае остаточная расстройка близка к начальной (участок бв на фиг. 2-7,б), т. е. процесса схватывания не происходит, и действие ЧАП не эффективно.

При рассмотрении процесса схватывания нас интересовал характер явлений, происходящих в момент включения системы ЧАП при наличии некоторой начальной расстройки стабилизируемого генератора.

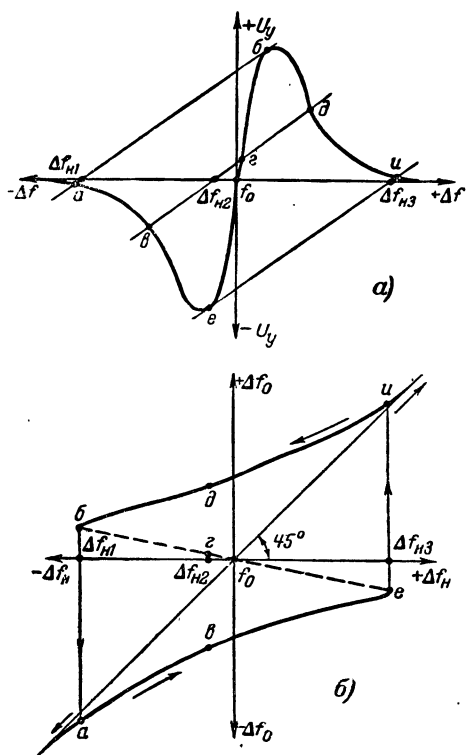
В отличие от процесса схватывания процесс удержания имеет место при включенной системе ЧАП, т. е. при наличии остаточной расстройки. Если представить, что расстройка стабилизируемого генератора постепенно увеличивается от значений, близких к нулю, то точка на динамической характеристике будет следовать по нижней ветви, соответствующей устойчивым состояниям равновесия. При расстройках, превышающих $\Delta f_{\kappa 2}$, точка „перескакивает“ на ветвь бв, и система ЧАП перестает быть эффективной.

Таким образом, понятно, что система ЧАП в процессе удержания обеспечивает эффективную подстройку при начальных расстройках, не превышающих $\Delta f_{\kappa 2}$, в то время как схватывание возможно лишь при начальных расстройках, меньших $\Delta f_{\kappa 1}$.

Полоса схватывания, обозначаемая в дальнейшем Δf_c , определяется максимальной начальной расстройкой стабилизируемого генератора ($\Delta f_{\kappa 1}$ на фиг. 2-7), при которой обеспечивается подстраивающее действие системы ЧАП при любых начальных условиях, т. е. при включении, весьма быстрых изменениях рабочей частоты и т. д.

Полоса удержания (Δf_y) определяется максимальной расстройкой ста-

билизируемого генератора ($\Delta f_{н2}$ на фиг. 2-7), для которой сохраняется подстраивающее действие в процессе



Фиг. 2-8. Построение динамической характеристики в случае неустойчивой работы ЧАП.

а — характеристика дискриминатора и управляющего элемента; б — динамическая характеристика.

медленного увеличения начальной расстройки, при непрерывно включенной системе ЧАП.

Как видно из фиг. 2-7, полоса удержания всегда больше полосы схватывания на величину, равную проекции

петли динамической характеристики на ось абсцисс.

Следует отметить, что полоса схватывания отличается по величине от полосы удержания лишь при использовании дискриминаторов, имеющих характеристику с нелинейным падающим участком (кривая 2 на фиг. 2-2). Если дискриминатор имеет характеристику, подобную кривой 1 на фиг. 2-2, то, как следует из рассмотрения фиг. 2-6, полоса схватывания совпадает с полосой удержания.

Рассмотрение процессов схватывания и удержания было произведено для случая, когда $S_\delta S_y < 0$. Как указывалось выше, при $S_\delta S_y > 1$, т. е. $K < 0$, система ЧАП неустойчива. Этот случай графически представлен на фиг. 2-8, а и б, из рассмотрения которых видно, что при малых начальных расстройках система неустойчива и „выбивается“ в область больших остаточных расстроек. Следовательно, в данном случае система ЧАП оказывает не подстраивающее, а расстраивающее действие.

В качестве дополнительных примеров работы автоподстройки в режиме схватывания укажем на передатчики с частотной манипуляцией и на аппаратуру, имеющую устройства для быстрой смены рабочей частоты.

Режим удержания характерен для приемных устройств, в которых начальная установка рабочей частоты производится вручную, а в процессе приема возможные медленные изменения частоты колебаний гетеродина компенсируются системой автоматической подстройки частоты.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ДИСКРИМИНАТОРЫ

Ранее указывалось на возможность разделения всех схем автоподстройки на два класса: частотная (ЧАП) и фазовая (ФАП).

Дальнейшая классификация схем ЧАП идет по линии определения типов применяемых дискриминаторов. Управляющие элементы не могут слу-

жить основой классификации, ибо конечные результаты, даваемые ими, почти одни и те же и отличаются, как будет показано ниже, лишь величиной остаточной расстройки.

Из рассмотрения фиг. 2-1 становится понятен тот принцип, который положен в основу классификации по

типу дискриминаторов. Предположим, что генератор эталонных частот создает колебания частоты $f_{эм}$ и что номинальная частота стабилизируемого генератора, соответствующая нулю управляющего напряжения на выходе дискриминатора, равна f_0 .

Возможны различные соотношения частот f_0 и $f_{эм}$, которые проще всего характеризовать наличием разности $f_d = f_0 - f_{эм}$.

Все схемы дискриминаторов можно по этому признаку свести к двум группам:

- 1) $f_d \neq 0$;
- 2) $f_d = 0$.

Дискриминаторы второй группы называются дискриминаторами нулевого биений.

В зависимости от величины f_d дискриминаторы первой группы могут быть разделены на:

- а) резонансные ($f_d > 30 \div 50$ кГц);
- б) апериодические ($f_d < 30 \div 50$ кГц).

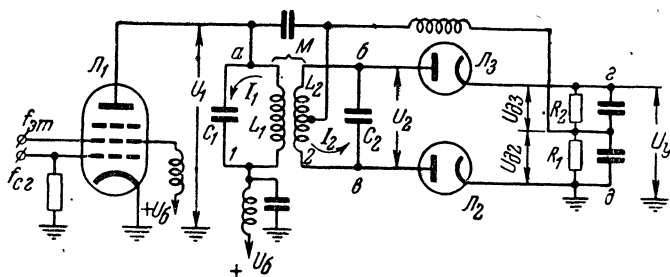
В резонансных дискриминаторах используются системы контуров, настроенных на частоту f_d , вследствие чего применение этого типа дискриминаторов при малых значениях f_d технически трудно осуществимо и нецелесообразно. Наоборот, использование дискриминаторов, в которых частота f_d определяется апериодическими цепями, более целесообразно при значениях $f_{эм}$, мало отличающихся от f_0 .

3-1. Резонансные дискриминаторы

Выше указывалось, что резонансные дискриминаторы обладают двумя отличительными признаками:

а) номинальное значение рабочей частоты не равняется значению эталонной частоты; разность между этими частотами равна f_d ;

б) принцип работы дискриминатора основан на резонансных свойствах



Фиг. 3-1. Схема дискриминатора с фазовым детектированием.

контуров, настроенных на определенную частоту.

Рассмотрим несколько схем резонансных дискриминаторов.

а) Дискриминатор с фазовым детектированием

Начнём с дискриминатора, схема которого изображена на фиг. 3-1. Лампа $Л_1$ работает как смеситель. На ее электроды, в данном случае управляющую и экранирующую сетки, подаются колебания двух сравниваемых частот $f_{с.з}$ и $f_{эм}$. В случае, если дискриминатор, используемый в системе ЧАП, служит одновременно и частотным детектором для приема частотно-модулированных сигналов, лампа $Л_1$ выполняет роль усилителя-ограничителя колебаний промежуточной частоты, а смещение частот $f_{с.з}$ и $f_{эм}$ происходит в одном из предыдущих каскадов, как в обычной схеме супергетеродинного приемника. Однако с точки зрения работы дискриминатора это не имеет существенного значения. Важно только установить, что в анодной цепи $Л_1$ имеются колебания разностной частоты между $f_{с.з}$ и $f_{эм}$.

Если частота стабилизируемого генератора $f_{с.з}$ равна своему номинальному значению f_0 , то разность между ними равна f_d — частоте настройки контуров дискриминатора.

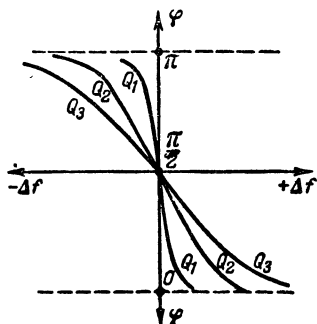
В общем же случае, когда $f_{с.з} \neq f_0$, разностная частота f равняется:

$$f = \pm f_{с.з} \mp f_{эм}.$$

Контур 1 и 2 настроены на частоту f_d . Напряжение \bar{U}_2 , наводимое во вторичный контур благодаря наличию ин-

дуктивной связи, сдвинуто относительно напряжения \bar{U}_1 на первичном контуре 1 на угол, зависящий от частоты колебаний в анодном контуре смесителя.

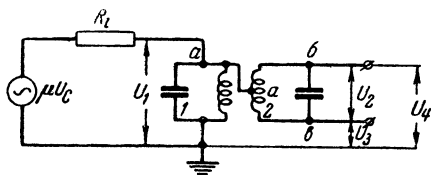
Действительно, пренебрегая активным сопротивлением контура 1, напишем следующие зависимости для схемы фиг. 3-1:



Фиг. 3-2. Фазовая характеристика дискриминатора с фазовым детектированием, $Q_1 > Q_2 > Q_3$.

$$\begin{aligned}\bar{U}_2 &= \bar{I}_2 j\omega L_2 = \frac{\bar{I}_1 j\omega M}{\bar{Z}_2} j\omega L_2 = \\ &= \frac{\bar{U}_1 j\omega M}{j\omega L_1 \bar{Z}_2} j\omega L_2 = \frac{\bar{U}_1 M}{L_1 \bar{Z}_2} j\omega L_2, \quad (3-1)\end{aligned}$$

где $\bar{Z}_2 = r_2 + jx_2$ — полное сопротивление контура 2 для наведенной э. д. с.;
 jx_2 — реактивное сопротивление контура 2;
 r_2 — активное сопротивление контура 2;
 $\omega = 2\pi f$ — круговая частота, соответствующая разностной частоте f .



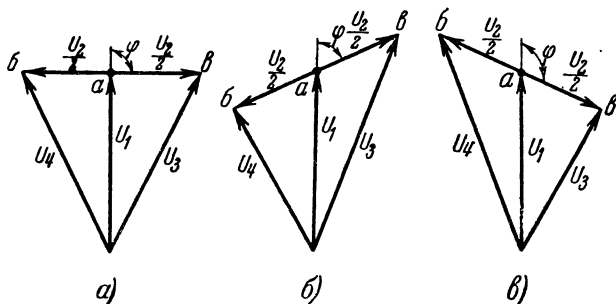
Фиг. 3-3. Эквивалентная схема дискриминатора с фазовым детектированием.

Пользуясь уравнением (3-1), легко получить:

$$\frac{\bar{U}_2}{\bar{U}_1} = ax_2 + jar_2, \quad (3-2)$$

где $a = \frac{M\omega L_2}{L_1 |Z_2|^2}$

$|Z_2|$ — модуль комплексной величины \bar{Z}_2 .



Фиг. 3-4. Векторные диаграммы дискриминатора с фазовым детектированием. а) $\Delta f = 0$; б) $\Delta f > 0$; в) $\Delta f < 0$.

Таким образом, интересующий нас фазовый сдвиг φ между напряжениями \bar{U}_2 и \bar{U}_1 найдется как

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{r_2}{x_2}. \quad (3-3)$$

При частоте $f = f_0$ $x_2 = 0$ и, следовательно, $\varphi = 90^\circ$; при частоте $f > f_0$ $\varphi < 90^\circ$; при $f < f_0$ $\varphi > 90^\circ$.

Представим, что частота стабилизируемого генератора изменилась на величину Δf относительно номинальной частоты f_0 , тогда и разностная частота изменится на ту же величину относительно частоты f_0 , т. е. $\Delta f = f - f_0$.

Определим зависимость фазового угла φ от величины Δf .

Из выражения (3-3) следует:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega C_2 r_2}{\omega^2 L_2 C_2 - 1},$$

где $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$;

$\Delta\omega$ — круговая частота, соответствующая Δf .

При значениях $\Delta\omega \ll \omega_0$ и добротности контура 2, равной Q , последнее выражение преобразуется к виду:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{f_0}{2\Delta f Q},$$

или

$$\varphi = \arctg \frac{f_{\partial}}{2\Delta f Q}. \quad (3-4)$$

Таким образом, с увеличением Q фазовая характеристика (фиг. 3-2), т. е. кривая зависимости φ от Δf , становится более крутой.

Для удобства анализа составим схему (фиг. 3-3), эквивалентную схеме фиг. 3-1.

Напряжения, прикладываемые к анодам диодов дискриминатора (\bar{U}_3 и \bar{U}_4), получаются как векторные суммы напряжений \bar{U}_1 и $\frac{\bar{U}_2}{2}$, поскольку точка a есть средняя точка катушки L_2 .

При сложении векторов \bar{U}_1 и $\frac{\bar{U}_2}{2}$ необходимо учесть, что они сдвинуты один относительно другого на угол, определяемый формулой (3-4).

На фиг. 3-4 представлены три случая: а) при $\Delta f = 0$; б) при $\Delta f > 0$; в) при $\Delta f < 0$, в соответствии с фазовой характеристикой фиг. 3-2. Абсолютные значения напряжений \bar{U}_3 и \bar{U}_4 найдутся как

$$|U_{3,4}| = \sqrt{U_1^2 + \frac{U_2^2}{4} \pm U_1 U_2 \cos \varphi}. \quad (3-5)$$

$$\text{Для } \Delta f = 0 \quad \cos \varphi = 0 \quad \text{и} \quad |U_3| = |U_4| = \sqrt{U_1^2 + \frac{U_2^2}{4}}.$$

Из формулы (3-5) следует, что при наличии расстройки разностной частоты относительно f_{∂} абсолютные величины напряжений на диодах будут зависеть от фазового угла φ .

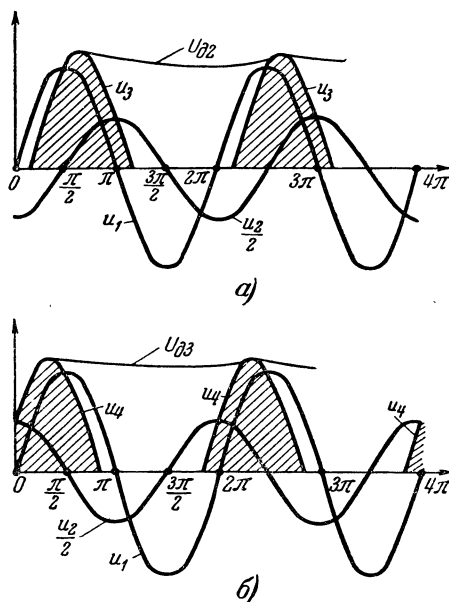
Поясним теперь при помощи графиков работу дискриминатора.

На фиг. 3-5 изображены кривые напряжений в дискриминаторе для случая $f = f_{\partial}$, т. е. $\varphi = 90^\circ$. На фиг. 3-5 принято, что $|U_2| = |U_1|$, т. е. связь между контурами критическая. Мгновенные значения напряжений $\frac{u_2}{2}$ изображены в виде синусоид, сдвинутых одна относительно другой на 180° и имеющих амплитуду $\frac{\bar{U}_2}{2}$.

Сдвиг фаз 180° не зависит от частоты, а определяется тем, что указанные напряжения снимаются с противоположных концов катушки индуктивности.

При $f = f_{\partial}$ напряжение \bar{U}_1 сдвинуто по отношению к напряжению $\frac{\bar{U}_2}{2}$ (фиг. 3-5, а) на плюс 90° или (фиг. 3-5, б) на минус 90° .

К участку анод—катод каждого из диодов прикладывается напряжение, равное алгебраической сумме u_1 и $\frac{u_2}{2}$.



Фиг. 3-5. Графики напряжений в дискриминаторе с фазовым детектированием при $f = f_{\partial}$ ($\Delta f = 0$).

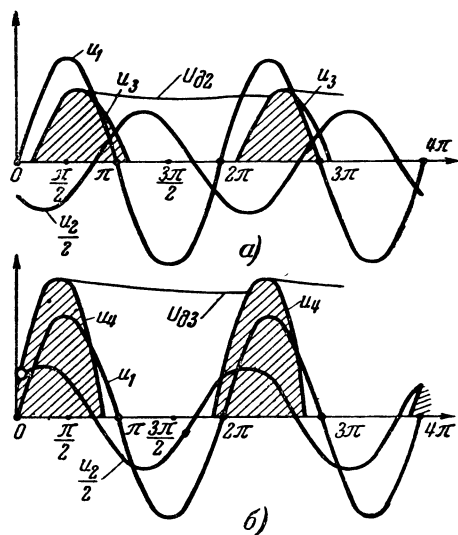
Через данный диод ток протекает в том случае, если суммарное напряжение на аноде положительно по отношению к катоду.

На фиг. 3-5, а изображена кривая u_3 , получившаяся в результате суммирования синусоид u_1 и $\frac{u_2}{2}$; это суммарное напряжение прикладывается к диоду L_2 .

На фиг. 3-5, б изображена кривая u_4 , получившаяся в результате суммирования синусоид u_1 и $-\frac{u_2}{2}$; в этом случае суммарное напряжение приложено к диоду L_3 . Как видно из фиг. 3-5, а и б, через оба диода протекают импульсы тока, равные по амплитуде. На выходе диодов подключены нагрузки (цепи R_1 и R_2). Напряжение, образующееся на выходе

дискриминатора, определится падением напряжения на этих нагрузках при протекании через них токов диодов L_2 и L_3 . Из фиг. 3-1 нетрудно видеть, что напряжения, создаваемые этими токами, противоположны по направлению.

Благодаря наличию емкостей на нагрузке каждого из диодов создается некоторое примерно постоянное напряжение.



Фиг. 3-6. Графики напряжений в дискриминаторе с фазовым детектированием при $f < f_0$ ($\Delta f < 0$).

Управляющее напряжение U_y с дискриминатора снимается таким образом, что оно равно разности напряжений, выпрямленных каждым из диодов, т. е.

$$U_y = U_{\delta 3} - U_{\delta 2}, \quad (3-6)$$

где $U_{\delta 2}$ — напряжение на нагрузке диода L_2 ;

$U_{\delta 3}$ — напряжение на нагрузке диода L_3 .

Таким образом, если $f = f_0$ ($\Delta f = 0$), то при $R_1 = R_2$ $U_y = 0$, так как $U_{\delta 2} = U_{\delta 3}$.

Рассмотрим случай (фиг. 3-6, а и б), когда $\Delta f < 0$; при этом из формулы (3-4) следует, что $\varphi > 90^\circ$. Как видно из фиг. 3-6, амплитуда импульсов тока, протекающих через диод L_2 , меньше, чем через L_3 . В результате этого

напряжение $U_{\delta 2}$ окажется большим $U_{\delta 3}$, а управляющее напряжение, снимаемое с дискриминатора, выразится как

$$U_y = U_{\delta 3} - U_{\delta 2} > 0.$$

Аналогичное построение приведет к результату, что при $\Delta f > 0$ $U_y < 0$. Приведенные выше рассуждения показывают, что рассматриваемая схема резонансного дискриминатора обеспечивает изменение полярности управляющего напряжения при изменении знака расстройки.

Основное допущение, которое было сделано в целях упрощения анализа, состояло в том, что амплитуды напряжений u_1 , а следовательно, и u_2 , u_3 , u_4 считались неизменными при различных Δf . На самом же деле эти напряжения будут зависеть от величины расстройки и определяться формой резонансной характеристики системы контуров. Однако при малых расстройках резонансные свойства контуров дискриминатора практически не сказываются, поэтому на начальном участке статической характеристики дискриминатора зависимость управляющего напряжения от расстройки близка к линейной. За возрастающим начальным участком следует спад, определяемый резонансными свойствами контуров дискриминатора.

Перейдем к аналитическому определению характеристики дискриминатора.

Напряжения на нагрузках диодов будут равны:

$$U_{\delta 2} = k_\partial |U_3|; \quad U_{\delta 3} = k_\partial |U_4|,$$

где k_∂ — коэффициент передачи детектора.

Подставив последние два равенства в (3-6), получим:

$$U_y = k_\partial (|U_4| - |U_3|).$$

Н. И. Чистяков [Л.3] определил зависимость $|U_3|$ и $|U_4|$, а следовательно, и U_y от параметров схемы. В несколько преобразованном виде для практически наиболее распространенного случая, когда $L_1 = L_2 = L$, $C_1 = C_2 = C$ и добротности контуров 1 и 2 одинаковы, эта зависимость

может быть выражена следующим образом:

$$U_y = U_{1\text{ макс}} \psi k_\partial, \quad (3-7)$$

где $U_{1\text{ макс}}$ — амплитуда напряжения на контуре I при резонансе для случая, когда $\beta=0$, а коэффициент ψ определяется формулой:

$$\psi = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\beta}{2} + \alpha\right)^2} - \sqrt{1 + \left(\frac{\beta}{2} - \alpha\right)^2}}{\sqrt{(1 - \beta^2 + \alpha^2)^2 + 4\beta^2}}. \quad (3-8)$$

Величина $U_{1\text{ макс}}$ может быть рассчитана по известной формуле:

$$U_{1\text{ макс}} = I_{a.\partial} \frac{Q}{\omega_\partial C}, \quad (3-9)$$

где $I_{a.\partial}$ — ток частоты ω_∂ в анодной цепи L_1 ;

$\frac{Q}{\omega_\partial C}$ — резонансное сопротивление 1-го контура при $\beta=0$.

В зависимости от конкретной схемы дискриминатора, как выше указывалось, L_1 может работать как в режиме усиления колебаний, так и в режиме смещения частот. Поэтому для общности рассмотрения целесообразно пользоваться формулой

$$I_{a.\partial} = S U_c, \quad (3-10)$$

где S — крутизна L_1 в режиме смещения или усиления в зависимости от используемого вида работы.

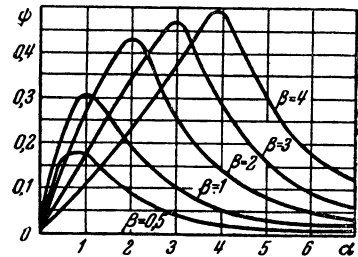
U_c — напряжение, подводимое к управляющей сетке L_1 .

Множитель ψ характеризует собой в некотором масштабе интересующую нас зависимость $U_y = \eta(\Delta f)$. Величины $\alpha = \frac{2\Delta f}{f_\partial} Q$ и $\beta = kQ$ (k — коэффициент связи) являются обобщенными параметрами схемы, следовательно, имеется возможность построить обобщенные кривые $\psi = \psi(\alpha)$ для различных значений параметра β .

На фиг. 3-7 представлены графики функции $\psi = \psi(\alpha)$ для положительных α и нескольких значений β . Функция $\psi = \psi(\alpha)$ симметрична относительно начала координат.

Для того чтобы из кривых $\psi = \psi(\alpha)$ получить характеристики дискриминатора, нужно умножить, как это следует из выражения (3-7), ординаты характеристик на $U_{1\text{ макс}} k_\partial$, а абсциссы — на $\frac{f_\partial}{2Q}$.

Целью расчета дискриминаторов, применяемых в схемах частотной автоподстройки, является определение



Фиг. 3-7. Функция $\psi = \psi(\alpha)$ при различных значениях β для дискриминатора с фазовым детектированием.

значений параметров схемы, при которых крутизна характеристики дискриминатора S_∂ и величина полосы схватывания удовлетворяют заданным требованиям. Однако эти два требования являются взаимно противоречивыми. Действительно, как следует из фиг. 3-2 и из формулы (3-4), увеличение добротности приводит к росту крутизны фазовой характеристики.

Определим характер зависимости крутизны дискриминатора от крутизны фазовой характеристики.

Из предыдущего известно, что

$$\begin{aligned} U_y &= U_{\partial 3} - U_{\partial 2} = (|U_4| - |U_3|) k_\partial = \\ &= \left(\sqrt{U_1^2 + \frac{U_2^2}{4} + U_1 U_2 \cos \varphi} - \right. \\ &\quad \left. - \sqrt{U_1^2 + \frac{U_2^2}{4} - U_1 U_2 \cos \varphi} \right) k_\partial. \end{aligned}$$

Крутизна дискриминатора на линейном участке характеристики

$$S_\partial = \frac{dU_y}{d\Delta f} = \frac{d\varphi}{d\Delta f} k_\partial \left[\frac{U_1 U_2 \sin \varphi}{2 \sqrt{U_1^2 + \frac{U_2^2}{4} + U_1 U_2 \cos \varphi}} + \frac{U_1 U_2 \sin \varphi}{2 \sqrt{U_1^2 + \frac{U_2^2}{4} - U_1 U_2 \cos \varphi}} \right],$$

где $\frac{d\varphi}{d\Delta f}$ — крутизна фазовой характеристики дискриминатора.

Полученное выражение для S_∂ справедливо при малых расстройках, когда можно считать, что \bar{U}_1 и \bar{U}_2 не зависят от Δf .

Как видно из последней формулы, крутизна дискриминатора увеличивается с ростом крутизны фазовой характеристики, т. е. с увеличением добротности контуров.

Однако следствием повышения добротности является уменьшение полосы пропускания контуров, в результате чего начальный участок и спад статической характеристики дискриминатора становятся более крутыми, что приводит к уменьшению полосы схватывания.

При необходимости увеличения полосы схватывания приходится идти на уменьшение крутизны S_∂ .

Вследствие этого методика расчета дискриминатора будет определяться тем, какое из двух указанных требований: величина полосы Δf_c или значение крутизны S_∂ , является заданным. При расчете систем ЧАП, для которых требование обеспечения наилучшей стабильности рабочей частоты, т. е. максимального уменьшения величины остаточной расстройки, является наиболее важным, необходимо определить условие, обеспечивающее достижение наибольшей величины S_∂ . Как будет показано ниже, величина Δf_c при этом однозначно определяется и, следовательно, стабилизируемый генератор должен быть спроектирован таким образом, чтобы его начальные расстройки не превышали найденного значения полосы схватывания.

Перейдем к аналитическому определению максимальной возможной величины S_∂ . Считая, что крутизна начального участка статической характеристики дискриминатора равняется $\frac{dU_y}{d(\Delta f)}$ при $\Delta f \rightarrow 0$, можем записать:

$$S_\partial = U_{1 \text{ макс}} k_\partial \left[\frac{\partial \psi}{\partial \alpha} \frac{d\alpha}{d(\Delta f)} \right]_{\Delta f \rightarrow 0} \quad (3-11)$$

Из определения α следует:

$$\frac{d\alpha}{d(\Delta f)} = \frac{2Q}{f_\partial}.$$

Приняв во внимание (3-9), а также то, что при $\Delta f \rightarrow 0$ $\alpha \rightarrow 0$, из (3-11) получим:

$$S_\partial = \frac{I_{a.\partial} Q^2 k_\partial}{\pi f_\partial^2 C} \left(\frac{d\psi}{d\alpha} \right)_{\alpha \rightarrow 0} \quad (3-12)$$

Из (3-8), произведя необходимые преобразования, определим:

$$\left(\frac{d\psi}{d\alpha} \right)_{\alpha \rightarrow 0} = \frac{2\beta}{(1+\beta^2)\sqrt{4+\beta^2}} \quad (3-13)$$

Определим, при какой величине $\beta = \beta_0$ функция (3-13) имеет максимум. Продифференцировав, получим $\beta_0 = 0,855$.

Ввиду того, что максимум функции (3-13) является тупым, для облегчения расчетов принимают $\beta_0 \approx 1$.

Подставив в (3-13) $\beta = \beta_0 = 1$, получим, что $\left(\frac{d\psi}{d\alpha} \right)_{\text{макс}} = 0,45$. Из (3-12)

следует, что увеличения S_∂ при выбранных значениях $I_{a.\partial}$, f_∂ , C и k_∂ можно достигнуть не только выбором величины $\beta = \beta_0 = 1$, но и увеличением Q . Наибольшее практически осуществимое значение Q ограничивается обычно конструктивными возможностями, определяемыми допустимой стоимостью дискриминатора и его габаритами.

Обозначим через $Q_{\text{макс}}$ наибольшее достижимое значение добротности 1-го и 2-го контуров. Тогда условие $\beta = \beta_0 = 1$ будет выполнено, если коэффициент связи между контурами будет равен: $k = \frac{1}{Q_{\text{макс}}}$.

Максимальное значение S_∂ при выполнении этих условий определяется из формулы

$$S_{\partial \text{ макс}} = \frac{0,14 I_{a.\partial} Q_{\text{макс}}^2 k_\partial}{f_\partial^2 C} \quad (3-14)$$

В практике проектирования формула (3-14) может использоваться различным образом: для определения параметров схемы, необходимых для обеспечения заданного значения крутизны, или наоборот, при заданных параметрах для расчета максимально

достижимой крутизны дискриминатора.

Несмотря на то, что основной целью расчета при использовании (3-14) является обеспечение заданного значения крутизны, для определения необходимой стабильности частоты стабилизируемого генератора следует найти получающуюся при этом величину полосы схватывания. Для этого определим сначала зависимость полосы схватывания Δf_c от расстройки $\Delta f = \Delta f_m$, соответствующей максимуму функции ψ (фиг. 3-7), а следовательно, и максимуму U_y [см. формулу (3-7)].

Введем обозначения:

$$\alpha_m = \frac{2Q\Delta f_m}{f_0} \quad (3-15)$$

$$\text{и} \quad \alpha_c = \frac{2Q\Delta f_c}{f_0} \quad (3-16)$$

Из кривых фиг. 3-7 видно, что для $\beta \geq 1$ справедливо следующее приближенное равенство: $\alpha_m \approx \beta$.

При эффективной работе системы ЧАП коэффициент автоподстройки должен быть во всяком случае много больше единицы. Максимальное значение остаточной расстройки не может при этом превышать Δf_m , поскольку при $\Delta f_0 > \Delta f_m$ устойчивая эффективная работа ЧАП, как это было показано в гл. 2, невозможна. Из этого следует, что $\Delta f_c \gg \Delta f_m$, поскольку отношение этих двух величин равно коэффициенту автоподстройки $K \gg 1$.

На основании этого выражение (3-8) может быть значительно упрощено для значений α , близких к α_c , когда допустимо считать, что $\beta^2 = \alpha_m^2 \ll \alpha^2$ и $\alpha^2 \gg 1$. Сделав в (3-8) соответствующие упрощения, выражение (3-7) приведем к виду:

$$U_y = U_{1 \text{ макс}} k_{\partial} \frac{\alpha_m}{\alpha^2}.$$

Подставив в последнее равенство значения $U_{1 \text{ макс}}$ из (3-9) и выразив α_m и α через Δf_m и Δf , получим уравнение статической характеристики для участка, где $\alpha^2 \gg 1$:

$$U_y = \frac{I_{a.\partial} k_{\partial}}{4\pi C} \frac{\Delta f_m}{\Delta f^2}. \quad (3-17)$$

Из рассмотрения фиг. 2-7 можно сделать вывод о том, что если начальная расстройка не превышает полосы схватывания, то характеристика управляющего элемента не пересекает характеристику дискриминатора на ее падающем участке. Для получения зависимости, определяющей значение полосы схватывания, необходимо, как это следует из описания фиг. 2-7, характеристику управляющего элемента начертить таким образом, чтобы она пересекла ось абсцисс в точке $\Delta f = \Delta f_c$. В этом случае характеристика управляющего элемента, не пересекая на падающем участке характеристику дискриминатора, будет ее касаться лишь в одной точке. Аналитически это означает, что функция, представляющая разность между ординатами падающего участка характеристики дискриминатора и управляющего элемента, должна равняться нулю только при одном значении Δf , имеющем тот же знак, что и Δf_c .

Основываясь на объяснении, приведенном на стр. 12, функция, определяющая характеристику управляющего элемента, в предположении ее прямолинейности может быть записана в виде:

$$U_y = \frac{\Delta f_c}{S_y} - \frac{\Delta f}{S_y}. \quad (3-18)$$

Разность между функциями (3-17) и (3-18) после некоторых преобразований приводится к следующей форме:

$$(\Delta f)^3 - \Delta f_c (\Delta f)^2 + \frac{I_{a.\partial} k_{\partial} S_y \Delta f_m}{4\pi C} = 0.$$

Исследование этого уравнения показывает, что в его решении будет лишь один действительный корень, совпадающий по знаку с Δf_c при выполнении равенства:

$$\Delta f_c = 0,8 \sqrt[3]{\frac{I_{a.\partial} S_y k_{\partial}}{C}} \Delta f_m. \quad (3-19)$$

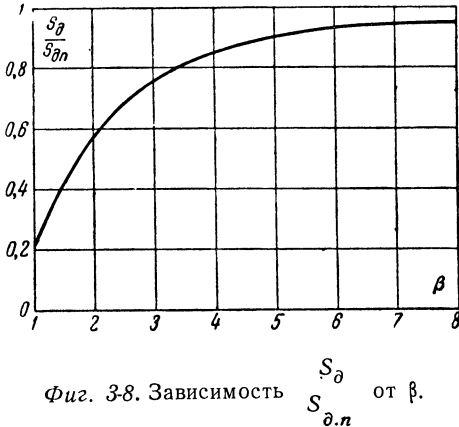
Для случая, когда расчет ведется на получение наибольшей крутизны $S_{\partial \text{ макс}}$, как указывалось, необходимо выбрать $\beta = \beta_0 = 1$, а добротность $Q = Q_{\text{макс}}$. Как видно из фиг. 3-7, при

$\beta=1$ $\alpha_m \approx 1$. Тогда, учтя (3-15), (3-19) может быть преобразовано к виду:

$$\Delta f_{cs} = 0,8 \sqrt[3]{\frac{I_{a.d} S_{y k_d}}{2 Q_{\max} C}} f_d, \quad (3-20)$$

где Δf_{cs} — величина полосы схватывания при $S_d = S_{d. \max}$.

Перейдем к изложению методики расчета дискриминаторов для случая, когда заданным является значение полосы схватывания. Из (3-19) при



заданном значении Δf_c может быть определена величина Δf_m . Прделав это преобразование, получим:

$$\Delta f_m = \frac{1,85C}{I_{a.d} S_{y k_d}} \Delta f_c^3. \quad (3-21)$$

При $\beta = \alpha_m$ из (3-15) и (3-21) получим:

$$Q = \frac{0,27 I_{a.d} S_{y k_d} \beta f_d k_d}{C (\Delta f_c)^3} \quad (3-22')$$

или в другой форме, учтя, что $\beta = kQ$:

$$k = \frac{3,7C}{I_{a.d} S_{y k_d} \beta f_d k_d} (\Delta f_c)^3. \quad (3-22'')$$

Формула (3-22'') позволяет определить необходимую для обеспечения заданной полосы Δf_c величину любого из параметров схемы при выбранных значениях остальных параметров.

Существенной особенностью расчета дискриминатора по величине Δf_c является то, что последняя, как это видно из (3-22''), не зависит от добротности контуров Q . При стремлении максимально расширить Δf_c

следует считаться с конструктивной возможностью обеспечения больших значений коэффициента связи k и возможностью неустойчивой работы схемы при слишком малых значениях C . Обычно k выбирается не более 0,1—0,2, а C — не менее нескольких десятков пикофарад. Меньшее значение C приведет к недопустимо сильному влиянию ламп и монтажа на контур.

Подставив в (3-12) значение Q из (3-22') и учтя (3-13), получим:

$$S_d = \frac{I_{a.d}^3 S_{y k_d}^2}{7\pi C^3 (\Delta f_c)^6} \cdot \frac{\beta^3}{(1 + \beta^2) \sqrt{4 + \beta^2}}. \quad (3-23)$$

Поскольку настоящий анализ был проведен при $\beta \geq 1$, значение Δf_c , для которого справедливо (3-23), не может быть меньше величины, определяемой (3-20).

В [Л. 16] показано, что расширение начального участка характеристики дискриминатора может быть обеспечено выбором $\beta < 1$. Однако при этом резко уменьшается крутизна S_d , а расширения полосы схватывания не получается. По этим причинам выбор значений $\beta < 1$ для дискриминаторов, работающих в схемах ЧАП, рекомендован быть не может.

Из формулы (3-23) видно, что при заданной величине полосы схватывания увеличение крутизны дискриминатора можно получить, увеличивая β . График зависимости (3-23) изображен на фиг. 3-8, причем по оси ординат отложена не величина S_d , а отношение

$\frac{S_d}{S_{d.n}}$, где $S_{d.n}$ — предельно достижимое значение крутизны при заданном Δf_c и $\beta \rightarrow \infty$. Из (3-23) следует, что

$$S_{d.n} = \frac{I_{a.d}^3 S_{y k_d}^2}{7\pi C^3 (\Delta f_c)^6}. \quad (3-24)$$

Из формул (3-23) и (3-24) можно сделать весьма важный вывод о том, что даже незначительное увеличение полосы схватывания приводит к резкому снижению крутизны дискриминатора. В результате оказывается, что выигрыш, который может быть получен по полосе схватывания, является незначительным по сравне-

нию с значением Δf_{cs} и практически не всегда оправдывается из-за существенного уменьшения величины S_∂ по сравнению с $S_{\partial, макс}$. Из графика фиг. 3-8 следует, что при $\beta \approx 3$ величина $\frac{S_\partial}{S_{\partial, n}} = 0,75$. Дальнейшее увеличение параметра β , приводящее к возрастанию отношения $\frac{S_\partial}{S_{\partial, n}}$ всего лишь на 25%, практически существенного значения не имеет.

Следует подчеркнуть принципиальное различие в определении величины β при расчете дискриминаторов на максимальную крутизну и при заданной величине полосы схватывания. Если в первом случае следует выбирать $\beta=1$, то во втором случае следует стремиться к максимально возможной величине β .

Указанное различие является следствием того, что при заданной полосе схватывания коэффициент связи k определяется из соотношения (3-22"). В результате крутизна дискриминатора оказывается зависящей только от Q . Увеличение значения Q , однозначно связанное в этом случае с возрастанием величины β , приводит к росту крутизны S_∂ . Следовательно, и при заданной полосе Δf_c выгодно иметь $Q=Q_{макс}$. Поскольку полоса Δf_c при этом всегда меньше Δf_{cs} , то и крутизна S_∂ , как это следует из (3-23), никогда не может быть более $S_{\partial, макс}$. Если же полоса схватывания, а следовательно, и величина k не заданы, то значения Q и β могут выбираться независимо и, как показал приведенный анализ, значение крутизны максимально при $Q=Q_{макс}$ и $\beta=1$, т. е. при $k = \frac{1}{Q_{макс}}$.

Таким образом, отсутствие максимума для крутизны S_∂ при изменении β в случае заданной полосы схватывания является следствием невозможности варьирования величиной β при выбранных значениях Q .

В. Г. Вольпян (Л. 15) исследовал аналитические зависимости, определяющие крутизну дискриминатора с фазовым детектированием при задан-

ном значении Δf_m , и показал целесообразность выбора в этом случае максимально возможного значения β , а не $\beta=1$. В этой же работе В. Г. Вольпян изложил аналогичные соображения, которые должны учитываться при расчете дискриминаторов на расстроенных контурах.

И. Г. Кобылянский (Л. 16) также обратил внимание на целесообразность увеличения β при заданной величине Δf_m в дискриминаторе с фазовым детектированием.

Приведем примеры расчетов.

1. Предположим, что требуется спроектировать дискриминатор, имеющий крутизну

$S_\partial = 6 \text{ в/кГц}$. Будем считать заданными следующие величины: $f_\partial = 1000 \text{ кГц}$; $Q_{макс} = 100$, крутизна в режиме смещения $S = 1 \text{ ма/в}$; $U = 1 \text{ в}$; $k_\partial = 0,9$; $S_y = 2 \text{ кГц/в}$.

Следует определить величину емкости C . По формуле (3-10) определим $I_{a, \partial}$. Подставив исходные данные, получим:

$$I_{a, \partial} = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 1 = 1 \text{ ма.}$$

Из формулы (3-14) определим C :

$$C = \frac{0,14 \cdot 1 \cdot 10^{-3} \cdot 100^2 \cdot 0,9}{10^{12} \cdot 6 \cdot 10^{-3}} = 210 \text{ нФ.}$$

Определим по формуле (3-20) величину получающейся при этом полосы схватывания

$$\Delta f_{cs} = 0,8 \sqrt{\frac{10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 0,9 \cdot 10^6}{2 \cdot 100 \cdot 210 \cdot 10^{-12}}} = 29 \text{ кГц.}$$

2. Предположим, что требуется спроектировать дискриминатор, обеспечивающий полосу схватывания $\Delta f_c = 50 \text{ кГц}$. Остальные исходные данные считаем такими же, как и в предыдущем примере.

Определим по формуле (3-22") необходимое значение k :

$$k = \frac{3,7 \cdot 210 \cdot 10^{-12} (60 \cdot 10^3)^3}{10^6 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 0,9} = 0,09.$$

Максимальное возможное β будет равно:

$$\beta = 0,09 \cdot 100 = 9.$$

Поскольку $\beta > 3$, можно считать, что $S_\partial = S_{\partial, n}$. Тогда, воспользовавшись формулой (3-24), получим:

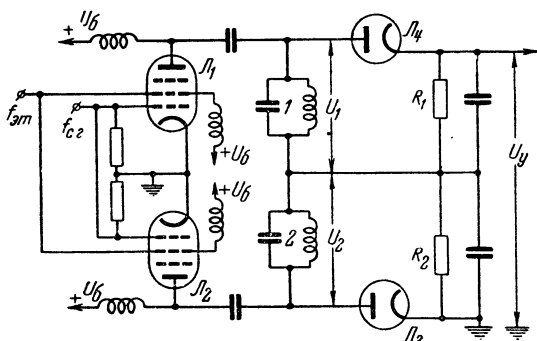
$$S_\partial = \frac{(10^{-3})^2 (2 \cdot 10^3)^2 0,9^3}{7\pi (210 \cdot 10^{-12})^3 (60 \cdot 10^3)^6} = 0,32 \text{ в/кГц.}$$

Из приведенного расчета видно, что сравнительно небольшое расширение полосы схватывания в дискриминаторе приводит к значительному уменьшению его крутизны.

Трудность сочетания широкой полосы схватывания с высокой крутизной является характерной особенностью рассмотренного дискриминатора, которую важно учитывать при проектировании.

б) Дискриминатор на расстроенных контурах

Вторым видом резонансного дискриминатора является дискриминатор, схема которого изображена на фиг. 3-9. Контур 1 и 2 здесь несколько расстроены относительно частоты f_0 и не связаны друг с другом. Резонансные кривые обоих контуров дискриминатора представлены на фиг. 3-10.

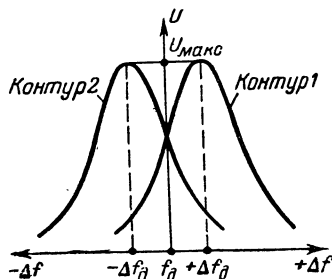


Фиг. 3-9. Дискриминатор на расстроенных контурах.

Контур 1 подключен к диоду L_3 и L_4 . Последние имеют нагрузки R_2 и R_1 , включенные таким образом, что U_y является разностью между постоянными напряжениями, создаваемыми токами обоих диодов.

Если расстройка между частотами $f_{с.з}$ и $f_{ат}$ более f_0 , то, как нетрудно понять из рассмотрения фиг. 3-9 и 3-10, диод L_4 проводит больший ток, а если менее f_0 , то больший ток проводит диод L_3 . В первом случае U_y положительно, во втором — отрицательно.

Н. И. Чистяков [Л. 3] и И. С. Гоноровский [Л. 10] разработали теорию



Фиг. 3-10. Резонансные характеристики контуров дискриминатора фиг. 3-9.

работы рассматриваемого дискриминатора. Для определения функции $U_y = \eta(\Delta f)$ следует найти выражение для U_1 и U_2 — напряжений на анодах диодов и определить управляющее напряжение U_y как разность между выпрямленными напряжениями.

Если выразить U_y через параметры контуров и относительную расстройку, то можно получить следующее выражение:

$$U_y = U_{\max} \psi k_d, \quad (3-25)$$

где

$$\psi = \frac{1}{\sqrt{1 + (\alpha - \alpha_0)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (\alpha + \alpha_0)^2}}; \quad (3-26)$$

$$\alpha_0 = \frac{2\Delta f_0}{f_0} Q; \quad (3-27)$$

$$\alpha = \frac{2\Delta f}{f_0} Q, \quad (3-28)$$

Δf_0 — фиксированная расстройка (фиг. 3-10);

k_d — коэффициент передачи детектора;

U_{\max} — амплитуда напряжения на контурах 1 и 2 при резонансе.

Величина U_{\max} может быть рассчитана в предположении, что $\frac{\Delta f_0}{f_0} \ll 1$, по формуле

$$U_{\max} = I_{a.0} \frac{Q}{\omega_0 C}, \quad (3-29)$$

где $I_{a.0}$ — ток частоты f_0 , текущий в анодных цепях L_1 или L_2 , определяемый в соответствии с равенством (3-10);

$\frac{Q}{\omega_0 C}$ — резонансное сопротивление 1-го или 2-го контура.

Зависимости $\psi = \psi(\alpha)$ представлены на фиг. 3-11. В этом случае, как видно из формулы (3-26), единственным параметром, влияющим на вид кривой $\psi = \psi(\alpha)$, является α_0 аналогично тому, как в предыдущем дискриминаторе был фактор связи β . Как и в предыдущем случае, методика расчета дискриминатора на расстроенных контурах будет определяться тем, какое из двух требова-

ний — величина полосы схватывания Δf_c или значение крутизны S_∂ — является заданным.

Перейдем к аналитическому определению S_∂ . Формула (3-12) справедлива и для рассматриваемого типа дискриминатора.

Из (3-26), произведя необходимые преобразования, получим:

$$\frac{d\psi}{d\alpha} = \frac{\alpha_\partial - \alpha}{[1 + (\alpha_\partial - \alpha)^2]^{3/2}} + \frac{\alpha_\partial + \alpha}{[1 + (\alpha_\partial + \alpha)^2]^{3/2}}.$$

При $\alpha \rightarrow 0$

$$\left(\frac{d\psi}{d\alpha}\right)_{\alpha \rightarrow 0} = \frac{2\alpha_\partial}{(1 + \alpha_\partial^2)^{3/2}}. \quad (3-30)$$

Определим, при какой величине $\alpha_\partial = \alpha_{\partial 0}$ функция (3-30) имеет максимум.

Продифференцировав и приравняв производную нулю, получим:

$$\alpha_{\partial 0} = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

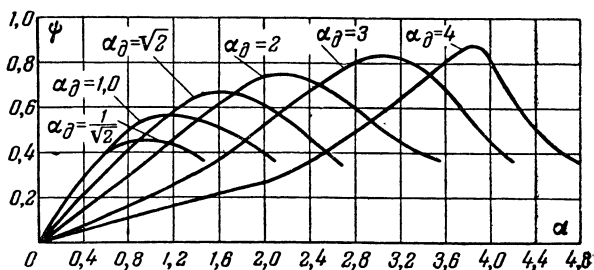
Подставив значения $\alpha_{\partial 0}$ в (3-30), находим:

$$\left(\frac{d\psi}{d\alpha}\right)_{\max} = 0,77.$$

Увеличения S_∂ при данных значениях $I_{a, \partial}$, f_∂ , C и k_∂ можно достигнуть не только выбором величины $\alpha_{\partial 0}$, но и увеличением Q . Максимальное значение S_∂ может быть рассчитано по формуле (3-12) при $Q = Q_{\max}$ и $\frac{d\psi}{d\alpha} = 0,77$. Сделав эти подстановки, получим:

$$S_{\partial, \max} = \frac{0,24 I_{a, \partial} Q_{\max}^2 k_\partial}{f_\partial^2 C}. \quad (3-31)$$

Из сравнения формул (3-14) и (3-31) можно сделать вывод о том, что при равных параметрах схемы дискриминатор на расстроенных контурах обеспечивает почти в 2 раза большую крутизну, чем дискриминатор с фазовым детектированием. По величине



Фиг. 3-11. Функция $\psi = \varphi(\alpha)$ при различных значениях α_∂ для дискриминатора на расстроенных контурах.

полосы схватывания, как видно ниже из формул (3-20) и (3-34), оба дискриминатора равноценны.

По формуле (3-31) могут рассчитываться дискриминаторы на расстроенных контурах при заданном значении крутизны.

Определим величину полосы схватывания, получающейся при $S_\partial = S_{\partial, \max}$. Для этого найдем сначала зависимость полосы схватывания Δf_c от расстройки $\Delta f = \Delta f_m$, соответствующей максимуму функции ψ (фиг. 3-11), а следовательно, и максимуму U_y [см. формулу (3-25)]. Из кривых фиг. 3-11 видно, что при $\alpha_\partial \geq \frac{1}{\sqrt{2}}$ с точностью, достаточной для инженерных расчетов, справедливо приближенное равенство $\alpha_m \approx \alpha_\partial$, где α_m определяется соотношением (3-15). На основании тех же соображений, которые были сделаны при анализе дискриминатора с фазовым детектированием, упростим формулу (3-26) для значений α , близких к α_c [см. формулу (3-16)], когда допустимо считать, что $\alpha_\partial^2 = \alpha_m^2 \ll \alpha^2$ и $\alpha^2 \gg 1$. В результате (3-25) примет вид:

$$U_y = 2U_{\max} k_\partial \frac{\alpha_m}{\alpha^2}.$$

Подставив в последнее равенство значения U_{\max} , α_m и α из (3-29), (3-15) и (3-28) соответственно, получим:

$$U_y = \frac{I_{a, \partial} k_\partial}{2\pi C} \frac{\Delta f_m}{(\Delta f)^2}. \quad (3-32)$$

Формула (3-32) аналогична (3-17), поэтому, применив тот же метод анализа, придем к следующей формуле

для определения Δf_c в дискриминаторе на расстроенных контурах:

$$\Delta f_c = \sqrt[3]{\frac{I_{a. \partial} k_{\partial} S_y \Delta f_m}{C}}. \quad (3-33)$$

Для определения Δf_c при $S_{\partial} = S_{\partial. макс}$ необходимо в формуле (3-33) выразить Δf_m через $\alpha_m = \alpha_{\partial 0} = \frac{1}{\sqrt{2}}$, приняв $Q = Q_{макс}$.

После этих преобразований получим:

$$\Delta f_{cs} = 0,9 \sqrt[3]{\frac{I_{a. \partial} k_{\partial} S_y}{2Q_{макс} C}} f_{\partial}, \quad (3-34)$$

где Δf_{cs} — величина полосы схватывания дискриминатора на расстроенных контурах при $S_{\partial} = S_{\partial. макс}$.

Перейдем к изложению методики расчета дискриминаторов на расстроенных контурах для случая, когда заданным является значение полосы схватывания.

Из (3-33) при заданном значении Δf_c определим $\Delta f_{\partial} = \Delta f_m$:

$$\Delta f_{\partial} = \frac{C}{I_{a. \partial} k_{\partial} S_y} (\Delta f_c)^3. \quad (3-35)$$

При $\alpha_{\partial} = \alpha_m$ из (3-27) и (3-35) получим:

$$Q = \frac{I_{a. \partial} k_{\partial} S_y \alpha_{\partial} f_{\partial}}{2C (\Delta f_c)^3}. \quad (3-36)$$

Формула (3-35) позволяет выбрать при заданной полосе Δf_c величину любого из параметров схемы.

Подставив в (3-12) значение Q из (3-36) и учтя (3-30), получим:

$$S_{\partial} = \frac{I_{a. \partial}^3 S_y^2 k_{\partial}^3}{2\pi C^3 (\Delta f_c)^6} \left(\frac{\alpha_{\partial}}{\sqrt{1 + \alpha_{\partial}^2}} \right). \quad (3-37)$$

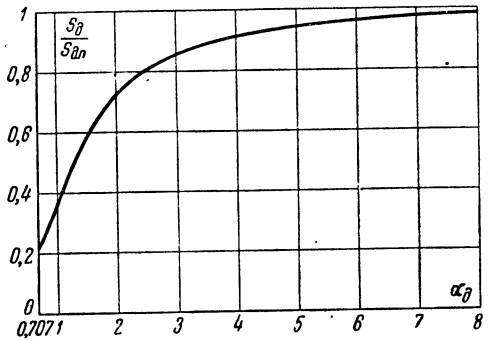
Поскольку настоящий анализ был проведен для $\alpha_{\partial} \geq \frac{1}{\sqrt{2}}$, значение Δf_c , для которого справедливо (3-37), не может быть меньше величины, определяемой (3-34). Как видно из (3-37), крутизна дискриминатора на расстроенных контурах резко уменьшается при незначительном увеличении полосы схватывания.

График зависимости (3-37), заимствованный из [Л. 15], изображен на

фиг. 3-12, причем по оси ординат отложена не величина S_{∂} , а отношение $\frac{S_{\partial}}{S_{\partial. n}}$, где $S_{\partial. n}$ — предельно достижимое значение крутизны при заданном Δf_c и $\alpha_{\partial} \rightarrow \infty$.

Из (3-37) следует, что $S_{\partial. n}$ может рассчитываться по формуле:

$$S_{\partial. n} = \frac{I_{a. \partial}^3 S_y^2 k_{\partial}^3}{2\pi C^3 (\Delta f_c)^6}. \quad (3-38)$$



Фиг. 3-12. Зависимость $\frac{S_{\partial}}{S_{\partial. n}}$ от α_{∂} .

Как видно из графика 3-12, крутизна дискриминатора с погрешностью, не превышающей 25%, может рассчитываться по формуле (3-38) при $\alpha_{\partial} > 2$.

В заключение анализа дискриминатора на расстроенных контурах определим соотношение между частотой f_{∂} и резонансными частотами контуров 1 и 2 f_1, f_2 . Как ясно из фиг. 3-10:

$$f_{\partial} = \frac{f_1 + f_2}{2}.$$

Представим последнее равенство в виде соотношений

$$f_1 = f_{\partial} + (f_{\partial} - f_2);$$

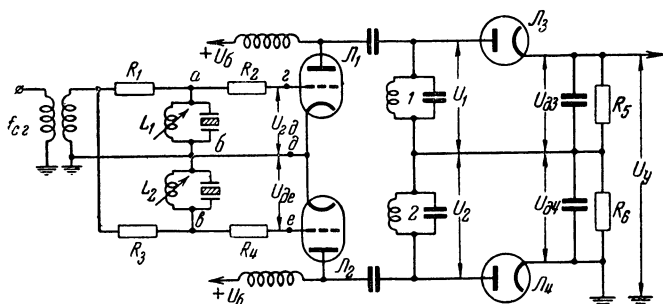
$$f_2 = f_{\partial} + (f_{\partial} - f_1).$$

При работе в области малых расстройек справедливо условие

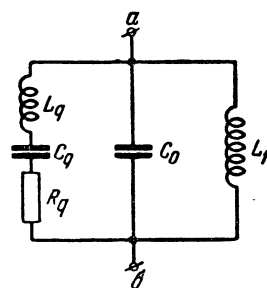
$$f_2 - f_{\partial} = f_{\partial} - f_1 \ll f_{\partial}.$$

Тогда, перемножив два вышеприведенных равенства, получим:

$$f_{\partial} \approx \sqrt{f_1 f_2}. \quad (3-39)$$



Фиг. 3-13. Первая схема кварцевого дискриминатора.

Фиг. 3-14. Эквивалентная схема участка ab .

в) Кварцевые дискриминаторы

Рассмотрим еще один вид резонансных дискриминаторов, основанных на применении кварцев, а потому называемых кварцевыми дискриминаторами. Наиболее характерным для кварцевого дискриминатора является, во-первых, то, что стабильность частоты f_0 определяется главным образом стабильностью кварцев и, во-вторых, что при некотором усложнении схемы можно исключить смесительный каскад дискриминатора и генератор эталонных частот.

Принцип работы одной из схем такого рода нетрудно понять из рассмотрения фиг. 3-13. На вход схемы поступает напряжение частоты $f_{c.2}$. Схема имеет двухтактный вход (точки a , b и $в$).

Рассмотрим вид функции $\bar{Z} = \phi(f)$, где \bar{Z} — полное сопротивление между точками a и b или b и $в$. Полное сопротивление между точками a и b определится из эквивалентной схемы (фиг. 3-14) как параллельное соединение трех сопротивлений: емкостного (C_0 — емкость кварцедержателя и монтажа), индуктивного (L_1 — дроссель) и эквивалентного кварцу. Кварц в кварцедержателе без воздушного зазора, как известно, может быть заменен эквивалентной электрической схемой, представляющей собой последовательное соединение индуктивности L_q , емкости C_q и омического сопротивления R_q .

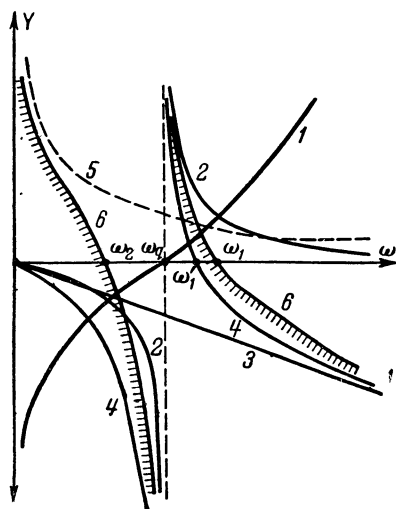
Полное сопротивление каждой из трех ветвей может быть записано в виде:

$$\bar{Z}_1 = \frac{1}{j\omega C_0}; \quad \bar{Z}_2 = j\omega L_1, \quad \bar{Z}_3 = R_q + j\left(\omega L_q - \frac{1}{\omega C_q}\right).$$

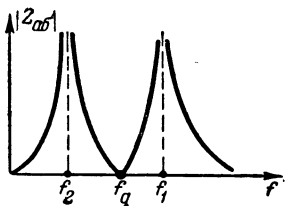
На фиг. 3-15 кривая 1 показывает изменение величины полного сопротивления $Z_3 = \omega L_q - \frac{1}{\omega C_q}$ (сопротивление R_q для упрощения принято равным нулю). В точке последовательного резонанса

$$\omega_q = \frac{1}{\sqrt{L_q C_q}}; \quad Z_3 = 0.$$

На фиг. 3-15 изображены также кривые, дающие зависимость проводимости Y от частоты, где $Y = \frac{1}{Z}$. Проводимость $Y_3 = \phi_3(\omega)$ изображена на фиг. 3-15 кривой 2. Добавление шунтирующей емкости C_0 изменяет

Фиг. 3-15. Кривые проводимости участка ab .

значение проводимости Y'_{ab} между точками a и b . Кривая 3 показывает вид функции $Y_1 = \psi_1(\omega) = -\omega C_0$. Сложив алгебраически ординаты кривых 2 и 3, получим кривую зависимости проводимости между точками a и b от частоты без учета действия шунтирующей индуктивности L_1 : $Y'_{ab} = Y_1 + Y_3$ (кривая 4).



Фиг. 3-16. Кривая модуля полного сопротивления участка ab .

Кривая 4 показывает, что вследствие добавления емкости C_0 к цепи $L_q C_q$ появилось значение частоты ω'_1 , при котором проводимость равна нулю, т. е. .

$$Y'_{ab} = Y_1 + Y_3 = -\omega'_1 C_0 + \frac{1}{\omega'_1 L_q - \frac{1}{\omega'_1 C_q}} = 0.$$

Частоту ω'_1 будем называть частотой первого параллельного резонанса. Решая последнее уравнение относительно частоты ω'_1 , получим:

$$\omega'_1 = \frac{1}{\sqrt{L_q \frac{C_0 C_q}{C_0 + C_q}}} \quad (3-40)$$

Выведем выражение проводимости Y_{ab} с учетом шунтирующей индуктивности L_1 . Кривая 5 фиг. 3-15 представляет функцию $Y_2 = \psi_2(\omega) = \frac{1}{\omega L_1}$. Для того чтобы получить интересующую нас зависимость, сложим алгебраически ординаты кривых 4 и 5.

Кривая 6 показывает вид функции

$$Y_{ab} = \psi(\omega) = Y_2 + Y'_{ab} = Y_2 + Y_1 + Y_3.$$

Изучение вида кривой 6 приводит к следующим выводам о свойствах схемы, изображенной на фиг. 3-13:

1. Схема имеет последовательный резонанс на частоте ω_q , которая определяется только величинами L_q и C_q и не зависит от L_1 и C_0 .

2. Схема имеет две частоты параллельного резонанса: ω_1 и ω_2 .

Эти частоты зависят от величин всех элементов: L_q , C_q и L_1 , C_0 .

Частоты ω_1 и ω_2 найдутся из решения уравнения

$$Y_{ab} = \frac{1}{\omega L_1} - \omega C_0 + \frac{1}{\omega L_q - \frac{1}{\omega C_q}} = 0.$$

Нетрудно видеть, что для индуктивности $L'_1 > L_1$ кривая 5 пойдет ниже и в соответствии с этим частоты параллельных резонансов ω_2 и ω_1 уменьшатся. При индуктивности $L'_1 < L_1$ кривая 5 пойдет выше, и частоты ω_2 и ω_1 увеличатся.

Для абсолютной величины $|Z_{ab}|$, имея в виду кривую 6, можно изобразить функцию $|Z_{ab}| = \varphi(f)$ в виде, представленном на фиг. 3-16.

Как и ранее, под частотой f_∂ будем понимать разность между номинальным значением рабочей частоты и величиной эталонной частоты.

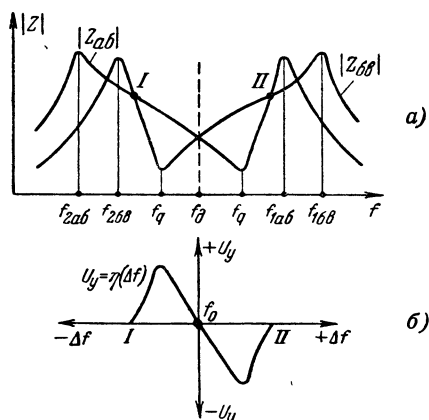
Предположим далее, что между точками a и b включен кварц, имеющий частоту последовательного резонанса f_q , большую f_∂ , а между точками b и c , имеющий частоту последовательного резонанса f'_q , меньшую f_∂ (фиг. 3-17,а).

На фиг. 3-17,а кривые полного сопротивления изображены с учетом наличия потерь в элементах, включенных между точками a , b и b , c . Пусть $L_1 > L_2$. При этом, если обозначить высшие частоты параллельного резонанса соответственно через f_{1ab} и f_{1cb} , а низшие частоты параллельного резонанса — через f_{2ab} и f_{2cb} , то можно изобразить функции $|Z_{ab}| = \varphi_{ab}(f)$ и $|Z_{cb}| = \varphi_{cb}(f)$ в виде, приведенном на фиг. 3-17,а.

Можно считать, что напряжения между точками g , d и d , e меняются при изменении частоты в соответствии с изменением полных сопротивлений $|Z_{ag}|$ и $|Z_{de}|$ благодаря вклю-

чению делителя напряжений R_1 , $|Z_{a6}|$ и R_3 , $|Z_{66}|$.

Высокоомные сопротивления R_2 и R_4 служат для передачи напряжения частоты $f_{c.2}$ и для уменьшения влияния схемы на кварц.



Фиг. 3-17. Графики, поясняющие работу первой схемы кварцевого дискриминатора.

а — кривые полного сопротивления для кварцевого дискриминатора; б — статическая характеристика дискриминатора.

Контуры, стоящие в анодных цепях усилительных ламп L_1 и L_2 , настроены на среднюю частоту f_0 и рассчитаны таким образом, чтобы в пределах изменения частоты $f_{c.2}$ изменение их полного сопротивления было невелико. При этом можно с достаточной степенью точности считать, что напряжения U_1 и U_2 (фиг. 3-13) определяются напряжениями на сетках ламп L_1 и L_2 .

Диоды L_3 и L_4 детектируют переменные напряжения U_1 и U_2 и создают на нагрузках R_5 и R_6 постоянные напряжения, определяемые токами диодов. Напряжение U_y , снимаемое с выхода дискриминатора, определяется разностью напряжений U_{03} и U_{04} :

$$U_y = U_{03} - U_{04} = (U_1 - U_2) k_0,$$

где k_0 — коэффициент передачи детектора.

Если пренебречь изменением сопротивлений контуров 1 и 2 при относительно малых расстройках и считать, что эти сопротивления $Z_1 = Z_2 = Z$,

то можно написать следующее равенство:

$$U_y = SZ(U_{03} - U_{04}) k_0. \quad (3-41)$$

В формуле (3-41) S — крутизна ламп L_1 и L_2 .

Считаем, что U_{03} и U_{04} пропорциональны соответственно $|Z_{a6}| = \varphi_{a6}(f)$ и $|Z_{66}| = \varphi_{66}(f)$. Тогда U_y окажется пропорциональным разности $|Z_{a6}| - |Z_{66}|$, т. е.

$$U_y = |Z_{a6}| - |Z_{66}| = \varphi_{a6}(f) - \varphi_{66}(f).$$

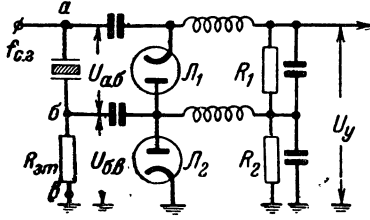
Определим управляющее напряжение, вычитая алгебраически из ординат кривой $\varphi_{a6}(f)$ ординаты кривой $\varphi_{66}(f)$. В результате получим кривую $U_y = \eta(\Delta f)$, изображенную на фиг. 3-17,б.

Из рассмотрения фиг. 3-17,б следует, что область, до которой функция $U_y = \eta(\Delta f)$ не меняет знака, т. е. область, ограничивающая нормальную работу системы ЧАП, зависит от положения точек I и II. Для увеличения этой области следует по возможности выбирать частоты $f_{2a6} = f_{266}$ и $f_{1a6} = f_{166}$.

Таким образом, выбирая определенную величину дросселя, шунтирующего кварц, можно получить оптимальную характеристику дискриминатора. При этом стабильность частоты f_0 в отличие от рассмотренных ранее резонансных дискриминаторов весьма велика, так как она определяется главным образом стабильностью кварца. Разумеется, в некоторой степени на стабильность частоты f_0 влияет изменение величин L_1 и L_2 , но практически при расчете кварцевых дискриминаторов этим влиянием можно пренебречь.

Рассмотрим вторую схему кварцевого дискриминатора, изображенную на фиг. 3-18. Работа этого вида кварцевого дискриминатора основана на сравнении величины полного сопротивления кварца с эталонным сопротивлением $R_{эм}$. К последнему предъявляется требование высокой стабильности, поскольку, как будет показано ниже, от постоянства сопротивления $R_{эм}$ зависит стабильность частоты дискриминатора f_0 .

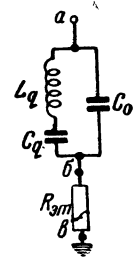
Напряжение стабилизируемого генератора, подаваемое на вход схемы, делится между точками ab и $бв$ пропорционально сопротивлению кварца и $R_{зм}$. Напряжение U_{ab} (фиг. 3-18) детектируется диодом L_1 , а напря-



Фиг. 3-18. Вторая схема кварцевого дискриминатора.

жение $U_{бв}$ — диодом L_2 . Поскольку токи диодов через нагрузочные сопротивления R_1 и R_2 текут в противоположных направлениях, напряжение на выходе дискриминатора U_y будет равно:

$$U_y = (U_{ab} - U_{бв}) k_d. \quad (3-42)$$



Фиг. 3-19. Схема, эквивалентная участку $a-b-v$ фиг. 3-18.

Перейдем к определению напряжения U_{ab} и $U_{бв}$. На фиг. 3-19 изображена схема, эквивалентная участку $a-b-v$ фиг. 3-18. Сопротивление потерь кварца R_q принято равным нулю. Частоты параллельного и последовательного резонансов в рассматриваемом случае обозначим через $\omega_{нар}$ и ω_q соответственно.

Как следует из изложенного выше, $\omega_q = \frac{1}{\sqrt{L_q C_q}}$, а $\omega_{нар}$ определяется по формуле (3-40). Частота дискриминатора ω_d располагается симметрично между частотами $\omega_{нар}$ и ω_q .

В этом случае справедливо равенство

$$\omega_d = \frac{\omega_{нар} + \omega_q}{2}. \quad (3-43)$$

Полное сопротивление Z_{ab} между точками a и b для частоты $\omega_{с.з}$

$= \omega_d + \Delta\omega$ после некоторых преобразований может быть записано в виде:

$$Z_{ab} = \frac{j}{\omega_d C_0} \times \frac{\frac{\omega_d}{\omega_d + \Delta\omega} [(\omega_d + \Delta\omega)^2 L C_q - 1]}{\frac{C_q + C_0}{C_0} - (\omega_d + \Delta\omega)^2 L C_q}. \quad (3-44)$$

Из формул, определяющих $\omega_{нар}$ и ω_q , получим равенство

$$\frac{C_q + C_0}{C_0} = \frac{\omega_{нар}^2}{\omega_q^2}.$$

Подставив (3-43) и последнее равенство в (3-44), а также учтя, что

$$LC = \frac{1}{\omega_q^2}, \quad \omega_{нар} - \omega_q \ll \omega_q \quad \text{и} \quad \frac{\omega_d}{\omega_d + \Delta\omega} \approx 1, \quad \text{получим:}$$

$$Z_{ab} = \frac{j}{\omega_d C_1} \cdot \frac{\omega_d - \omega_q + \Delta\omega}{\omega_d - \omega_q - \Delta\omega}. \quad (3-45)$$

Для того чтобы напряжение U_y на выходе дискриминатора при $\omega_{с.з} = \omega_d$ равнялось нулю, необходимо величину сопротивления $R_{зм}$ выбрать равной Z_{ab} при $\Delta\omega = 0$. Отсюда следует, что

$$R_{зм} = \frac{1}{\omega_d C_1}. \quad (3-46)$$

Из рассмотрения схемы фиг. 3-19 следует, что формула (3-42) может быть приведена к виду:

$$U_y = U_{с.з} k_d \left(\frac{Z_{ab}}{Z_{ab} + R_{зм}} - \frac{R_{зм}}{Z_{ab} + R_{зм}} \right),$$

где $U_{с.з}$ — амплитуда напряжения на входе кварцевого дискриминатора.

Подставив в последнее уравнение значения Z_{ab} и $R_{зм}$ из (3-45) и (3-46), получим:

$$U_y = U_{с.з} k_d \frac{2\Delta f}{\sqrt{2(f_d - f_q)^2 + 2(\Delta f)^2}}. \quad (3-47)$$

Формула (3-47) была выведена в предположении весьма малых значений Δf по сравнению с f_d . Поэтому она правильно представляет лишь начальный участок статической харак-

теристики дискриминатора, лежащей в пределах от f_q до $f_{нап}$. Крутизна начального участка статической характеристики определяется значением производной функции (3-47) при $\Delta f \rightarrow 0$. После необходимых преобразований получим:

$$S_d = \frac{\sqrt{2}}{f_d - f_q}.$$

Из анализа схем, изображенных на фиг. 3-13 и 3-18, следует, что использование кварцевых дискриминаторов позволяет исключить такие элементы, как смеситель и генератор эталонной частоты. При этом номинальное значение рабочей частоты стабилизируемого генератора f_0 получается непосредственно равным f_d . Этот метод имеет тот существенный недостаток, что требует применения большого числа кварцев: на каждую частоту f_0 два кварца. Однако эту же схему можно использовать и в обычном виде, т. е. оба кварца сделать несменяемыми, а на вход дискриминатора подавать колебания разностной частоты

$$f = f_{c.z} - f_{sm}.$$

3-2. Аперидические дискриминаторы

Как было указано выше, основным отличием аперидических дискриминаторов является то, что при их применении в системах ЧАП номинальное значение рабочей частоты f_0 отличается от f_{sm} на частоту f_d , определяемую низкочастотными аперидическими цепями.

Рассмотрим несколько схем аперидических дискриминаторов.

а) Аперидический дискриминатор с цепью $R-C$

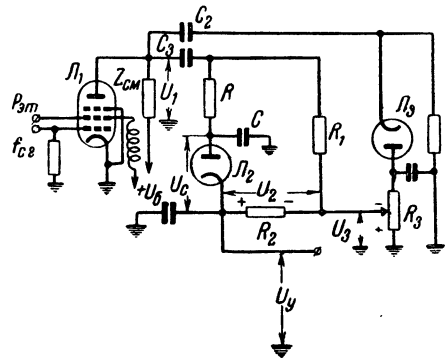
Схема этого аперидического дискриминатора изображена на фиг. 3-20. На вход лампы смесительного каскада L_1 подаются колебания эталонной частоты и стабилизируемого генератора.

Управляющее напряжение U_y на выходе дискриминатора равняется алгебраической сумме напряжений U_2 и U_3 (фиг. 3-20). Постоянное напря-

жение U_2 образуется в результате детектирования диодом L_2 напряжения разностной частоты, снимаемого с анодной нагрузки смесителя. Это напряжение обозначено через U_1 . Величина U_1 рассчитывается на основании соображений, аналогичных приведенным при выводе формулы (3-10), т. е. из равенства

$$U_1 = I_{a.д} Z_{см}, \quad (3-48)$$

где $Z_{см}$ — сопротивление анодной нагрузки смесителя.



Фиг. 3-20. Аперидический дискриминатор с цепью $R-C$.

Величина U_2 будет зависеть от U_c , которое при данных U_1 , R и C определяется значением разностной частоты ω .

Определим из схемы фиг. 3-20 напряжение U_c , приняв, что $R_2 \gg R_1 + R$:

$$U_c = \frac{U_1}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}}.$$

Управляющее напряжение на выходе дискриминатора определяется равенством

$$U_y = \frac{U_1 k_d}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} - U_3, \quad (3-49)$$

где U_3 — постоянное напряжение на сопротивлении R_3 , создаваемое током диода L_3 при подаче на него напряжения разностной частоты.

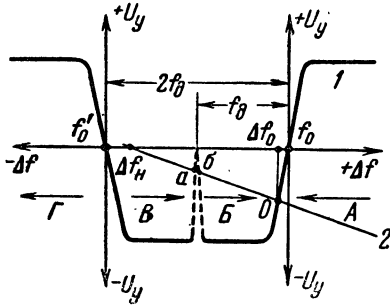
Если частоту дискриминатора выбрать равной f_d , то напряжение U_3 должно иметь такую величину, чтобы при $\omega = \omega_d$ напряжение на выходе ди-

скриминатора $U_y = 0$. Тогда значение U_3 , определенное из (3-49), будет равно:

$$U_3 = \frac{U_1 k_\partial}{\sqrt{1 + (\omega_\partial CR)^2}}.$$

Из последнего равенства может быть рассчитана частота дискриминатора f_∂ :

$$f_\partial = \frac{\sqrt{U_1^2 k_\partial^2 - U_3^2}}{2\pi U_3} \cdot \frac{1}{CR}. \quad (3-50)$$



Фиг. 3-21. Определение полосы схватывания системы ЧАП с аперидическим дискриминатором.

Если учесть, что $\Delta\omega = \omega - \omega_\partial$, то, подставив в (3-49) значение U_3 , получим аналитическую зависимость, выражающую статическую характеристику рассматриваемого типа дискриминатора:

$$U_y = U_1 k_\partial \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 4\pi^2 (f_\partial + \Delta f)^2 R^2 C^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + 4\pi^2 f_\partial^2 R^2 C^2}} \right]. \quad (3-51)$$

Для определения крутизны начального участка статической характеристики следует вычислить значение производной функции (3-51) при $\Delta f \rightarrow 0$. После необходимых преобразований получим:

$$S_\partial = \frac{4\pi^2 R^2 C^2 f_\partial U_1 k_\partial}{(1 + 4\pi^2 R^2 C^2 f_\partial^2)^{3/2}}. \quad (3-52)$$

Так же как и при расчете резонансных дискриминаторов, при выборе S_∂ следует учитывать требуемую величину полосы схватывания. Последняя может быть определена из анализа функции (3-51). Нетрудно понять, что $U_y = 0$ при двух значениях: $\Delta f = 0$ и $\Delta f = -2f_\partial$. Это означает, что суще-

ствуют две частоты колебаний стабилизируемого генератора, отличающиеся друг от друга на $2f_\partial$, при которых управляющее напряжение равняется нулю. Одна из этих частот, определяемая равенством $f_0 = f_{ам} + f_\partial$ ($\Delta f = 0$), является номинальной. Вторую частоту, соответствующую $\Delta f = -2f_\partial$, обозначим f_0' . Для нее будет справедливо равенство $f_0' = f_{ам} - f_\partial$. В начале настоящей главы указывалось, что величины f_∂ в аперидических дискриминаторах выбираются не превышающими нескольких десятков кГц. В результате значение f_∂ оказываются того же порядка, что и величина полосы схватывания Δf_c .

Следует иметь в виду, что наличие двух частот, при которых $U_y = 0$, расположенных в пределах возможных отклонений частоты стабилизируемого генератора от номинального значения, уменьшает полосу схватывания. Для объяснения этого обратимся к фиг. 3-21, на которой приведены две характеристики дискриминатора: одна для частоты f_0 , другая — для f_0' .

Две указанные характеристики расположены симметрично относительно оси $f_{ам}$, в справедливости чего нетрудно убедиться, если входящую в (3-51) сумму $f_\partial + \Delta f$ заменить на $f_{c.2} - f_{ам}$. Поскольку эта разность входит в (3-51) в четной степени, значение U_y будет определяться лишь абсолютной величиной отклонения частоты стабилизируемого генератора от $f_{ам}$.

На фиг. 3-21 стрелки A, B и B' показывают направление изменения разностной частоты под влиянием управляющего элемента при нормальной работе системы ЧАП. При $U_y > 0$ $f_{c.2}$ будет уменьшаться, а при $U_y < 0$ $f_{c.2}$ — увеличиваться. Если расстройка стабилизируемого генератора такова, что его частота окажется меньше f_0' , то появится управляющее напряжение $U_y > 0$, и, следовательно, $f_{c.2}$ будет уменьшаться (стрелка Г на фиг. 3-21), удаляясь от f_0' и от номинальной частоты f_0 . Система ЧАП в этом случае оказывает расстраивающее действие

Таким образом, полоса схватывания системы ЧАП при использовании аперiodического дискриминатора равна:

$$\Delta f_c = 2f_\partial. \quad (3-53)$$

При выводе формулы (3-53) предполагалось, что при значениях Δf , близких к f_∂ , статическая характеристика дискриминатора (кривая 1 на фиг. 3-21) не имеет падающего участка. Однако в рассматриваемой схеме аперiodического дискриминатора при значениях разностной частоты f , близких к нулю, т. е. $\Delta f \approx f_\partial$, напряжения, подаваемые на диоды L_2 и L_3 , уменьшаются из-за наличия разделительных емкостей C_2 и C_3 (фиг. 3-20). В результате статическая характеристика дискриминатора при $\Delta f \approx f_\partial$ приобретает форму, изображенную на фиг. 3-21 пунктирной линией. Если емкости C_2 и C_3 выбраны достаточно большими, то область Δf , охватываемая пунктирными линиями, весьма мала и не оказывает практического влияния на работу автоподстройки. Если же при проектировании схемы ЧАП не удастся устранить влияние этого участка, то следует считаться с наличием точки устойчивого равновесия системы, расположенной на одной из пунктирных линий. На фиг. 3-21 в виде прямой 2 изображена статическая характеристика управляющего элемента для начальной расстройки, равной Δf_n . Эта прямая пересекает характеристику дискриминатора в трех точках O , a и b . Воспользовавшись фиг. 2-5, нетрудно убедиться, что точки O и a являются устойчивыми, а точка b — неустойчивой. Наличие устойчивой точки a может нарушить эффективную работу ЧАП, поскольку приводит к большим значениям остаточной расстройки. Однако, если неустойчивая точка b расположена достаточно близко к точке a , то устойчивость последней практически не сказывается. Это объясняется тем, что при малейших отклонениях частоты стабилизируемого генератора величина Δf , пройдя значение, соответствующее точке b , окажется равной Δf_∂ . Если параметры системы выбраны таким образом, что ширина падающего участка характеристики достаточно для того, чтобы устойчивое равнове-

сие в точке a оказалось физически осуществимым, то полосу схватывания следует ограничить величиной f_∂ .

Таким образом, для обеспечения величины полосы схватывания, определяемой формулой (3-53), необходимо иметь достаточно большие значения разделительных емкостей.

Следует отметить, что наличие двух частот стабилизируемого генератора, при которых $U_y = 0$, не является специфическим свойством рассматриваемого дискриминатора, а присуще всем типам дискриминаторов, имеющих $f_\partial \neq 0$. Для резонансных дискриминаторов, имеющих $f_\partial \gg \Delta f$, это обстоятельство не имеет практического значения, так как допустимые отклонения частоты стабилизируемого генератора, определяемые величиной полосы схватывания [см. (3-19) и (3-33)], много меньше f_∂ . При использовании аперiodических дискриминаторов любого типа наличие частоты f'_0 существенным образом влияет на работу ЧАП, ограничивая полосу схватывания. Это соображение следует иметь в виду при выборе величины f_∂ . Также для всех известных схем аперiodических дискриминаторов справедливы соображения, связанные с необходимостью выбора достаточно больших значений разделительных емкостей.

В дальнейшем изложении параметры системы ЧАП предполагаются выбранными таким образом, что наличие падающего участка в статической характеристике дискриминатора не оказывает практического действия и поэтому полоса схватывания может рассчитываться по формуле (3-53).

Следовательно, при расчетах значений крутизны аперiodических дискриминаторов следует исходить из заданного значения Δf_c .

Подставив в (3-52) значение f_∂ из (3-53), получим:

$$S_\partial = \frac{2\pi^2 R^2 C^2 \Delta f_c U_1 k_\partial}{[1 + \pi^2 R^2 C^2 (\Delta f_c)^2]^{1/2}}. \quad (3-54)$$

Определим, при каком значении параметров обеспечивается максимальное значение S_∂ . Продифференцировав

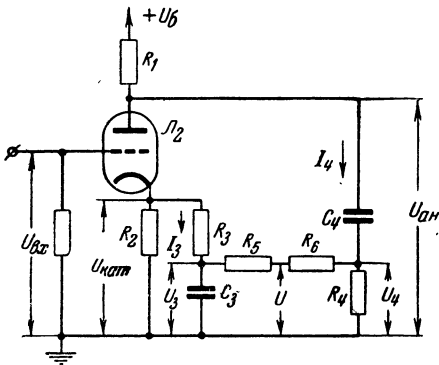
(3-54) по RC и приравняв производную нулю, придем к равенству:

$$RC = \frac{0,45}{\Delta f_c}. \quad (3-55)$$

Подставив (3-55) в (3-54), получим:

$$S_{\partial. макс} = \frac{0,77 U_1 k_{\partial}}{\Delta f_c}. \quad (3-56)$$

Эта формула показывает, что расширение полосы схватывания неизбежно связано с уменьшением крутизны статической характеристики апериодического дискриминатора с цепью R - C .



Фиг. 3-22. Парафазный усилитель с фазовращательной цепью.

Приведем пример расчета по следующим исходным данным:

$$\Delta f_c = 1 \text{ кГц}, \quad U_1 = 10 \text{ в}, \quad k_{\partial} = 0,9.$$

По формуле (3-55) определим значение RC , при котором $S_{\partial} = S_{\partial. макс}$:

$$RC = \frac{0,45}{1 \cdot 10^3} = 45 \cdot 10^{-5} \text{ сек.}$$

По формуле (3-56)

$$S_{\partial. макс} = \frac{0,77 \cdot 10 \cdot 0,9}{10^3} \approx 7 \text{ в/кГц.}$$

б) Апериодический дискриминатор с фазовращательной цепью

Рассмотрим каскад, работа которого лежит в основе действия дискриминатора данного типа. Схема этого каскада, являющегося парафазным усилителем с фазовращательной цепью, приведена на фиг. 3-22. На вход парафазного усилителя подаются колебания разностной частоты с амплитудой $U_{\partial x}$, образующиеся в анодной цепи

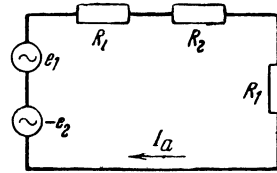
предшествующего смесительного каскада. На вход последнего подаются колебания эталонной частоты и стабилизируемого генератора.

Если не рассматривать действие фазовращательной цепи, то эквивалентную схему парафазного усилителя можно представить в виде, изображенном на фиг. 3-23. На этой фигуре приняты следующие обозначения:

$$e_1 = \mu U_{\partial x}; \quad -e_2 = \mu I_a R_2,$$

где I_a — анодный ток;

μ — коэффициент усиления лампы.



Фиг. 3-23. Эквивалентная схема парафазного усилителя.

Знак „—“ перед e_2 показывает, что напряжение на катоде всегда обратно по своему воздействию напряжению, приложенному к управляющей сетке.

Анодной реакцией в данном случае можно пренебречь, ибо, как будет показано ниже, для нормальной работы анодная нагрузка R_1 должна быть много меньше внутреннего сопротивления лампы R_i . Тогда можно написать соотношение

$$I_a = \frac{\mu U_{\partial x} - \mu I_a R_2}{R_i + R_1 + R_2},$$

откуда

$$I_a = \frac{\mu U_{\partial x}}{R_i + R_1 + R_2(1 + \mu)}.$$

Условимся в дальнейшем коэффициентом повторения такой схемы r называть отношение $\frac{U_{\partial x}}{U_{\partial x}}$, а коэффициентом усиления m — отношение $\frac{U_{\partial x}}{U_{\partial x}}$.

При этом, если принять, что $\mu \gg 1$, то

$$\begin{aligned} m = \frac{U_{\partial x}}{U_{\partial x}} &= \frac{\mu R_1}{R_i + R_1 + R_2(1 + \mu)} = \\ &= \frac{SR_1}{1 + SR_2 + \frac{R_1}{R_i}} \end{aligned}$$

и

$$r = \frac{U_{кат}}{U_{вх}} = \frac{\mu R_2}{R_i + R_1 + R_2(1 + \mu)} = \frac{SR_2}{1 + SR_2 + \frac{R_1}{R_i}},$$

где S — крутизна лампы.Если $R_1 = R_2 = R$, то

$$m = r = \frac{SR}{1 + SR + \frac{R}{R_i}}.$$

Так как обычно $R_i \gg R$ и $SR \gg 1$, то $m = r \approx 1$.

Таким образом, парафазный усилитель дает на выходе два напряжения: $U_{ан}$ и $U_{кат}$, равные по абсолютной величине $U_{вх}$, при этом $U_{вх} = -U_{ан}$, $U_{вх} = U_{кат}$.

На фиг. 3-24 два вектора $\bar{U}_{кат}$ и $\bar{U}_{ан}$ имеют равную величину и направлены в противоположные стороны.

Напряжения $U_{ан}$ и $U_{кат}$ подаются на вход фазовращательной цепи (фиг. 3-22), состоящей из двух звеньев. Каждое из звеньев представляет собой последовательное соединение сопротивления R и емкости C . Полное сопротивление звена: $\bar{Z} = R - j\frac{1}{\omega C}$, следовательно, ток в каждой цепи будет опережать приложенное напряжение на угол, определяемый выражением

$$\varphi = \arctg \frac{1}{\omega CR}.$$

Для того чтобы обе фазовращательные цепи R_3C_3 и R_4C_4 (фиг. 3-22) создавали одинаковый сдвиг фаз протекающего через них тока относительно приложенного напряжения, необходимо, чтобы удовлетворялось равенство

$$R_3C_3 = R_4C_4.$$

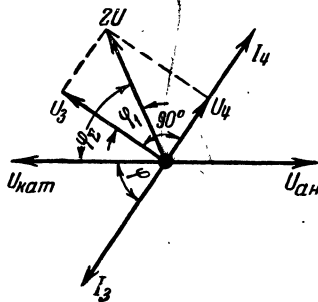
При этом предполагается, что каждое из сопротивлений R_5 и R_6 много больше R_4 .

В этом случае, поскольку приложенные напряжения $U_{кат}$ и $U_{ан}$ находятся в противофазе, токи, протекающие через фазовращательные цепи, также на любой частоте будут противоположно направлены.

Напряжение \bar{U}_3 , снимаемое с емкости, будет отставать от тока через R_3C_3 на 90° , а напряжение \bar{U}_4 , снимаемое с сопротивления, будет в фазе с током через R_4C_4 .

Из рассмотрения фиг. 3-24 нетрудно видеть, что сдвиг фаз между напряжениями \bar{U}_3 и \bar{U}_4 , на любой частоте будет равен 90° .

Приняв, что $R_5 = R_6$, определим напряжение \bar{U} (фиг. 3-22).



Фиг. 3-24. Векторная диаграмма для парафазного усилителя.

Совершив обход по контуру $C_3R_5R_6R_4$, можем написать:

$$-\bar{U}_3 + \bar{U}_{5-6} + \bar{U}_4 = 0,$$

где \bar{U}_3 и \bar{U}_4 — комплексные амплитуды напряжений;

\bar{U}_{5-6} — комплексная амплитуда суммарного напряжения на сопротивлениях R_5 и R_6 .

Искомое напряжение \bar{U} будет равно:

$$\bar{U} = \bar{U}_4 + \frac{\bar{U}_3 - \bar{U}_4}{2} = \frac{\bar{U}_3 + \bar{U}_4}{2}.$$

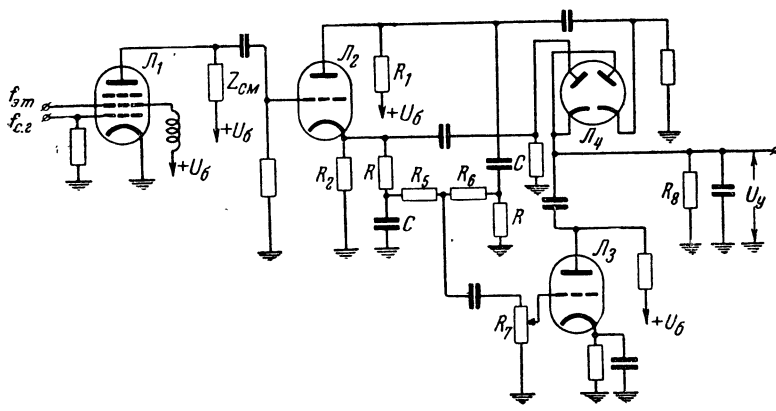
Приняв во внимание, что сдвиг фаз между \bar{U}_3 и \bar{U}_4 равен 90° , получим:

$$|U| = \frac{1}{2} \sqrt{\bar{U}_3^2 + \bar{U}_4^2}. \quad (3-57)$$

При изменении частоты колебаний, поступающих на вход парафазного усилителя, как было показано выше, сдвиг фаз между \bar{U}_3 и \bar{U}_4 , а следовательно и соотношение (3-57) остаются неизменными.

Абсолютные значения \bar{U}_3 и \bar{U}_4 зависят от разности частоты $\omega = \omega_{с.з} - \omega_{эм}$ и определяются следующими соотношениями:

$$|U_3| = \frac{|U_{кат}|}{\sqrt{1 + R_3^2 C_3^2 \omega^2}}; \quad (3-58')$$



Фиг. 3-25. Аперидический дискриминатор с фазовращательной цепью.

$$|U_4| = \frac{|U_{ан}| R_4 C_4 \omega}{\sqrt{1 + R_4^2 C_4^2 \omega^2}}. \quad (3-58'')$$

Если $R_3 = R_4 = R$ и $C_3 = C_4 = C$, то, подставив выражения (3-58'), (3-58'') в (3-57) и приняв во внимание, что $|U_{ан}| = |U_{кат}| = |U_{вх}|$, получим:

$$|U| = \frac{|U_{вх}|}{2}.$$

Таким образом, мы показали, что абсолютная величина напряжения \bar{U} не зависит от частоты и полностью определяется напряжением на входе.

Определим фазовый сдвиг φ_Σ между напряжениями \bar{U} и $\bar{U}_{кат}$. Из фиг. 3-24 видно, что

$$\varphi_\Sigma = (90^\circ - \varphi) + \varphi_1,$$

где

$$\varphi = \arctg \frac{1}{\omega CR},$$

а значение φ_1 найдется из выражений (3-58') и (3-58''):

$$\varphi_1 = \arctg \omega CR. \quad (3-59)$$

Воспользовавшись тригонометрической формулой для тангенса суммы двух углов, получим:

$$\operatorname{tg} \varphi_\Sigma = \frac{2\omega CR}{1 - \omega^2 C^2 R^2}. \quad (3-60)$$

Из выражения (3-60) следует, что:

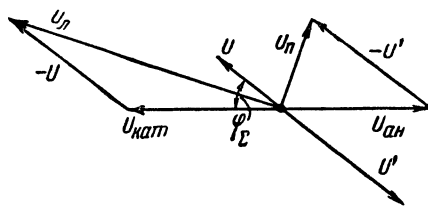
$$\text{при } \omega = \omega_d = \frac{1}{RC} \quad \operatorname{tg} \varphi_\Sigma = \infty; \quad \varphi_\Sigma = 90^\circ;$$

при $\omega \rightarrow \infty \quad \operatorname{tg} \varphi_\Sigma \rightarrow 0; \quad \varphi_\Sigma \rightarrow 180^\circ$, т. е. вектор \bar{U} в этом случае совпадает

с векторами \bar{U}_4 и $\bar{U}_{ан}$, при этом \bar{U}_3 стремится к нулю;

при $\omega \rightarrow 0 \quad \operatorname{tg} \varphi_\Sigma \rightarrow 0; \quad \varphi_\Sigma \rightarrow 0$.

Обратимся к схеме фиг. 3-25. Напряжение на сетку лампы \mathcal{L}_3 снимается с сопротивления R_7 . Лампа \mathcal{L}_3 выполняет две функции: усиление напряжения \bar{U} и поворот фазы этого напряжения на 180° .



Фиг. 3-26. Векторная диаграмма аперидического дискриминатора с фазовращательной цепью.

Рассмотрим работу выходного каскада дискриминатора (двойной диод \mathcal{L}_4). Нагрузкой обоих диодов \mathcal{L}_4 служит одно и то же сопротивление R_8 . Диоды подключены к этому сопротивлению таким образом, что когда проводит левый диод, то напряжение, развиваемое на R_8 , положительно, а когда проводит правый диод, это напряжение отрицательно.

Для упрощения дальнейшего анализа предположим, что усильтельная лампа \mathcal{L}_3 с потенциометром R_7 поставлена в такой режим, при котором на лампу \mathcal{L}_4 подается напряжение \bar{U}' , по абсолютной величине равное $|U_{кат}|$ и $|U_{ан}|$.

На фиг. 3-26 изображена векторная

диаграмма, поясняющая принцип работы выходного каскада дискриминатора. Пусть при некоторой частоте колебаний вектор \bar{U} сдвинут на угол φ_Σ относительно $\bar{U}_{кат}$. Тогда с анодной нагрузки L_3 снимается напряжение U' , повернутое на угол $(180^\circ - \varphi_\Sigma)$ относительно вектора $\bar{U}_{кат}$.

Между анодом и катодом правой и левой половин ламп L_4 действуют напряжения $|U_n|$ и $|U_a|$, величины которых можно определить из выражений

$$|U_n| = \sqrt{U_{ан}^2 + U'^2 - 2U_{ан}U' \cos \varphi_\Sigma};$$

$$|U_a| = \sqrt{U_{кат}^2 + U'^2 + 2U_{кат}U' \cos \varphi_\Sigma}.$$

Если учесть, что по абсолютной величине

$$|U_{ан}| = |U_{кат}| = |U'| = |U_{ex}|,$$

то

$$|U_n| = |U_{ex}| \sqrt{2 - 2 \cos \varphi_\Sigma}; \quad (3-61')$$

$$|U_a| = |U_{ex}| \sqrt{2 + 2 \cos \varphi_\Sigma}. \quad (3-61'')$$

Для постоянного напряжения на выходе дискриминатора U_y можно написать следующее выражение:

$$U_y = (|U_a| - |U_n|) k_\partial,$$

где k_∂ — коэффициент передачи детектора.

Подставив в последнее равенство (3-61') и (3-61''), получим:

$$U_y = |U_{ex}| (\sqrt{2 + 2 \cos \varphi_\Sigma} - \sqrt{2 - 2 \cos \varphi_\Sigma}) k_\partial. \quad (3-62)$$

Из выражения (3-62) следует, что при $\varphi_\Sigma = 90^\circ$, т. е. $\omega_\partial = \frac{1}{RC}$, $U_y = 0$; при $\omega > \omega_\partial$, $\varphi_\Sigma > 90^\circ$, $U_y < 0$; при $\omega < \omega_\partial$, $\varphi_\Sigma < 90^\circ$, $U_y > 0$. Функция $U_y = f(\varphi_\Sigma)$ симметрична относительно точки $\varphi_\Sigma = 90^\circ$, что следует из уравнения (3-62). Если ограничиться расчетом абсолютного значения U_y , не определяя знака управляющего напряжения, то формулу (3-62) можно преобразовать к виду:

$$U_y = 2 |U_{ex}| \sqrt{1 - \sin \varphi_\Sigma} k_\partial.$$

Определим величину

$$\frac{dU_y}{d\varphi_\Sigma} = - \frac{|U_{ex}| \cos \varphi_\Sigma}{\sqrt{1 - \sin \varphi_\Sigma}} k_\partial.$$

В точке $\varphi_\Sigma = 90^\circ$ последнее выражение имеет неопределенное значение вида $\frac{0}{0}$. Для раскрытия неопределенности возведем обе части этого уравнения в квадрат:

$$\left(\frac{dU_y}{d\varphi_\Sigma} \right)^2 = \frac{|U_{ex}|^2 \cos^2 \varphi_\Sigma}{1 - \sin \varphi_\Sigma} k_\partial^2.$$

Произведем теперь раскрытие неопределенности:

$$\begin{aligned} \lim_{\varphi_\Sigma \rightarrow 90^\circ} \left(\frac{dU_y}{d\varphi_\Sigma} \right)^2 &= \\ &= \left(\frac{2 \cos \varphi_\Sigma \sin \varphi_\Sigma |U_{ex}|^2}{\cos \varphi_\Sigma} \right)_{\varphi_\Sigma = 90^\circ} k_\partial^2 = \\ &= 2 |U_{ex}|^2 k_\partial^2 \end{aligned}$$

или

$$\left(\frac{dU_y}{d\varphi_\Sigma} \right)_{\varphi_\Sigma = 90^\circ} = |U_{ex}| \sqrt{2} k_\partial.$$

Однако основной интерес представляет не производная $\frac{dU_y}{d\varphi_\Sigma}$, а крутизна статической характеристики дискриминатора

$$S_\partial = \frac{dU_y}{d(\Delta f)} = 2\pi \frac{dU_y}{d(\Delta \omega)}.$$

Очевидно, что

$$S_\partial = 2\pi \frac{dU_y}{d\varphi_\Sigma} \frac{d\varphi_\Sigma}{d(\Delta \omega)}.$$

Если

$$\Delta \omega \rightarrow 0, \text{ т. е. } \varphi_\Sigma \rightarrow 90^\circ,$$

то

$$S_\partial = 2\pi \sqrt{2} |U_{ex}| \left[\frac{d\varphi_\Sigma}{d(\Delta \omega)} \right]_{\Delta \omega \rightarrow 0}.$$

Следовательно, при прочих равных условиях крутизна S_∂ будет тем выше, чем больше значение $\left[\frac{d\varphi_\Sigma}{d(\Delta \omega)} \right]_{\Delta \omega \rightarrow 0}$.

Введем обозначение

$$\xi = \frac{\Delta \omega}{\omega_\partial}, \quad (3-63)$$

где $\Delta\omega$ — разность между значениями частот ω и ω_∂ .

Выразим отношение $\frac{\omega}{\omega_\partial}$ через ξ :

$$\frac{\omega}{\omega_\partial} = \frac{\omega_\partial + \Delta\omega}{\omega_\partial} = 1 + \xi.$$

Из последнего равенства и (3-60) получим:

$$\varphi_\Sigma = \arctg \frac{2(1+\xi)}{1-(1+\xi)^2}.$$

Значение производной $\frac{d\varphi_\Sigma}{d\xi}$ после некоторых преобразований запишется в виде:

$$\frac{d\varphi_\Sigma}{d\xi} = \frac{2 + 2(1+\xi)^2}{(2\xi + \xi^2)^2 + 4(1+\xi)^2}.$$

При $\Delta\omega \rightarrow 0$ $\xi \rightarrow 0$ и

$$\frac{d\varphi_\Sigma}{d\xi} = 1.$$

Дифференцируя выражение (3-63), получим:

$$d\xi = \frac{1}{\omega_\partial} d(\Delta\omega).$$

Тогда

$$\frac{d\varphi_\Sigma}{d(\Delta\omega)} = \frac{1}{\omega_\partial} \cdot \frac{d\varphi_\Sigma}{d\xi}.$$

В результате получим, что крутизна дискриминатора в начале координат, т. е. при $\Delta\omega \rightarrow 0$, будет равна:

$$S_\partial = \frac{|U_{ax}| \sqrt{2}}{f_\partial} k_\partial.$$

Следовательно чем меньше величина f_∂ и чем больше U_{ax} , тем выше значение крутизны S_∂ и тем эффективнее работа системы ЧАП.

Полоса схватывания системы ЧАП с рассматриваемым типом дискриминатора ограничивается наличием второй частоты, на которой $U_y = 0$. Поэтому формула (3-53) справедлива и для апериодического дискриминатора с фазовращательной цепью, и крутизну следует рассчитывать по формуле

$$S_\partial = \frac{2,8 |U_{ax}|}{\Delta f_c} k_\partial. \quad (3-64)$$

Из приведенного анализа следует, что частота $f_\partial = \frac{1}{2\pi RC}$ определяется

лишь постоянной времени апериодической фазовращательной цепи.

При заданной полосе схватывания величина RC с учетом (3-53) может быть рассчитана по формуле

$$RC = \frac{0,3}{\Delta f_c}. \quad (3-65)$$

Приведем пример расчета дискриминатора с фазовращательной цепью.

Примем за исходные следующие величины $\Delta f_c = 1$ кГц, $U_{ax} = 10$ в, $k_\partial = 0,9$.

Отметим, что величина U_{ax} может делиться, так же как U_1 в дискриминаторе с цепью RC , по формуле (3-48).

Определим величины RC и S_∂ .

В соответствии с формулой (3-65) имеем:

$$RC = \frac{0,3}{10^3} = 30 \cdot 10^{-5} \text{ сек.}$$

Крутизну дискриминатора рассчитываем по формуле (3-64)

$$S_\partial = \frac{2,8 \cdot 10 \cdot 0,9}{10^3} = 25,2 \text{ в/кГц.}$$

Следует отметить, что полученная величина является крутизной лишь начального участка статической характеристики дискриминатора. Воспользовавшись формулами (3-62), (3-63) и (3-64), можно построить статическую характеристику дискриминатора.

в) Апериодический дискриминатор с фильтрами верхних и нижних частот

Перейдем к рассмотрению апериодического дискриминатора с фильтрами верхних и нижних частот, схема которого приведена на фиг. 3-27. В этой схеме в анодных цепях смесителей L_1 и L_2 включены соответственно фильтры верхних частот (ФВЧ) и нижних частот (ФНЧ). Будем считать, что ФНЧ имеет характеристику, изображенную на фиг. 3-28, т. е. пропускает без ослабления колебания с частотами ниже f_1 и практически не пропускает колебания с частотами выше f_1' . Аналогично этому ФВЧ имеет характерные частоты f_2 и f_2' . В дальнейшем при анализе рассматриваемой схемы дискриминатора будем считать, что ФВЧ и ФНЧ не имеют потерь. Расчеты и эксперимент показывают, что реально осуществимые характеристики фильтров можно считать достаточно хорошо совпадающими с теоретическими, вы-

численными по приводимым ниже формулам, не учитывающим потери в элементах фильтра.

Для однозвенных фильтров без потерь вне полосы пропускания существуют следующие формулы, определяющие характеристику затухания:

$$\operatorname{ch} \beta l = 2\xi_H^2 - 1$$

для ФНЧ;

$$\operatorname{ch} \beta l = \frac{2}{\xi_B^2} - 1$$

для ФВЧ,

где $\xi_H = \frac{f}{f_1}$ — относительная расстройка для ФНЧ;

$\xi_B = \frac{f}{f_2}$ — относительная расстройка для ФВЧ;

βl — затухание фильтров.

Напомним, что фильтр эквивалентен участку линии с распределенными постоянными. При согласовании волнового сопротивления фильтра с нагрузкой между напряжением на входе U_1 и на выходе U_2 существует следующее соотношение:

$$\frac{U_1}{U_2} = e^{\beta l}.$$

где β — постоянная затухания;

l — длина эквивалентного участка линии.

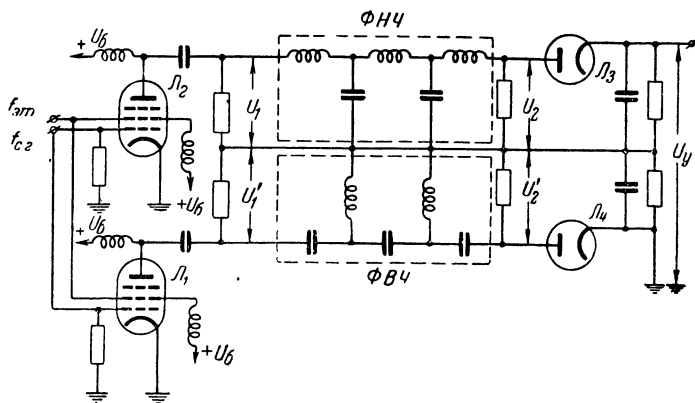
Учтем, что

$$\operatorname{sh} \beta l = \sqrt{\operatorname{ch}^2 \beta l - 1} =$$

$$= 2 \sqrt{\xi_H^4 - \xi_H^2} \text{ для ФНЧ;}$$

$$\operatorname{sh} \beta l = 2 \sqrt{\frac{1}{\xi_B^4} - \frac{1}{\xi_B^2}} \text{ для ФВЧ.}$$

Выразим далее функцию $e^{\beta l}$ через ξ_H и ξ_B . Известно, что



Фиг. 3-27. Апериодический дискриминатор с фильтрами верхних и нижних частот.

для ФНЧ:

$$e^{\beta l} + e^{-\beta l} = 2 \operatorname{ch} \beta l = 4\xi_H^2 - 2;$$

$$e^{\beta l} - e^{-\beta l} = 2 \operatorname{sh} \beta l = 4 \sqrt{\xi_H^4 - \xi_H^2}$$

для ФВЧ:

$$e^{\beta l} + e^{-\beta l} = 2 \operatorname{ch} \beta l = \frac{4}{\xi_B^2} - 2;$$

$$e^{\beta l} - e^{-\beta l} = 2 \operatorname{sh} \beta l = 4 \sqrt{\frac{1}{\xi_B^4} - \frac{1}{\xi_B^2}}$$

откуда следует, что для ФНЧ:

$$e^{\beta l} = 2\xi_H^2 - 1 + 2\xi_H \sqrt{\xi_H^2 - 1}$$

для ФВЧ:

$$e^{\beta l} = \frac{2}{\xi_B^2} - 1 + \frac{2}{\xi_B} \sqrt{\frac{1}{\xi_B^2} - 1}$$

Следовательно, напряжение на выходах фильтров ФНЧ U_2 и ФВЧ U_2' выразится в функции от ξ и входного напряжения U_1 следующим образом:

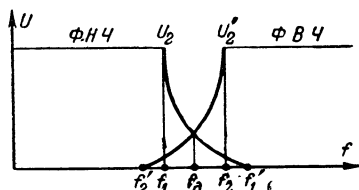
$$U_2 = \frac{U_1}{2\xi_H^2 - 1 + 2\xi_H \sqrt{\xi_H^2 - 1}}, \quad (3-66)$$

$$U_2' = \frac{U_1}{\frac{2}{\xi_B^2} - 1 + \frac{2}{\xi_B} \sqrt{\frac{1}{\xi_B^2} - 1}}. \quad (3-67)$$

Отметим, что выведенные формулы имеют смысл лишь для частот, лежащих вне полосы пропускания, т. е.

при $\xi_H > 1$ для ФНЧ и при $\xi_B < 1$ для ФВЧ.

Работу схемы нетрудно уяснить из рассмотрения фиг. 3-27. Выходы фильтров ФВЧ и ФНЧ подключены к выходному каскаду дискриминатора, собранному на лампах L_4 и L_3 . Диоды L_4 и L_3 включены так же, как и



Фиг. 3-28. Характеристики фильтров апериодического дискриминатора схемы фиг. 3-27.

в рассмотренных выше резонансных дискриминаторах. Если разность между эталонной частотой и частотой стабилизируемого генератора равна f_0 , то оба диода создают на нагрузке равные и обратные по полярности напряжения, при этом управляющее напряжение $U_y = 0$. В том случае, если разность между эталонной частотой и частотой стабилизируемого генератора выше, чем f_0 , ток диода L_4 больше тока диода L_3 и на нагрузке создается управляющее напряжение $U_y < 0$. Если разностная частота ниже f_0 , то, исходя из тех же соображений, получим, что $U_y > 0$. Статическая характеристика дискриминатора (кривая I на фиг. 2-2) может быть построена графически путем вычитания кривых, изображенных на фиг. 3-28.

Из рассмотрения характеристик фильтров (фиг. 3-28) нетрудно заключить, что целесообразно выбирать $f_1 < f_2$, так как в противном случае ($f_2 < f_1$) управляющее напряжение равно нулю в некоторой полосе разностных частот, что приводит к уменьшению средней крутизны начального участка характеристики дискриминатора и соответственно к ухудшению работы автоподстройки.

Управляющее напряжение U_y выражается следующей зависимостью:

$$U_y = (U_2 - U'_2) k_0. \quad (3-68)$$

Для расчетов целесообразно выразить U_y как функцию относительной расстройки ξ . Примем, что величина ξ равна ξ_H , т. е. справедливо следующее равенство:

$$\frac{f}{f_1} = \xi. \quad (3-69)$$

Примем далее обозначение

$$\frac{f_2}{f_1} = a. \quad (3-70)$$

Учитывая (3-69) и (3-70), определим ξ_B :

$$\xi_B = \frac{f}{f_2} = \frac{f}{f_1} \cdot \frac{f_1}{f_2} = \frac{\xi}{a}. \quad (3-71)$$

Подставляя (3-69) и (3-71) в (3-66) и (3-67), на основании (3-68) запишем выражение для $U_y = f(\xi)$ в виде:

$$U_y = U_1 k_0 \left(\frac{1}{2\xi^2 - 1 + 2\xi \sqrt{\xi^2 - 1}} - \frac{1}{\frac{2a^2}{\xi^2} - 1 + \frac{2a}{\xi} \sqrt{\frac{a^2}{\xi^2} - 1}} \right). \quad (3-72)$$

Поскольку в такого рода дискриминаторах $f_2 > f_1$, то $a > 1$.

Формула (3-72) справедлива для значений ξ , лежащих в пределах

$$1 < \xi < a.$$

Однако это ограничение не уменьшает практического значения формулы (3-72), поскольку, как ясно из фиг. 3-28, ею можно пользоваться при расчете начального участка характеристики дискриминатора во всех случаях, когда $f_2 < f_1$.

Частоту $f_0 = \xi_0 f_1$, для которой $U_y = 0$, найдем из равенства $U_2 = U'_2$. Последнее равенство, как явствует из формулы (3-72), будет выполняться при $\frac{a}{\xi_0} = \xi_0$, т. е. $\xi_0 = \sqrt{a}$, следовательно,

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}.$$

Выясним, как влияет величина a на значение производной $\frac{dU_y}{d\xi}$. Для этого продифференцируем выражение (3-72) по ξ , считая U_1 и k_0 постоянными величинами:

$$\frac{dU_y}{d\xi} = U_1 k_\partial \left[\frac{-4\xi - \frac{4\xi^3 - 2\xi}{V\xi^4 - \xi^2}}{(2\xi^2 - 1 + 2\xi V\xi^2 - 1)^2} - \frac{\frac{4a^2}{\xi^3} - \frac{\frac{4a^4}{\xi^5} + \frac{2a^2}{\xi^3}}{V\frac{a^4}{\xi^4} - \frac{a^2}{\xi^2}}}{\left(\frac{2a^2}{\xi^2} - 1 + 2\frac{a}{\xi} V\frac{a^2}{\xi^2} - 1\right)^2} \right]. \quad (3-73)$$

Нас в дальнейшем будет интересовать крутизна характеристики $U_y = f(\xi)$ в точке $\xi = \sqrt{a}$, соответствующей нулю управляющего напряжения.

Подставив в формулу (3-73) $\xi = \xi_\partial = \sqrt{a}$ и произведя простейшие преобразования, получим следующую формулу для $\left(\frac{dU_y}{d\xi}\right)_{\sqrt{a}}$:

$$\left(\frac{dU_y}{d\xi}\right)_{\sqrt{a}} = U_1 k_\partial \times \left[\frac{-8\sqrt{a^2 - a} - 8a + 4}{\sqrt{a-1}(2a-1+2\sqrt{a^2-a})^2} \right]. \quad (3-74)$$

При $a=1$ $\xi_H = \xi_B$ формула (3-74) не имеет смысла, так как она выведена в предположении, что $\xi_H > 1$ и $\xi_B < 1$, т. е. ξ_H никогда не может быть равно ξ_B .

Определим крутизну статической характеристики дискриминатора по формуле

$$S_\partial = \frac{dU_y}{d(\Delta f)} = \frac{dU_y}{d\xi} \cdot \frac{d\xi}{d(\Delta f)}. \quad (3-75)$$

Текущее значение расстройки частоты стабилизируемого генератора относительно номинального значения определяется как

$$\Delta f = f - f_\partial.$$

Учитывая (3-69), а также то, что $\xi_\partial = \sqrt{a} = \frac{f_\partial}{f_1}$, запишем:

$$\Delta f = \xi f_1 - f_1 \sqrt{a}.$$

Тогда для ξ будет справедливо выражение:

$$\xi = \frac{\Delta f}{f_1} + \sqrt{a}. \quad (3-76)$$

Из (3-76) следует, что при $\Delta f \rightarrow 0$ $\xi \rightarrow \xi_\partial$ и, следовательно,

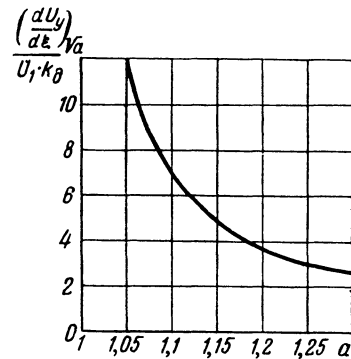
$$\left[\frac{dU_y}{d\xi} \right]_{\Delta f \rightarrow 0} = \left[\frac{dU_y}{d\xi} \right]_{\sqrt{a}}.$$

Из (3-76) имеем:

$$\left[\frac{d\xi}{d(\Delta f)} \right]_{\Delta f \rightarrow 0} = \frac{1}{f_1}.$$

Подставляя последнее выражение в (3-75), получим:

$$S_\partial = \frac{1}{f_1} \left(\frac{dU_y}{d\xi} \right)_{\sqrt{a}}.$$



Фиг. 3-29. Зависимость $\frac{(dU_y/d\xi)_{\sqrt{a}}}{U_1 k_\partial}$ от a .

Воспользовавшись соотношением $f_1 = \frac{f_\partial}{\sqrt{a}}$ и формулой (3-53), найдем выражение для S_∂ :

$$S_\partial = \frac{2\sqrt{a}}{\Delta f_c} \left(\frac{dU_y}{d\xi} \right)_{\sqrt{a}}. \quad (3-77)$$

Для облегчения расчетов по формуле (3-77) на фиг. 3-29 приведена зависимость абсолютной величины $\frac{(dU_y/d\xi)_{\sqrt{a}}}{U_1 k_\partial}$ от параметра a .

Статическая характеристика рассматриваемого типа дискриминатора $U_y = \eta(\Delta f)$ может быть получена из совместного решения (3-72) и (3-76). Из формулы (3-77) и графика фиг. 3-29 следует, что для увеличения S_∂ целесообразно выбирать значение a , возможно более близкое к единице. Однако при этом нужно иметь в виду,

что практически трудно обеспечить постоянство частот f_1 и f_2 . Значения граничных частот полосы пропускания могут изменить свою величину вследствие воздействия различных дестабилизирующих факторов. Это может привести к тому, что частота f_2 станет меньше f_1 и, следовательно, в характеристике дискриминатора появится „площадка“ нулевого управляющего напряжения. Как указывалось выше, это приведет к ухудшению стабильности стабилизируемого генератора.

Поэтому следует рассчитать, насколько могут измениться частоты f_1 и f_2 при отклонении элементов L и C от их номинальных значений; и выбрать величину a таким образом, чтобы она всегда была больше единицы при любых значениях f_1 и f_2 .

При наличии нескольких звеньев в фильтрах ВЧ и НЧ характеристики затухания будут иметь большую крутизну спада на краю полосы пропускания, так как затухание, создаваемое каждым фильтром, будет возводиться в степень, равную числу звеньев n . Тогда формулы для U_2 и U'_2 запишутся в виде:

$$U_2 = \frac{U_1}{(2\xi_H^2 - 1 + 2\xi_H \sqrt{\xi_H^2 - 1})^n};$$

$$U'_2 = \frac{U_1}{\left(\frac{2}{\xi_B^2} - 1 + \frac{2}{\xi_B} \sqrt{\frac{1}{\xi_B^2} - 1}\right)^n}.$$

Нетрудно видеть, что условие $\xi_\partial = \sqrt{a}$ при $U_y = 0$ остается без изменений. Для получения оптимальной величины $\left(\frac{dU_y}{d\xi}\right)_{\sqrt{a}}$ следует выбирать определенное значение n для различных a .

При использовании n звеньев производная $\left(\frac{dU_y}{d\xi}\right)_{\sqrt{a}}$ может быть получена из последних формул аналогично тому, как это было сделано для однозвенных фильтров. Конечный результат запишется в виде:

$$\left(\frac{dU_y}{d\xi}\right)_n =$$

$$= \frac{n}{(2a - 1 + 2\sqrt{a^2 - a})^{n-1}} \left(\frac{dU_y}{d\xi}\right)_{\sqrt{a}},$$

где $\left(\frac{dU_y}{d\xi}\right)_n$ — производная функции $U_y = f(\xi)$ в точке \sqrt{a} при наличии n звеньев.

Множитель при $\left(\frac{dU_y}{d\xi}\right)_{\sqrt{a}}$ в этой формуле определяет увеличение крутизны дискриминатора вследствие использования n звеньев вместо одного звена. Этот выигрыш зависит от величин a и n . Определим, при каком количестве звеньев для данного значения a выигрыш в крутизне оказывается наибольшим.

Обозначим

$$2a - 1 + 2\sqrt{a^2 - a} = A.$$

Тогда

$$\frac{d}{dn} \left(\frac{n}{A^{n-1}} \right) = A^{1-n} - n(\ln A) A^{1-n}.$$

Приравняв последнее равенство нулю, получим:

$$n_{opt} = \frac{1}{\ln A}. \quad (3-78)$$

Приведем пример расчета основных параметров апериодического дискриминатора с фильтрами верхних и нижних частот.

Расчет произведен при следующих исходных данных: $U_1 = 10$ в, $k_\partial = 0,9$, $a = 1,15$, $\Delta f_c = 20$ кГц.

По графику фиг. 3-29 определяем:

$$\left(\frac{dU_y}{d\xi}\right)_{\sqrt{a}} = 5.$$

По формуле (3-78) рассчитываем n_{opt} :

$$n_{opt} = \frac{1}{\ln 2,13} \approx 1.$$

По формуле (3-77) крутизна будет равна:

$$S_\partial = \frac{2\sqrt{1,15} \cdot 5 \cdot 0,9 \cdot 10}{20 \cdot 10^3} = 4,8 \text{ в/кГц}.$$

Частоту дискриминатора определяем по формуле (3-53):

$$f_\partial = \frac{20}{2} = 10 \text{ кГц}.$$

Частоту среза ФНЧ рассчитываем по формуле:

$$f_1 = \frac{f_\partial}{\sqrt{a}} = \frac{10}{\sqrt{1,15}} = 9,4 \text{ кГц}.$$

По формуле (3-70) находим f_2 :

$$f_2 = 1,15 \cdot 9,4 = 10,8 \text{ кГц}.$$

г) Мостиковый апериодический дискриминатор

Рассмотрим схему мостикового апериодического дискриминатора. Принцип действия таких схем прост. Известно, что на частоте, соответствующей балансу моста с реактивными элементами, на одной из диагоналей разность потенциалов равна нулю. При отклонении от частоты баланса на этой диагонали появляется напряжение. Если частоты баланса двух мостов сместить на некоторую величину и выходные напряжения этих мостов подать на диоды, соединенные с нагрузками, как во всех рассмотренных выше схемах дискриминаторов, то на некоторой частоте, лежащей между частотами баланса, оба моста дадут одинаковое напряжение и управляющее напряжение U_y на выходе дискриминатора будет равно нулю. При отклонении от этой частоты в одну сторону один из мостов создаст напряжение большее, чем другой, и управляющее напряжение U_y окажется не равным нулю. При отклонении в обратную сторону знак U_y изменится.

Принципиально любая из мостиковых схем пригодна для использования в дискриминаторах.

Рассмотрим двойную Т-образную цепь, схема которой приведена на фиг. 3-30. Из теории таких схем известно [Л. 17], что частоты баланса, т. е. частоты, при которых выходное напряжение $\bar{U}_2 = 0$ (фиг. 3-30) независимо от напряжения \bar{U}_1 , определяются условиями

$$\omega_1^2 R_1 C_1 C_2 = 2 \text{ и } 2\omega_2^2 R_1 R_2 C_1^2 = 1.$$

Так как баланс рассматриваемой цепи должен быть только на одной частоте, то следует потребовать, чтобы частоты ω_1 и ω_2 были равны:

$$\omega_1 = \omega_2 = \omega_0,$$

откуда следует:

$$\frac{2}{R_1^2 C_1 C_2} = \frac{1}{2R_1 R_2 C_1^2}$$

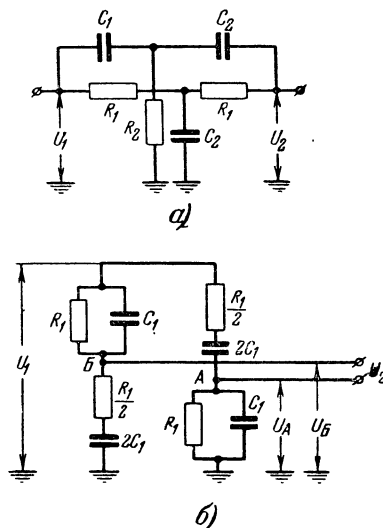
или

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{C_2}{4C_1}.$$

$$\text{Если } R_1 = nR_2, \text{ то } C_1 = \frac{n}{4} C_2.$$

Анализ показывает, что оптимальное соотношение между элементами моста с точки зрения получения максимального значения напряжения \bar{U}_2 при данном отклонении от частоты баланса можно получить при $n=2$, т. е.

$$R_1 = 2R_2 \text{ и } C_1 = \frac{C_2}{2}. \quad (3-79)$$



Фиг. 3-30. Схемы двойной Т-образной цепи. а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема.

На фиг. 3-30,б изображена схема моста, эквивалентная двойной Т-образной цепи при условии выполнения равенств (3-79). В эквивалентности обеих схем можно убедиться, написав условие баланса для схемы моста. При учете соотношений (3-79) частота баланса моста ω_0 может быть определена по формуле

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_1}. \quad (3-80)$$

Выразим зависимость выходного напряжения от расстройки частоты внешней э. д. с. относительно частоты баланса ω_0 . Выходное напряжение \bar{U}_2 определится как разность напряжений в точках А и В (фиг. 3-30,б)

$$\bar{U}_2 = \bar{U}_B - \bar{U}_A.$$

Напишем очевидное соотношение для напряжений \bar{U}_B и \bar{U}_A :

$$\bar{U}_B = \frac{\bar{U}_1 \frac{1}{2} \left(R_1 - j \frac{1}{\omega C_1} \right)^2}{\frac{1}{2} \left(R_1 - j \frac{1}{\omega C_1} \right)^2 - R_1 j \frac{1}{\omega C_1}};$$

$$\bar{U}_A = \frac{-\bar{U}_1 R_1 j \frac{1}{\omega C_1}}{\frac{1}{2} \left(R_1 - j \frac{1}{\omega C_1} \right)^2 - R_1 j \frac{1}{\omega C_1}}.$$

Если обозначить отношение $\frac{\omega}{\omega_0}$ через ξ , то после преобразований легко получить формулу для выходного напряжения \bar{U}_2 :

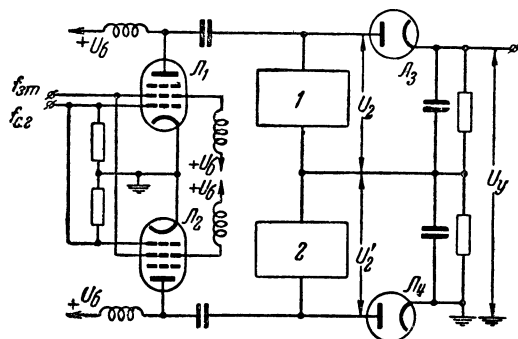
$$\bar{U}_2 = \frac{U_1 (\xi^2 - 1)}{(\xi^2 - 1) - 4j\xi}.$$

Из этой формулы найдем модуль \bar{U}_2 :

$$|U_2| = U_1 \sqrt{\frac{(\xi^2 - 1)^2}{\xi^4 + 14\xi^2 + 1}}.$$

Для различных ξ при $|U_1| = 1$ величина $|U_2| = f(\xi)$ вычислена и результаты представлены в табл. 3-1.

На фиг. 3-31 приведена схема рассматриваемого аperiodического дискриминатора. Лампы L_1 и L_2 смесительные. На электроды этих ламп подаются напряжения эталонной частоты и частоты стабилизируемого



Фиг. 3-31. Схема мостикового аperiodического дискриминатора.

генератора. Напряжение разностной частоты поступает на две Т-образные цепи 1 и 2. Предположим, что одна из цепей 1 имеет частоту баланса f_{01} , а другая 2 $f_{02} = af_{01}$, где $a > 1$. Выходы Т-образных цепей подключены к двум диодам, включенным таким образом, что ток одного диода со-

Таблица 3-1

ξ	0,60	0,62	0,64	0,66	0,68	0,7	0,72	0,74	0,76	0,78	0,8
$\frac{1}{\xi}$	1,667	1,613	1,563	1,515	1,471	1,429	1,389	1,351	1,316	1,282	1,25
$ U_2 $	0,258	0,241	0,225	0,209	0,194	0,179	0,165	0,151	0,138	0,125	0,112
ξ	0,82	0,84	0,86	0,88	0,9	0,92	0,94	0,96	0,98	1	
$\frac{1}{\xi}$	1,220	1,191	1,163	1,136	1,111	1,087	1,064	1,042	1,020	1,00	
$ U_2 $	0,099	0,087	0,075	0,064	0,053	0,042	0,031	0,020	0,010	0	

Нетрудно убедиться, что

$$|U_2(\xi)| = |U_2\left(\frac{1}{\xi}\right)|.$$

Таким образом, значения U_2 , приведенные в табл. 3-1 для значений $\frac{1}{\xi}$ от 1 до 1,667, определяют также величину U_2 для значений ξ от 1 до 1,667.

дает на нагрузке напряжение полярности, обратной создаваемой током другого диода.

Управляющее напряжение будет равно:

$$U_y = (|U_2| - |U'_2|) k_0, \quad (3-81)$$

где U_2 — модуль напряжения, подведенного к диоду L_3 ;

U_2' — модуль напряжения, подводимого к диоду L_4 .

Значения $|U_2|$ и $|U_2'|$ могут быть определены из табл. 3-1. При этом следует помнить, что за величину ξ при расчете $|U_2|$ надо принимать $\xi_H = \frac{f}{f_{01}}$, а при расчете U_2'

$$\xi_B = \frac{f}{f_{02}}.$$

В более удобном для расчетов виде формулу (3-81) можно представить, приняв, как и для аperiodического дискриминатора с фазовращательной цепью, $\xi_H = \xi$. Тогда получим:

$$U_y = |U_1| k_\partial \left[\sqrt{\frac{(\xi^2 - 1)^2}{\xi^4 + 14\xi^2 + 1}} - \sqrt{\frac{\left(\frac{\xi^2}{a^2} - 1\right)^2}{\frac{\xi^4}{a^4} + 14\frac{\xi^2}{a^2} + 1}} \right]. \quad (3-82)$$

Частота $f_\partial = \xi f_{01}$, при которой $U_y = 0$, определится из уравнения

$$\frac{(\xi_\partial^2 - 1)^2}{\xi_\partial^4 + 14\xi_\partial^2 + 1} - \frac{\left(\frac{\xi_\partial^2}{a^2} - 1\right)^2}{\frac{\xi_\partial^4}{a^4} + 14\frac{\xi_\partial^2}{a^2} + 1} = 0.$$

Решение этого уравнения запишется в виде:

$$\xi_\partial = \sqrt{a}, \quad (3-83)$$

или

$$\frac{f_\partial}{f_{01}} = \sqrt{\frac{f_{02}}{f_{01}}}.$$

Отсюда

$$f_\partial = \sqrt{f_{01} f_{02}}.$$

Построение графика $U_y = f(\xi)$ для любых значений a может быть произведено по формуле (3-82) при помощи табл. 3-1.

Учитывая, что в рассматриваемом случае

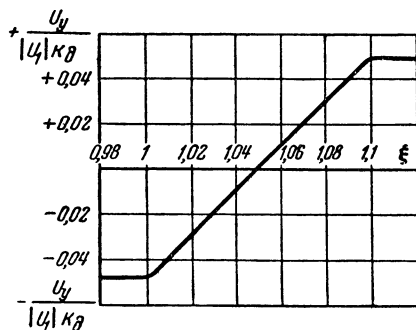
$$\frac{f}{f_{01}} = \xi, \quad (3-84)$$

и принимая во внимание (3-83), составим для ξ выражение, аналогичное (3-76):

$$\xi = \frac{\Delta f}{f_{01}} + \sqrt{a}. \quad (3-85)$$

Поскольку для мостикового аperiodического дискриминатора величина $\xi_\partial = \sqrt{a}$ определяется так же, как и в случае аperiodического дискриминатора с фазовращательной цепью, то, воспользовавшись (3-85); можно прийти к следующему выражению для крутизны S_∂ :

$$S_\partial = \frac{1}{f_{01}} \left(\frac{dU_y}{d\xi} \right)_{V_a}.$$



Фиг. 3-32. Зависимость $\frac{U_y}{|U_1| k_\partial}$ от ξ для мостикового аperiodического дискриминатора.

Воспользовавшись соотношением $f_{01} = \frac{f_\partial}{\sqrt{a}}$ и формулой (3-53), найдем выражение для S_∂ :

$$S_\partial = \frac{2\sqrt{a}}{\Delta f_c} \left(\frac{dU_y}{d\xi} \right)_{V_a}. \quad (3-86)$$

Аналитическое выражение $\left(\frac{dU_y}{d\xi} \right)_{V_a}$ может быть получено из (3-82). Однако вследствие громоздкости этого выражения можно рекомендовать определение величины $\left(\frac{dU_y}{d\xi} \right)_{V_a}$ производить по графикам, построенным для функции $U_y = f(\xi)$.

Аналитическое определение статической характеристики мостикового дискриминатора может быть получено совместным решением (3-82) и (3-85).

Приведем пример расчета основных параметров мостикового аperiodического дискриминатора. Исходные данные для расчета следующие: $U_1 = 10$ в, $k_\partial = 0,9$, $a = 1,1$, $\Delta f_c = = 1$ кГц.

По формуле (3-82) и табл. 3-1 построим график зависимости $\frac{U_y}{|U_1| k_\partial}$ (фиг. 3-32).

Считая начальный участок прямолинейным, определим по этому графику его крутизну,

$$\frac{1}{|U_1| k_d} \left(\frac{dU_y}{d\xi} \right) v_a \approx 1.$$

Подставив величины в формулу (3-86), получим:

$$S_d = \frac{2 \sqrt{1,1 \cdot 10 \cdot 0,9}}{10^3} = 18 \text{ в/кгц}.$$

Значения f_d , f_{01} и f_{02} определяются так же, как и в примере, приведенном на стр. 48.

Величина $R_1 C_1$ определяется по формуле (3-80).

3-3. Дискриминаторы нулевых биений

а) Принцип действия

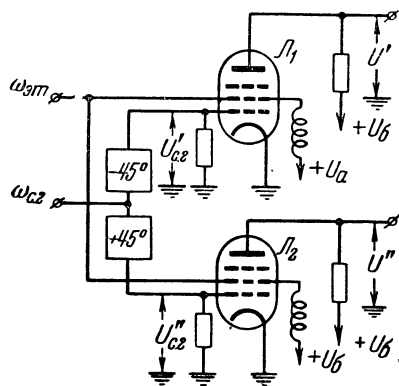
В рассмотренных выше схемах дискриминаторов всегда имелось какое-то конечное значение частоты f_d (высокое или низкое в зависимости от схемы дискриминатора), соответствующее нулю управляющего напряжения, т. е. номинальной частоте стабилизируемого генератора.

Как выше указывалось, существуют схемы, имеющие частоту $f_d = 0$. При анализе такого рода схем, называемых дискриминаторами нулевых биений, существенно новым является вопрос о том, каким образом может быть определен знак расстройки стабилизируемого генератора относительно номинального значения частоты.

Действительно, во всех рассмотренных ранее схемах дискриминаторов судить о знаке расстройки, т. е. о том, увеличилась или уменьшилась частота стабилизируемого генератора по сравнению с номинальным значением, можно было по величине разностной частоты (большей или меньшей f_d).

В дискриминаторах нулевых биений при любых расстройках стабилизируемого генератора разностная частота всегда больше $f_d = 0$, и, следовательно, судить о знаке расстройки по величине разностной частоты невозможно. Иными словами, данное значение разностной частоты может соответствовать двум значениям частоты стабилизируемого генератора, отличающимся от номинала на одну и ту же абсолютную величину. Одна из этих двух частот больше, а другая — меньше номинального значения.

Как уже указывалось, для нормальной работы системы ЧАП дискриминатор должен создавать управляющее напряжение, изменяющее свою полярность при изменении знака расстройки, что дискриминаторами нулевых биений без введения дополнительных устройств не обеспечивается. Поэтому во всех дискриминаторах нулевых биений употребляется косвенный метод определения знака разностной частоты по фазе. Сущность этого метода состоит в следующем.



Фиг. 3-33. Схема соединения смесителей в дискриминаторе нулевых биений.

На два смесителя (фиг. 3-33) L_1 и L_2 подаются колебания двух частот: эталонной и стабилизируемого генератора. Предположим, что в анодной цепи обоих смесителей имеются нагрузки, на которых выделяется напряжение частоты $\pm \omega_{ам} \mp \omega_{сз}$. Любая частота $\omega_{ам} + \omega_{сз}$ значительно больше разностной частоты, и при соответственно выбранной нагрузке напряжение суммарной частоты ничтожно мало.

Напряжение частоты $\omega_{ам}$ подается на оба смесителя синфазно, а напряжение частоты $\omega_{сз}$ подается с фазовым сдвигом 90° , создаваемым двумя фазовращательными цепями (фиг. 3-33 и 3-35).

Можно показать, что сдвиг фаз на 90° по высокой частоте между напряжениями, подаваемыми на оба смесителя, эквивалентен такому же сдвигу между колебаниями разностной частоты в анодных цепях смесителей L_1 и L_2 .

Действительно, пусть на смеситель, имеющий анодно-сеточную характеристику, выражаемую уравнением

$$i_a = I_{a0} + \alpha u + \beta u^2, \quad (3-87)$$

воздействуют два напряжения с частотами $\omega_{эм}$ и $\omega_{с.з.}$; при этом колебания частоты $\omega_{с.з.}$ сдвинуты по фазе на угол φ по отношению к колебаниям частоты $\omega_{эм}$, т. е.

$$u = A \sin \omega_{эм} t + B \sin (\omega_{с.з.} t + \varphi),$$

где A и B — амплитуды подводимых напряжений, приведенные к управляющей сетке.

Подставив выражение для u в формулу (3-87) и производя преобразования, получим составляющие тока комбинационных частот

$$\beta AB \cos [(\omega_{с.з.} - \omega_{эм}) t + \varphi] - \\ - \beta AB \cos [(\omega_{с.з.} + \omega_{эм}) t + \varphi].$$

Следовательно, в дальнейшем фазовый сдвиг по высокой частоте можно

относить к разностной частоте $\Delta\omega = \pm \omega_{с.з.} \mp \omega_{эм}$. Если на смеситель \mathcal{L}_1 подаются напряжения

$$u_{эм} = U_{эм} \sin \omega_{эм} t;$$

$$u'_{с.з.} = U'_{с.з.} \sin \omega_{с.з.} t,$$

а на смеситель \mathcal{L}_2

$$u_{эм} = U_{эм} \sin \omega_{эм} t;$$

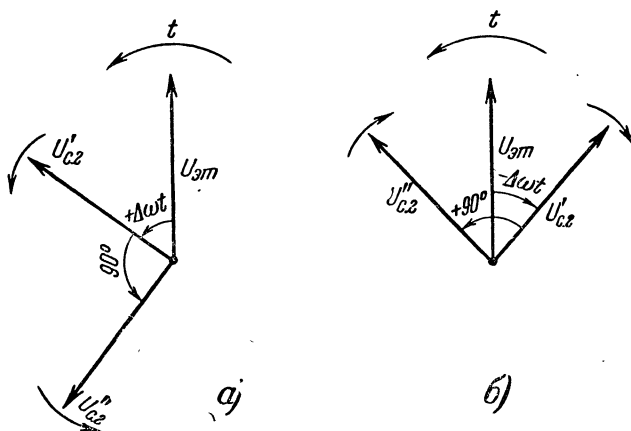
$$u''_{с.з.} = U''_{с.з.} \sin (\omega_{с.з.} t + 90^\circ),$$

то в анодной цепи первого смесителя выделяется напряжение разностной частоты u' , определяемое следующим выражением:

$$u' = U' \sin (\omega_{с.з.} - \omega_{эм}) t = U' \sin \Delta\omega t,$$

а в анодной цепи второго смесителя

$$u'' = U'' \sin [(\omega_{с.з.} - \omega_{эм}) t + 90^\circ] = \\ = U'' \sin (\Delta\omega t + 90^\circ).$$



Фиг. 3-31. Векторные диаграммы для схемы фиг. 3-33.

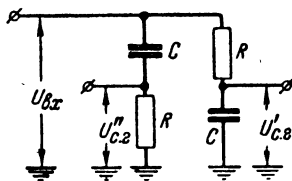
а) $\omega_{с.з.} > \omega_{эм}$; б) $\omega_{с.з.} < \omega_{эм}$.

Характерным свойством таких схем является то, что при наличии постоянного фазового сдвига по высокой частоте между двумя синусоидальными колебаниями $u'_{с.з.}$ и $u''_{с.з.}$ сдвиг по разностной частоте меняется скачком на 180° при изменении знака расстройки.

Рассмотрим выражения для u' и u'' . Пусть $\Delta\omega > 0$, при этом напряжение u'' опережает на 90° напряжение u' . При $\Delta\omega < 0$ напряжение u'' всегда отстает на 90° от u' , так как фазовый сдвиг $+90^\circ$ направлен в сторону, обратную текущему сдвигу фаз $-\Delta\omega t$.

Для уяснения этого принципиально важного вопроса рассмотрим векторную диаграмму для напряжений, действующих в схеме фиг. 3-33. На фиг. 3-34 вектор $\bar{U}_{эм}$ изображает напряжение эталонной частоты. Будем считать, что ось времени вращается против часовой стрелки с угловой скоростью $\omega_{эм}$; тогда вектор $\bar{U}_{эм}$ будет неподвижен. Два вектора $\bar{U}'_{с.з.}$ и $\bar{U}''_{с.з.}$ сдвинуты всегда на $+90^\circ$. Знак этого фазового сдвига будет сохраняться постоянным, ибо он определяется схемой фазовращательной цепи. На фиг. 3-34, а приведен случай, когда $\omega_{с.з.} > \omega_{эм}$, т. е. $\Delta\omega > 0$. При этом векторы $\bar{U}'_{с.з.}$ и $\bar{U}''_{с.з.}$ вращаются против часовой стрелки с угловой скоростью $+\Delta\omega$. В какой-то момент времени t вектор $\bar{U}'_{с.з.}$ опережает $\bar{U}_{эм}$ на угол $+\Delta\omega t$, а вектор $\bar{U}''_{с.з.}$ — на угол $(+\Delta\omega t +$

$+90^\circ$). Рассмотрение векторной диаграммы подтверждает правильность сделанного выше вывода о том, что в данном случае вектор $\bar{U}_{c.z}''$ опережает вектор $\bar{U}_{c.z}'$ на 90° , поскольку фазовый сдвиг, создаваемый фазовращательной цепью, направлен в ту же сторону, что и текущий сдвиг фаз $+\Delta\omega t$.



Фиг. 3-35. Схема фазовращательной цепи.

Подобно этому нетрудно понять (фиг. 3-34,б), что при $\Delta\omega < 0$ вектор $\bar{U}_{c.z}''$ будет отставать от $\bar{U}_{c.z}'$ на 90° .

Отсчет фаз будем производить относительно фазы колебания разностной частоты в анодной цепи смесителя L_1 . Тогда, как следует из вышеизложенного, колебания разностной частоты в анодной цепи смесителя L_2 будут иметь фазовый сдвиг 90° .

Знак фазового сдвига будет определяться знаком $\Delta\omega$, т. е. тем, будет ли частота стабилизируемого генератора больше или меньше своего номинального значения, совпадающего в такого рода дискриминаторах со значением эталонной частоты. Следовательно, при переходе величины $\Delta\omega$ через нуль фазовый сдвиг между колебаниями разностной частоты меняется скачком с $+90^\circ$ на -90° (или наоборот), т. е. на 180° .

б) Выбор схемы и элементов фазовращательной цепи

Приведенная на фиг. 3-35 фазовращательная цепь не является единственной схемой, дающей поворот фазы на 90° . Однако в применении к рассматриваемой задаче, как правило, используется именно эта схема. Последнее объясняется главным образом простотой входящих в нее элементов.

Выше, при рассмотрении низкочастотных дискриминаторов, были приведены формулы для напряжений, снимаемых с фазовращательной цепи (U_3 и U_4 на фиг. 3-22). В применении к схеме дискриминатора нулевых биений (фиг. 3-33) $\bar{U}_{\delta x}$ — напряжение, подаваемое на фазовращательную цепь от стабилизируемого генератора, $\bar{U}_{c.z}'$ и $\bar{U}_{c.z}''$ — напряжения, подаваемые на смесители L_1 и L_2 .

Зависимость напряжений $|U_{c.z}'|$ и $|U_{c.z}''|$ от частоты $\omega_{c.z}$ может быть определена при помощи формул (3-58') и (3-58''). Приняв обозначение $\omega_0 = \frac{1}{RC}$, получим:

$$|U_{c.z}''| = \frac{|U_{\delta x}| \frac{\omega_{c.z}}{\omega_0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{c.z}}{\omega_0}\right)^2}};$$

$$|U_{c.z}'| = \frac{|U_{\delta x}|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{c.z}}{\omega_0}\right)^2}}.$$

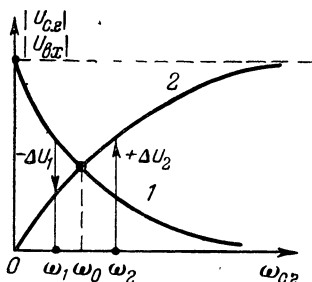
На фиг. 3-36 изображены кривые, соответствующие закону изменения напряжений $|U_{c.z}'|$ (кривая 1) и $|U_{c.z}''|$ (кривая 2) в зависимости от частоты.

Как видно из фиг. 3-36, при достаточных изменениях частоты стабилизируемого генератора напряжения $|U_{c.z}'|$ и $|U_{c.z}''|$ могут приобретать весьма малые значения, при которых нормальная работа смесителей и последующих каскадов невозможна. Для оценки изменения амплитуд $|U_{c.z}'|$ и $|U_{c.z}''|$ в диапазоне частот целесообразно вычислить функцию

$$\Delta U = |U_{c.z}''| - |U_{c.z}'| = |U_{\delta x}| \times \left\{ \frac{\frac{\omega_{c.z}}{\omega_0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{c.z}}{\omega_0}\right)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{c.z}}{\omega_0}\right)^2}} \right\} \quad (3-88)$$

Действительно, следует считать, что смесители L_1 и L_2 работают примерно в одинаковых условиях, поэтому подводимые к ним напряжения должны быть равны по величине и соответствовать оптимальному режиму работы. Как видно из фиг. 3-36, равенство напряжений $|U'_{c.z}|$ и $|U''_{c.z}|$ возможно лишь в одной точке, соответствующей $\omega = \omega_0$, при этом

$$|U'_{c.z}| = |U''_{c.z}| = \frac{|U_{ex}|}{\sqrt{2}} \quad \text{и} \quad \Delta U = 0.$$



Фиг. 3-36. Зависимость $U'_{c.z}$ и $U''_{c.z}$ от частоты для схемы фиг. 3-35.

Таким образом, требование наименьшего отклонения ΔU от нулевого значения в диапазоне частот обеспечивает сохранение оптимального режима работы смесителей. Следовательно, необходимо определить условия, при выполнении которых в диапазоне частот стабилизируемого генератора функция $\Delta U = f(\omega)$ [см. формулу (3-88)] будет наименьшим образом отличаться от функции $\Delta U = 0$.

Воспользуемся теоремой Чебышева о наилучшем приближении, которая в применении к данному случаю гласит:

если в замкнутом интервале оси ω действительная непрерывная функция $\Delta U = 0$ аппроксимируется другой непрерывной функцией $\Delta U = f(\omega)$, то можно подобрать параметры так, чтобы максимальное отклонение второй функции от первой в заданном интервале было наименьшим. В этом случае максимальные отклонения должны быть равны по абсолютной величине и чередоваться по знаку.

Противоположность знаков максимальных отклонений возможна лишь в том случае, если частота, при ко-

торой $|U'_{c.z}| = |U''_{c.z}|$ лежит внутри замкнутого интервала, т. е. частота ω_0 должна лежать внутри диапазона частот стабилизируемого генератора.

Обозначим:

ω_1 — низшая частота диапазона;

ω_2 — высшая частота диапазона;

ΔU_1 — значение функции ΔU на частоте ω_1 ;

ΔU_2 — значение функции ΔU на частоте ω_2 .

Как следует из теоремы Чебышева, для наилучшего приближения функций нужно, чтобы

$$\Delta U_1 = -\Delta U_2. \quad (3-89)$$

Противоположность знаков ΔU_1 и ΔU_2 обеспечивается расположением частоты ω_0 внутри диапазона частот.

Подставив в формулу (3-89) значения ΔU_1 и ΔU_2 из формулы (3-88), получим:

$$\frac{\frac{\omega_1}{\omega_0} - 1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_1}{\omega_0}\right)^2}} = - \frac{\frac{\omega_2}{\omega_0} - 1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_2}{\omega_0}\right)^2}}.$$

Если решить это уравнение относительно ω_0 , получим:

$$\omega_0 = \omega_1 \sqrt{1 + \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1}} = \sqrt{\omega_1 \omega_2}. \quad (3-90)$$

Соотношение (3-90) позволяет определить ω_0 при заданных значениях ω_1 и ω_2 , т. е. рассчитать элементы фазовращательной цепи.

в) Схемы дискриминаторов нулевых биений

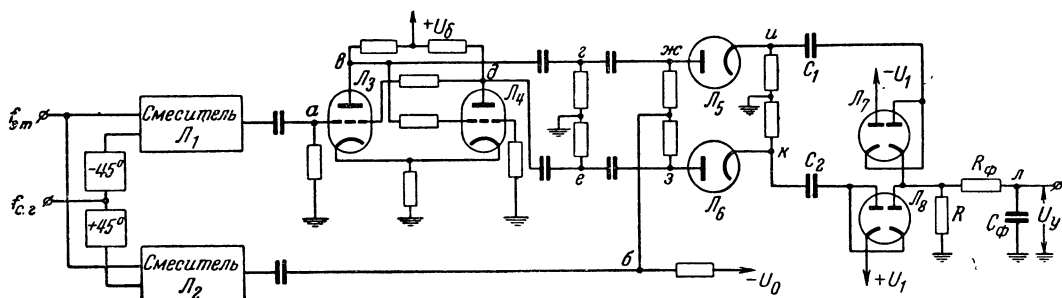
Рассмотрим две конкретные схемы дискриминаторов нулевых биений.

На фиг. 3-37 изображена первая схема такого дискриминатора.

Рассмотрим процессы, происходящие в этой схеме.

На смесители L_1 и L_2 подаются колебания двух частот: эталонной синфазно на оба смесителя и стабилизируемого генератора со сдвигом фаз на 90° .

На фиг. 3-38 приведены формы напряжений в различных точках схемы фиг. 3-37, причем фиг. 3-38,а соответствует напряжению в точке а, а фиг. 3-38,б — в точке б и т. д.



Фиг. 3-37. Первая схема дискриминатора нулевых биений.

В соответствии с вышесказанным, если принять условно фазу колебаний в анодной цепи смесителя L_1 (фиг. 3-38, а) за начало отсчета, то фаза колебаний в смесителе L_2 (фиг. 3-38, б) опережает или отстает на 90° от фазы колебаний в смесителе L_1 в зависимости от соотношения частот $f_{\text{эт}}$ и $f_{c.2}$. Колебания с выхода смесителя L_1 подаются на реостатную спусковую схему (L_3 и L_4).

Необходимым условием нормальной работы реостатной спусковой схемы является удовлетворение неравенства

$$k_1 k_2 > 1,$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты усиления ламп L_3 и L_4 .

В этом случае сколь угодно малая разница в величинах анодных токов ламп L_3 и L_4 вызовет лавинообразный процесс и в схеме установится такое состояние равновесия, при котором лампа, проводившая больший ток, будет отперта, а другая лампа — заперта.

Если условно принять, что отперта лампа L_3 , а заперта L_4 , то на аноде L_3 установится напряжение, меньшее U_6 на величину падения напряжения в анодной нагрузке, а на аноде лампы L_4 напряжение, равное U_6 . В таком состоянии реостатная спусковая схема может находиться сколь угодно долго, до тех пор, пока она не будет выведена из равновесия какой-нибудь внешней э. д. с. В данном случае такой э. д. с. является напряжение разностной частоты, подаваемое с анода смесителя L_1 .

В момент, когда под влиянием внешнего напряжения лампа L_3 за-

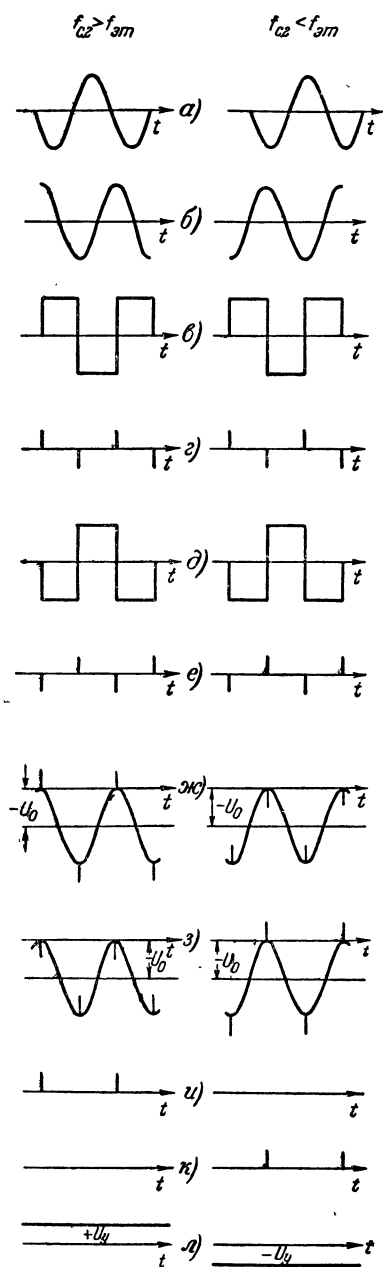
прется, лампа L_4 начнет проводить ток. Этот процесс „опрокидывания“ происходит почти мгновенно, как и во всех спусковых схемах. В таком состоянии схема будет находиться до тех пор, пока внешнее напряжение не уменьшится по абсолютному значению до величины, при которой лампа L_3 опять отперется. При этом схема почти мгновенно „опрокинется“ в состояние, при котором лампа L_3 проводит ток, а лампа L_4 заперта. Если выбрать режим реостатной спусковой схемы таким образом, чтобы длительность импульсов анодных токов ламп L_3 и L_4 была равна половине периода внешнего напряжения, то в точках в и д диаграммы напряжений будут соответствовать фиг. 3-38, в и д. Эти напряжения имеют почти прямоугольную форму и сдвинуты одно относительно другого на 180° .

С выхода реостатной спусковой схемы колебания подаются на дифференцирующую цепь. В связи с тем, что на вход лампы L_3 поступает напряжение только с одного смесителя, на выходе реостатной спусковой схемы вне зависимости от знака расстройки образуются прямоугольные импульсы напряжений одного и того же вида.

Назначением дифференцирующей цепи является преобразование негармонических колебаний с высокой крутизной фронтов нарастания и спада в остроконечные кратковременные импульсы. Напряжение на выходе дифференцирующей цепи (фиг. 3-39)

$$u_{\text{вых}} = iR = \frac{du_c}{dt} RC,$$

где u_c — напряжение на конденсаторе C .



Фиг. 3-38. Формы напряжений в различных точках схемы фиг. 3-37.

С другой стороны,

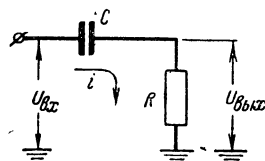
$$u_c = u_{ex} - u_{вых}.$$

Если $u_{вых} \ll u_{ex}$, т. е. RC весьма мало, то $u_c \approx u_{ex}$ и

$$u_{вых} \approx RC \frac{du_{ex}}{dt}. \quad (3-91)$$

Из приведенных выкладок следует, что чем меньше постоянная времени

RC , тем точнее напряжение на выходе дифференцирующей цепи соответствует производной по времени от напряжения на входе. Поскольку входное напряжение представляет собой колебания, близкие к прямоугольным, то в результате дифференцирования будут получаться остроконечные импульсы малой длительности. При этом необходимо, чтобы постоянная вре-



Фиг. 3-39. Схема дифференцирующей цепи.

мени RC была много меньше полупериода колебаний, снимаемых с реостатной спусковой схемы, т. е. разряд конденсатора должен закончиться до поступления следующего импульса.

За дифференцирующей цепью следует каскад, состоящий из двух диодов L_5 и L_6 . На аноды этих диодов подается некоторое отрицательное смещение $-U_0$, равное приблизительно амплитуде напряжения, снимаемого со смесителя L_2 . Последнее также подается на оба диода L_5 и L_6 синфазно. В отсутствие импульсов, поступающих с дифференцирующей цепи, ни одна из ламп диодного каскада не проводит, ибо оказывается запертой отрицательным смещением (фиг. 3-38, ж и з).

Из рассмотрения фиг. 3-38, ж и з следует, что на анодах диодов L_5 и L_6 происходит суммирование трех напряжений, поступающих с дифференцирующей цепи, с анода смесителя L_2 и отрицательного смещения. В зависимости от знака расстройки проводящим оказывается тот или иной диод, причем на выходе проводящего диода напряжение имеет ту же форму остроконечных импульсов, что и после дифференцирующей цепи (фиг. 3-38, и и к).

Рассмотрение процесса образования напряжений в схеме фиг. 3-37 показывает, что на выходе диодного каскада в зависимости от знака рас-

стройки появляются либо в точке $и$, либо в точке $к$ импульсы напряжений, описываемые уравнением (3-91) и следующие с частотой повторения, равной разностной частоте.

На выходе дискриминатора после диодного каскада должен быть элемент, создающий управляющее напряжение. Последнее должно менять полярность в зависимости от того, с какой точки схемы ($и$ или $к$) поступают импульсы напряжения. По абсолютному значению управляющее напряжение, создаваемое этим выходным устройством, должно расти при увеличении (в определенных пределах) разностной частоты. Это выходное устройство состоит из двух ламп $Л_7$ и $Л_8$. Анализ схемы показывает, что на нагрузке R создается напряжение от тока заряда конденсатора C_1 через правый диод $Л_7$ или за счет тока разряда конденсатора C_2 через правый диод $Л_8$. Направления этих токов взаимно противоположны, поэтому они создают управляющие напряжения разной полярности. Ток разряда емкости C_1 проходит через левый диод $Л_7$, а ток заряда C_2 — через левый диод $Л_8$. На аноды и катоды левых диодов $Л_7$ и $Л_8$ подаются равные запирающие потенциалы для того, чтобы диоды, не работающие при данном знаке разностной частоты, не шунтировали нагрузку выходного устройства. Для нормальной работы схемы амплитуда приходящих импульсов должна, разумеется, превышать этот запирающий потенциал.

Таким образом, в зависимости от знака расстройки рассматриваемый дискриминатор дает различные знаки управляющего напряжения (фиг. 3-38). Рассмотрим, как изменяется управляющее напряжение при изменении разностной частоты, т. е. каков вид статической характеристики дискриминатора.

На выходное устройство подаются импульсы напряжения с выхода диодного каскада. На выходе дискриминатора после сглаживания пульсаций фильтром $R_\phi C_\phi$ образуется управляющее напряжение. Значение этого управляющего напряжения U_y может быть найдено, исходя из того, что в установившемся режиме изменение

заряда на конденсаторе C_ϕ за время действия импульса должно быть равно изменению заряда во время интервала между импульсами, т. е.

$$|\Delta Q_{зар}| = |\Delta Q_{разр}|,$$

где $|\Delta Q_{зар}|$ — абсолютная величина приращения заряда на конденсаторе в течение времени действия импульса;

$|\Delta Q_{разр}|$ — абсолютная величина уменьшения заряда в интервале между импульсами, т. е. при разряде конденсатора.

При неизменной емкости последнее выражение эквивалентно следующему равенству:

$$|\Delta U_{зар}| = |\Delta U_{разр}|,$$

где $|\Delta U_{зар}|$ и $|\Delta U_{разр}|$ — изменения напряжений на конденсаторе во время заряда и разряда соответственно.

Для определения интересующей нас зависимости $U_y = \eta(\Delta f)$ сделаем следующие упрощающие предположения:

1. Форма импульсов на нагрузочном сопротивлении R прямоугольная, причем длительность их как во время заряда конденсатора C_1 , так и во время разряда конденсатора C_2 равна t_u , а период следования $T = \frac{1}{\Delta f}$.

2. Сопротивление $R_\phi \gg R$, т. е. подключение фильтра, не влияет на форму импульсов напряжения на нагрузочном сопротивлении.

3. Постоянная времени заряда τ , равная в этой схеме постоянной времени разряда, много больше величин t_u и T , т. е.

$$\tau \gg t_u \text{ и } \tau \gg T.$$

Если обозначить амплитуду импульсов через A и считать, что в момент t_0 на конденсаторе имеется какое-то напряжение U_0 , то к концу импульса указанное напряжение станет равным U_1 и определится из следующего соотношения:

$$U_1 = U_0 + (A - U_0)(1 - e^{-\frac{t_u}{\tau}}).$$

Тогда абсолютное значение увеличения напряжения за время заряда определится как

$$|\Delta U_{зар}| = |U_1 - U_0| = \\ = (A - U_0) \left(1 - e^{-\frac{t_u}{\tau}}\right).$$

После окончания импульса начнется разряд конденсатора, и к началу следующего импульса напряжение на нем станет равным U_2 . При этом величина U_2 равна:

$$U_2 = U_1 e^{-\frac{T-t_u}{\tau}}.$$

Тогда абсолютное значение уменьшения напряжения за время разряда определится так:

$$|\Delta U_{разр}| = |U_2 - U_1| = U_1 \left(1 - e^{-\frac{T-t_u}{\tau}}\right).$$

Управляющее напряжение U_y будет равняться значению U_0 в установившемся режиме. В соответствии с приведенными выше равенствами U_y определится из выражения:

$$[U_y + (A - U_y) \left(1 - e^{-\frac{t_u}{\tau}}\right)] \left(1 - e^{-\frac{T-t_u}{\tau}}\right) = \\ = (A - U_y) \left(1 - e^{-\frac{t_u}{\tau}}\right).$$

Произведя несложные преобразования, получим следующее выражение для U_y :

$$U_y = A \frac{e^{\frac{t_u}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1}.$$

Воспользовавшись разложением показательной функции в ряд по степеням аргумента и пренебрегая вследствие малости всеми членами ряда выше линейного, получим:

$$U_y = A \frac{t_u}{T} = A t_u \Delta f. \quad (3-92)$$

При выводе последней формулы длительность импульса предполагалась неизменной для различных значений периода T . Это предположение справедливо, однако, лишь для на-

чального участка характеристики дискриминатора, когда $T \gg t_u$. В действительности уменьшение T приводит к уменьшению длительности импульса. Поэтому зависимость между U_y и Δf становится более сложной, но из физических соображений ясно, что с увеличением Δf напряжение U_y увеличивается, в пределе стремясь к A — величине амплитуды импульсов.

В результате характеристика дискриминатора для рассматриваемого случая приобретает вид, подобный кривой 1 на фиг. 2-2.

Однако это подобие сохраняется лишь в ограниченных пределах изменения Δf , при которых величина RC остается меньше полупериода колебаний разностной частоты. При нарушении этого условия в дифференцирующей цепи не будет происходить необходимого укорочения длительности импульсов, что приведет к одновременной проводимости обоих диодов диодного каскада. При этом независимо от знака расстройки (при больших ее значениях) импульсы будут одновременно поступать как в точку u , так и в точку k (фиг. 3-37). В результате через нагрузку R будут одновременно протекать противоположно направленные токи, отчего напряжение на выходе дискриминатора уменьшится. Следовательно, статическая характеристика дискриминатора нулевых биений при достаточно больших значениях Δf имеет падающий участок.

Крутизна дискриминатора может рассчитываться по формуле (3-92), приведенной к виду:

$$S_\partial = \frac{U_y}{\Delta f} = A t_u. \quad (3-93)$$

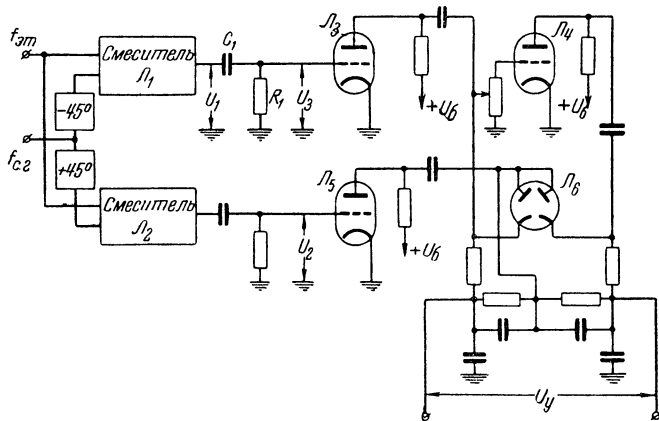
Приведем численный пример.

Если амплитуда импульса $A = 50$ в и длительность импульса $t_u = 0,5$ мсек, то

$$S_\partial = 50 \cdot 0,5 = 25 \text{ в/кГц}.$$

Рассмотрим дискриминатор нулевых биений (фиг. 3-40), предложенный М. Г. Марголиным [Л. 12].

На входе дискриминатора установлены два смесителя (J_1 и J_2), задачами которых является создание напряжений разностной частоты, сдвинутых



Фиг. 3-40. Вторая схема дискриминатора нулевых биений.

по фазе на 90° . Напряжения частоты $f_{с.г}$ и $f_{ам}$ подаются на смесители: одно синфазно, другое со сдвигом на 90° . При этом, как было показано выше, знак фазового сдвига между напряжениями разностной частоты на анодных нагрузках смесителей $Л_1$ и $Л_2$ определяется соотношением между частотами $f_{с.г}$ и $f_{ам}$. С анода смесителя $Л_2$ напряжение разностной частоты подается на усилитель разностной частоты без изменения фазы, а с анода смесителя $Л_1$ — через фазовращательную цепь C_1R_1 . Таким образом, к фазовому сдвигу по разностной частоте добавляется фазовый сдвиг, создаваемый цепью C_1R_1 . В том случае, если цепь C_1R_1 дает сдвиг фаз на $+90^\circ$, напряжения на управляющих сетках $Л_3$ и $Л_5$ будут сдвинуты по фазе на 0 или 180° в зависимости от соотношения между частотами $f_{с.г}$ и $f_{ам}$.

Следует заметить, что цепь C_1R_1 дает фазовый сдвиг, близкий к $+90^\circ$, только при условии, что период разностной частоты много больше постоянной времени C_1R_1 .

Проследим вначале процессы, происходящие в дискриминаторе для разностных частот, удовлетворяющих этому условию. Каскад на лампе $Л_4$, не изменяя величины поступающего на сетку напряжения, сдвигает его фазу на 180° . Величина управляющего напряжения на выходе дискриминатора будет определяться двумя факторами: первый из них — это величины напряжений, подводимых к выходному ка-

скаду дискриминатора, и второй — фазовый сдвиг между ними.

При значениях разностной частоты, близких к нулю, напряжение, поступающее на выходной каскад дискриминатора от лампы $Л_5$, значительно превышает напряжения, поступающие с анодов ламп $Л_3$ и $Л_4$. В этом случае левый и правый диоды выходного каскада проводят одинаковые токи и управляющее напряжение равняется

нулю. При увеличении разностной частоты напряжение на сетке лампы $Л_3$ будет возрастать за счет уменьшения реактивного сопротивления конденсатора C_1 . Для случая, когда результирующий фазовый сдвиг равен 180° , рост напряжения приведет к тому, что ток через правый диод увеличится, а через левый — уменьшится. В результате возрастает управляющее напряжение. При фазовом сдвиге 0° , т. е. при ином соотношении между $f_{с.г}$ и $f_{ам}$, увеличится ток через левый диод и уменьшится через правый, в результате чего образуется управляющее напряжение противоположной полярности.

Однако можно прийти к неправильным выводам о работе рассматриваемого типа дискриминатора, если не учитывать того факта, что цепь C_1R_1 создает фазовый сдвиг, близкий к 90° , лишь в ограниченной полосе разностных частот. При увеличении разностной частоты сверх указанного предела фазовый сдвиг между колебаниями, поступающими на выходной каскад дискриминатора, будет отличаться от нуля или 180° , и управляющее напряжение при этом будет падать. С ростом разностной частоты этот фазовый сдвиг будет приближаться к 90° , так как цепь C_1R_1 почти не будет создавать дополнительного сдвига. Как было показано для апериодического дискриминатора с фазовращательной цепью, управляющее напряжение в этом случае будет также стремиться к нулю.

Ниже приводится вывод зависимости управляющего напряжения от разностной частоты. Примем обозначения:

\bar{U}_1 — напряжение разностной частоты на аноде смесителя L_1 ;

\bar{U}_2 — напряжение разностной частоты на управляющей сетке усилителя L_5 , сдвинутое на 90° относительно \bar{U}_1 , т. е. $\bar{U}_2 = j\bar{U}_1$;

\bar{U}_3 — напряжение на сетке усилителя L_3 после фазовращательной цепи;

k — коэффициент усиления каскадов на лампах L_3 и L_5 ;

$\Delta\omega$ — разностная частота;

$\tau = R_1 C_1$.

Определим напряжения, приложенные к диодам лампы L_6 .

Из рассмотрения фазовращательной цепи $R_1 C_1$ нетрудно написать выражение для \bar{U}_3 :

$$\bar{U}_3 = \frac{\bar{U}_1 \Delta\omega\tau}{1 + (\Delta\omega\tau)^2} (\Delta\omega\tau + j).$$

Векторная диаграмма, характеризующая работу данного типа дискриминатора, изображена на фиг. 3-41. Она построена в предположении, что фазовый сдвиг φ между напряжениями \bar{U}_2 и \bar{U}_3 меньше 90° . Напряжение разностной частоты, приложенное к левому диоду, равно:

$$\bar{U}_L = jk\bar{U}_1 + k\bar{U}_3 = k\bar{U}_1 \left\{ \frac{(\Delta\omega\tau)^2}{1 + (\Delta\omega\tau)^2} + j \left[1 + \frac{\Delta\omega\tau}{1 + (\Delta\omega\tau)^2} \right] \right\}. \quad (3-94')$$

Напряжение, приложенное к правому диоду, определится выражением

$$\bar{U}_H = jk\bar{U}_1 - k\bar{U}_3 = k\bar{U}_1 \left\{ \frac{(-\Delta\omega\tau)^2}{1 + (\Delta\omega\tau)^2} + j \left[1 - \frac{\Delta\omega\tau}{1 + (\Delta\omega\tau)^2} \right] \right\}. \quad (3-94'')$$

Управляющее напряжение U_y , как и ранее, определится разностью $|U_L|$ и $|U_H|$ в соответствии с выражением

$$U_y = (|U_L| - |U_H|) k_\partial.$$

Подставив сюда выражения (3-94') и (3-94''), после преобразований получим:

$$U_y = k|U_1| k_\partial \times \left\{ \sqrt{\frac{2(\Delta\omega\tau)^4 + 3(\Delta\omega\tau)^2 + 1}{[1 + (\Delta\omega\tau)^2]^2}} + \frac{2\Delta\omega\tau}{1 + (\Delta\omega\tau)^2} - \sqrt{\frac{2(\Delta\omega\tau)^4 + 3(\Delta\omega\tau)^2 + 1}{[1 + (\Delta\omega\tau)^2]^2}} - \frac{2\Delta\omega\tau}{1 + (\Delta\omega\tau)^2} \right\}. \quad (3-95)$$

При малом значении разностной частоты ($\Delta\omega\tau \ll 1$) управляющее напряжение пропорционально разностной частоте:

$$U_y = 2k|U_1| k_\partial \Delta\omega\tau. \quad (3-96)$$

При высоких значениях разностной частоты ($\Delta\omega\tau \gg 1$)

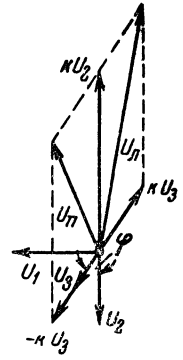
$$U_y = \frac{\sqrt{2}k|U_1| k_\partial}{\Delta\omega\tau}, \quad (3-97)$$

т. е. с ростом $\Delta\omega$ управляющее напряжение уменьшается. Максимальное значение U_y получается при $\Delta\omega\tau = 1$:

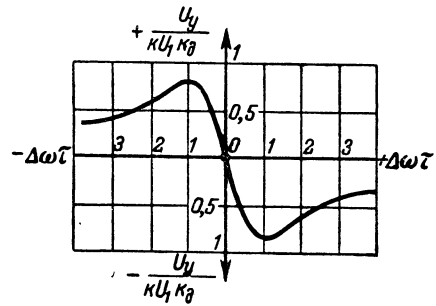
$$U_{y, \text{ макс}} = 0,88k|U_1| k_\partial.$$

Следовательно, максимальное значение U_y от величины τ не зависит.

На фиг. 3-42 приведена кривая, рассчитанная по формуле (3-95). Статическую характеристику дискримина-



Фиг. 3-41. Векторная диаграмма дискриминатора схемы фиг. 3-40.



Фиг. 3-42. Зависимость $\frac{U_y}{k|U_1|k_\partial}$ от $\Delta\omega\tau$ для дискриминатора схемы фиг. 3-40.

тора $U_y = \eta(\Delta f)$ можно получить из кривой фиг. 3-42, изменив масштаб оси абсцисс в $\frac{1}{2\pi\tau}$ раз и оси ординат в $k|U_1|k_\partial$ раз.

Крутизну начального участка характеристики дискриминатора можно определить, воспользовавшись формулой (3-96). В результате получим:

$$S_\partial = \left[\frac{dU_y}{d(\Delta f)} \right]_{\Delta f \rightarrow 0} = 4\pi\tau k|U_1| k_\partial. \quad (3-98)$$

Определим полосу схватывания рассматриваемого типа дискриминатора. Составим функцию, представляющую разность между ординатами совмещенных в одной плоскости характеристик дискриминатора и управляющего элемента. При Δf , близких к Δf_c , следует воспользоваться формулой (3-97) для характеристики дискриминатора и (3-18) для управляющего элемента.

Для определения величины Δf_c , так же как на стр. 27, следует приравнять нулю разность функций (3-97) и (3-18). После некоторых преобразований получим:

$$(\Delta f)^2 - \Delta f_c \Delta f + \frac{k |U_1| k_\partial S_y}{\pi \sqrt{2\tau}} = 0.$$

Поскольку это уравнение составлено в предположении, что $\Delta f_c = \Delta f_c$, оно, так же как и на стр. 27, должно удовлетворяться лишь при одном действительном значении Δf . Это требование выполняется, если справедливо равенство

$$\Delta f_c \approx \sqrt{\frac{k |U_1| k_\partial S_y}{\tau}}. \quad (3-99)$$

Исключив τ из (3-98) и (3-99), получим формулу

$$S_\partial = \frac{4\pi k^2 |U_1|^2 k_\partial S_y}{\Delta f_c^2}. \quad (3-100)$$

Формулы (3-98), (3-99) и (3-100) выведены в предположении постоянства напряжения U_1 и коэффициента усиления k при изменении Δf в пределах полосы схватывания. Фактически из-за наличия паразитных емкостных проводимостей в тракте дискриминатора эти величины могут считаться постоянными лишь в ограниченном диапазоне изменений разностной частоты.

Предположим, что требуется рассчитать дискриминатор, который имеет $S_\partial = 60$ в/кгц и обеспечивает $\Delta f_c = 15$ кгц. Задавшись значениями $|U_1| = 5$ в, $k_\partial = 0,9$, $S_y = 2$ кгц/в, определим необходимое значение коэффициента усиления k .

Воспользовавшись формулой (3-100), получим:

$$k = \frac{15 \cdot 10^3}{5} \sqrt{\frac{60 \cdot 10^{-3}}{4\pi 0,9 \cdot 2 \cdot 10^3}} \approx 5.$$

Необходимо подчеркнуть, что при изменении разностной частоты в пределах заданной полосы схватывания $|U_1|$ и k должны быть не менее величин, указанных в настоящем примере.

3-4. Общие соображения по выбору схем дискриминаторов

Выше были рассмотрены три основных типа дискриминаторов: резонансные, апериодические и нулевых биений. При проектировании систем ЧАП важно правильно выбрать тип дискриминатора, наилучшим образом отвечающего предъявляемым требованиям. Основные из этих требований следующие:

1. Простота схемного решения.
2. Наибольшее допустимое отклонение рабочей частоты от номинального значения.
3. Величина полосы схватывания или полосы удержания.

Широкое распространение получила схема дискриминатора с фазовым детектированием, наиболее простая в регулировке и имеющая сравнительно малое количество ламп и деталей.

Дискриминаторы на расстроенных контурах более сложны в регулировке, поскольку требуют симметрирования резонансных характеристик контуров. При конструировании дискриминаторов на расстроенных контурах также весьма затруднительно обеспечить отсутствие паразитных связей между контурами, что достигается обычно применением двух смесительных ламп.

Применение кварцевого дискриминатора, несмотря на кажущуюся простоту схемы, экономически не всегда оправдано, так как стоимость его значительно увеличивается из-за наличия кварца.

Апериодические дискриминаторы, так же как и резонансные, имеющие $f_\partial \neq 0$, требуют возможно более точной регулировки этой частоты. По сложности устройства большинство видов апериодических дискриминаторов мало отличаются от резонансных, однако имеют некоторые существенные недостатки, изложенные ниже.

Дискриминаторы нулевых биений также выполняются на апериодических цепях, но имеют $f_\partial = 0$, и по-

этому в технологии их изготовления операции регулировки могут не предусматриваться. Разброс величин входящих деталей в пределах установленных допусков определяет в этом случае некоторые изменения формы статической характеристики дискриминатора, но принципиально не может изменить величины $f_{\partial} = 0$. Существенным недостатком дискриминаторов нулевых биений является необходимость использования сравнительно большого количества ламп и деталей.

В схемах ЧАП отклонение рабочей частоты от номинального значения складывается из двух величин. Первая из них определяется стабильностью частоты f_{∂} , вторая — значением остаточной расстройки. При этом, как и ранее, частоту эталонного генератора $f_{\text{эт}}$ будем считать неизменной. Покажем, каким образом нестабильность частоты f_{∂} влияет на частоту стабилизируемого генератора $f_{c.z.}$

Пусть частота f_{∂} изменилась на величину Δf_{∂} , а частота стабилизируемого генератора равна номинальной. При этом на выходе дискриминатора появится управляющее напряжение $U_{y0} = S_{\partial} \Delta f_{\partial}$, под воздействием которого управляющий элемент создаст изменение частоты стабилизируемого генератора того же знака, который имеет Δf_{∂} (фиг. 3-43). Таким образом, остаточная расстройка определится как разность между Δf_{∂} и абсциссой точки пересечения характеристики управляющего элемента со смещенной характеристикой дискриминатора, изображенной на фиг. 3-43 пунктирной линией.

Процесс установления остаточной расстройки происходит обычным образом, и в установившемся режиме будет справедливо следующее соотношение:

$$\Delta f_{\partial} = \Delta f_{c.z.} + \Delta f_0,$$

где Δf_0 — остаточная расстройка;

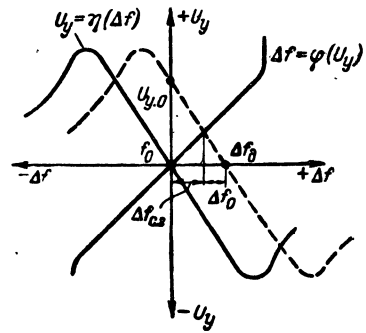
$\Delta f_{c.z.}$ — изменение частоты стабилизируемого генератора при отклонении частоты f_{∂} на Δf_{∂} .

Выразив Δf_0 через коэффициент автоподстройки K и Δf_{∂} , из последнего равенства получим:

$$\Delta f_{\partial} \left(1 - \frac{1}{K}\right) = \Delta f_{c.z.}$$

При $K \gg 1$ $\Delta f_{\partial} \approx \Delta f_{c.z.}$, т. е. изменение частоты f_{∂} на Δf_{∂} приведет к изменению $f_{c.z.}$ на ту же величину Δf_{∂} .

Для сравнения различных схем дискриминаторов с точки зрения их дестабилизирующего влияния следует



Фиг. 3-43. К вопросу о дестабилизирующем воздействии дискриминатора.

определить зависимость Δf_{∂} от f_{∂} для этих схем:

1. Для дискриминатора с фазовым детектированием

$$f_{\partial} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}};$$

$$\frac{\partial f_{\partial}}{\partial L} = -\frac{1}{4\pi L \sqrt{LC}}.$$

При значениях $\Delta f_{\partial} \ll f_{\partial}$ можно записать:

$$\Delta f_{\partial.L} = -\frac{\Delta L}{2L} f_{\partial}.$$

Аналогично получим:

$$\Delta f_{\partial.C} = -\frac{\Delta C}{2C} f_{\partial}.$$

Суммарный ухóд

$$\Delta f_{\partial} = \Delta f_{\partial.L} + \Delta f_{\partial.C} =$$

$$= -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right) f_{\partial}. \quad (3-101)$$

2. Для дискриминатора на расстроенных контурах, как было показано в п. 3-1 настоящей главы,

$$f_{\partial} = \sqrt{f_1 f_2}.$$

Произведя преобразования, как и в предыдущем случае, и считая равными относительные изменения параметров первого и второго контуров, получим выражение, совпадающее с (3-101).

3. Для мостиковых апериодических дискриминаторов и с фазовращательной цепью

$$f_{\partial} = \frac{1}{2\pi RC};$$

$$\Delta f_{\partial} = \frac{\partial f_{\partial}}{\partial R} \Delta R + \frac{\partial f_{\partial}}{\partial C} \Delta C.$$

Подставив выражение для производной, получим:

$$\Delta f_{\partial} = - \left(\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C} \right) f_{\partial}. \quad (3-102)$$

Формула, совпадающая с (3-102), может быть получена из (3-50) для апериодического дискриминатора с цепью $R-C$.

4. Для схемы апериодического дискриминатора с фильтрами верхних и нижних частот

$$f_{\partial} = \sqrt{f_1 f_2}.$$

Основываясь на общей теории электрических фильтров, частоты f_1 и f_2 можно выразить следующими зависимостями от L и C :

$$f_1 = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}} \text{ и } f_2 = \frac{1}{4\pi \sqrt{LC}}.$$

После преобразований получим выражение, совпадающее с (3-101).

Выше указывалось, что в кварцевых дискриминаторах стабильность частоты f_{∂} определяется стабильностью кварца, что является основным преимуществом такого рода дискриминаторов.

Как следует из формул (3-101) и (3-102), отклонение Δf_{∂} всегда пропорционально величине f_{∂} . Чем ближе величина f_{∂} к значению частоты стабилизируемого генератора, тем значительнее будет дестабилизирующее действие дискриминатора, и наоборот чем ниже частота f_{∂} , тем при прочих равных условиях дискриминатор оказывает меньшее дестабилизирующее действие, и стабильность результирующей частоты получается наивысшей.

Из этого следует, что дискриминатор нулевых биений не оказывает дестабилизирующего действия, поскольку для него справедливо равенство $f_{\partial} = 0$.

Если предположить, что стабильности элементов, определяющих частоту f_{∂} , в апериодических и резонансных дискриминаторах одинаковы, то вследствие меньшего значения f_{∂} апериодический дискриминатор будет оказывать меньшее дестабилизирующее действие, чем резонансный. Исключение в некоторых случаях составляет кварцевый дискриминатор, у которого благодаря высокой стабильности собственных частот кварцев величина f_{∂} изменяется незначительно.

В тех случаях, когда применение дискриминатора нулевых биений оказывается невозможным или нецелесообразным, выбор величины f_{∂} , а следовательно, и типа дискриминатора следует производить, принимая во внимание зависимость относительных изменений величины элементов, определяющих частоту f_{∂} , от ее абсолютного значения.

Сказанное относится в первую очередь к температурному коэффициенту индуктивности (ТКИ). Как известно [Л. 18], наименьшее значение ТКИ порядка $10 \cdot 10^{-6}$ имеют однослойные катушки индуктивности на керамическом каркасе. Такие катушки обычно применяются в контурах, имеющих резонансную частоту не менее нескольких мегагерц. ТКИ многослойных катушек, которые используются обычно на более низких частотах, достигает величины $(50-100) \cdot 10^{-6}$. В результате желание обеспечить малое дестабилизирующее влияние дискриминатора путем уменьшения значения f_{∂} может привести к обратным результатам ввиду необходимости применения элементов, имеющих меньшую стабильность.

Задача обеспечения постоянства частоты f_{∂} должна для различных видов дискриминаторов решаться по-разному. Как видно из формулы (3-101), в случае применения дискриминатора с фазовым детектированием необ-

ходимость стабильности частоты f_0 может быть достигнута либо при малых значениях величин $\frac{\Delta L}{L}$ и $\frac{\Delta C}{C}$, либо

при равенстве их абсолютных значений и противоположности знаков.

Те же соображения применимы и для схем апериодических дискриминаторов с цепью $R-C$, мостиковых и с фазовращательной цепью.

Для дискриминаторов с расстроенными контурами и для апериодического дискриминатора с фильтрами возможны два метода обеспечения стабильности частоты f_0 . Первый из них заключается в получении необходимой стабильности частот f_1 и f_2 методами, указанными выше, и второй — в удовлетворении условий, при которых произведение $f_1 f_2$ не изменяется.

Определим эти условия.

Предположим, что частота f_1 изменилась на Δf_1 , а частота f_2 — на Δf_2 . При этом, если Δf_0 — величина, на которую изменится f_0 , то можно записать:

$$f_0 + \Delta f_0 = \sqrt{(f_1 + \Delta f_1)(f_2 + \Delta f_2)}.$$

Для того чтобы при изменении частот f_1 и f_2 частота f_0 осталась постоянной, необходимо выполнить условие

$$f_2 \Delta f_1 + f_1 \Delta f_2 + \Delta f_1 \Delta f_2 = 0, \quad (3-103)$$

при этом $\Delta f_0 = 0$.

Уравнение (3-103) может быть удовлетворено либо при $\Delta f_1 = \Delta f_2 = 0$, что противоречит поставленным условиям, либо в том случае, если Δf_1 и Δf_2 имеют противоположные знаки. Предположим, что $\Delta f_1 > 0$ и $\Delta f_2 < 0$.

Тогда для абсолютных значений можно записать:

$$f_2 \Delta f_1 - f_1 \Delta f_2 - \Delta f_1 \Delta f_2 = 0.$$

Преобразовав, получим:

$$\frac{\Delta f_1 f_2}{\Delta f_2 f_1} = 1 + \frac{\Delta f_1}{f_1}.$$

Если обозначить относительные нестабильности частот f_1 и f_2 через α_1 и α_2 соответственно, т. е.

$$\alpha_1 = \frac{\Delta f_1}{f_1}; \quad \alpha_2 = \frac{\Delta f_2}{f_2},$$

то получим выражение

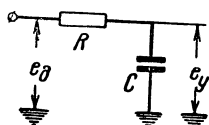
$$\alpha_2 = \frac{\alpha_1}{1 + \alpha_1}.$$

Перейдем к сравнительной оценке дискриминаторов по величине остаточной расстройки при использовании их в системах ЧАП. Как следует из ранее изложенного, уменьшение остаточной расстройки может быть достигнуто увеличением крутизны начального участка статической характеристики дискриминатора. Принципиально при наличии каскадов усиления, управляющего напряжения может быть достигнута весьма значительная крутизна в любом типе дискриминатора. Это приводит к соответствующему возрастанию величины коэффициента автоподстройки. Выше было показано, что при $f_0 \neq 0$ увеличение коэффициента автоподстройки неразрывно связано с ростом дестабилизирующего действия дискриминаторов. С этой точки зрения очевидны преимущества дискриминаторов нулевых биений, увеличение крутизны которых не ограничивается указанными обстоятельствами. Однако область применения дискриминаторов нулевых биений вследствие их сложности весьма ограничена. Стремление уменьшить дестабилизирующее воздействие при значительной величине S_0 оправдывает применение апериодических дискриминаторов, несколько менее сложных, чем дискриминаторы нулевых биений.

Задача обеспечения необходимой полосы схватывания неразрывно связана с задачей получения требуемой крутизны начального участка статической характеристики дискриминатора. Как видно из формул (3-23), (3-37) и (3-100), увеличение полосы схватывания неизбежно приводит к уменьшению крутизны S_0 . Наиболее резко эта зависимость сказывается при использовании резонансных дискриминаторов. Поэтому применение последних в схемах ЧАП, где требуется сочетание высокого значения крутизны с широкой полосой схватывания, не всегда оказывается возможным. Большие возможности в этом отношении дает применение дискриминаторов нулевых биений, в

которых увеличение Δf_c не приводит к столь резкому падению значения S_∂ .

Несколько иначе следует подходить к оценке аperiodических дискриминаторов по величине обеспечиваемой ими полосы схватывания.



Фиг. 3-44. Схема фильтра R-C.

Статические характеристики аperiodических дискриминаторов в пределах полосы схватывания подобны кривой I (фиг. 2-2). В этом случае расширение полосы схватывания ограничивается главным образом величиной f_∂ [см. (3-53)], а не уменьшением S_∂ . Это ограничение является весьма существенным, поскольку расширение Δf_c за счет увеличения f_∂ может привести к потере преимуществ, определяемых применением аperiodического дискриминатора.

Рассмотрим некоторые вопросы, возникающие при применении дискриминаторов для целей автоподстройки в радиоустройствах частотной модуляции. В этом случае необходимо, чтобы система ЧАП не оказывала демодулирующего действия на стабилизируемый генератор.

Изменения частоты стабилизируемого генератора под влиянием разного рода дестабилизирующих факторов происходят весьма медленно и не могут быть охарактеризованы какой-либо закономерностью. Вместе с тем полезная модуляция частоты стабилизируемого генератора происходит с частотой, превышающей во всяком случае единицы герц. Демодуляция не будет происходить в том случае, если управляющее напряжение остается неизменным при полезных изменениях частоты стабилизируемого генератора. Постоянство управляющего напряжения при модуляции частоты может быть обеспечено фильтром, установленным на выходе дискриминатора. Постоянная времени этого фильтра должна быть значи-

тельно больше периода наименьшей частоты модулирующего колебания.

Предположим, что в результате модуляции частота стабилизируемого генератора изменяется по гармоническому закону с амплитудой $\Delta f_{c.z}$. Без фильтра на выходе дискриминатора это отклонение уменьшится в K (коэффициент автоподстройки) раз и будет равняться:

$$\frac{\Delta f_{c.z}}{1 + S_\partial S_y}.$$

При наличии фильтра напряжение на выходе дискриминатора, т. е. на входе фильтра, также будет гармонически изменяться. На выходе фильтра изменения напряжения будут происходить с той же частотой, но с меньшей амплитудой. Отсюда следует, что при анализе схем ЧАП с фильтром нижних частот на выходе дискриминатора для случая, когда отклонение частоты Δf является функцией времени, нельзя приравнять U_∂ и U_y , как это делалось на стр. 10. Статическая характеристика дискриминатора в этих условиях определяется формулой (2-1).

Для анализа работы системы ЧАП с фильтром R-C введем следующие обозначения:

- e_∂ — мгновенное значение напряжения на входе фильтра;
- $U_{a.\partial}$ — амплитуда напряжения на входе фильтра;
- e_y — мгновенное значение напряжения на выходе фильтра, т. е. на входе управляющего элемента;
- $U_{a.y}$ — амплитуда напряжения на выходе фильтра.

Амплитуды напряжений на входе и выходе фильтра связаны соотношением

$$U_{a.y} = D U_{a.\partial}, \quad (3-104)$$

где D — модуль коэффициента передачи фильтра.

На фиг. 3-44 изображена схема простейшего однозвенного фильтра R-C. Коэффициент передачи такого фильтра при частоте модулирующего напряжения Ω равен:

$$D = \frac{1}{\sqrt{1 + (\Omega CR)^2}}. \quad (3-105)$$

Нетрудно понять, что вследствие уменьшения амплитуды управляющего напряжения в D раз [см. (3-104)] амплитуда частотного отклонения $\Delta f_{c.2}$ будет равняться:

$$\frac{\Delta f_{c.2}}{1 + DS_0 S_y}.$$

При достаточно малом значении D знаменатель последнего выражения будет близок к единице, т. е. ЧАП практически не будет оказывать демодулирующего воздействия.

Выбор значений R и C должен производиться таким образом, чтобы на низшей модулирующей частоте коэффициент D был близок к нулевому значению.

Следует подчеркнуть, что наличие фильтра не изменяет крутизны дискриминатора, а следовательно, и коэффициента автоподстройки при медленных изменениях частоты стабилизируемого генератора, происходящих под влиянием дестабилизирующих факторов.

Если форма модулирующего напряжения такова, что среднее его значение за период не равно нулю, то управляющие напряжения при наличии и отсутствии модуляции будут различны. В этом случае стабильность результирующей частоты будет зависеть от формы модулирующего напряжения и вида характеристики дискриминатора.

Точно так же изменение среднего значения управляющего напряжения может происходить вследствие целенаправленных искажений, вносимых дискриминатором. Это изменение управляющего напряжения будет воздействовать на управляющий элемент и вызовет дополнительное изменение рабочей частоты. Эта дополнительная нестабильность при правильно спроектированной системе ЧАП незначительна по сравнению с другими дестабилизирующими факторами.

Следует указать на одну особенность применения системы ЧАП в аппаратуре с частотной модуляцией.

Как известно [Л. 10], интенсивность составляющих спектра частотно-модулированного колебания зависит от индекса модуляции. При ин-

дексе модуляции, большем двух, амплитуда колебания, имеющего среднюю частоту, уменьшается более чем в 5 раз по сравнению с амплитудой колебания при отсутствии модуляции. При некоторых значениях индекса модуляции, больших двух, амплитуда колебаний средней частоты падает до нуля. Последнее приводит к потере управления частотой стабилизируемого генератора. Поэтому в системах с индексом модуляции, большим двух, применяется деление частоты стабилизируемого генератора перед сравнением ее с эталонной, что позволяет снизить индекс модуляции до величины, практически не влияющей на работу автоподстройки.

Из сказанного о фильтрах R - C не следует делать вывода о нецелесообразности их использования в аппаратуре с амплитудной модуляцией. Действительно, на выходе дискриминатора, кроме полезной составляющей, всегда имеется переменное напряжение. Если это напряжение проникнет на вход управляющего элемента, то колебания стабилизируемого генератора будут модулироваться по частоте в соответствии с законом изменения указанного переменного напряжения. Последнее приведет к возникновению паразитного фона и появлению на контуре стабилизируемого генератора напряжений различных комбинационных частот. Эти явления резко ухудшают эксплуатационные данные аппаратуры и поэтому должны быть приняты меры к их устранению.

Основными причинами, вызывающими появление вредных переменных напряжений, является недостаточная фильтрация питающих напряжений, наличие паразитных связей, через которые колебания частот $f_{c.2}$ и $f_{эт}$ или их комбинации проникают на выход дискриминатора, и, наконец, малая емкость конденсаторов, шунтирующих нагрузку дискриминатора.

Эти вредные переменные напряжения могут быть значительно ослаблены фильтром нижних частот, включаемым между дискриминатором и управляющим элементом. Чем меньше полоса пропускания этого фильтра, тем ниже уровень вредных переменных напряжений на входе управляю-

щего элемента. Таким образом, в применяемых обычно для этой цели фильтрах $R-C$ целесообразен с указанной точки зрения выбор наибольшего возможного значения постоянной времени RC .

Величина постоянной времени должна быть значительно больше периода наименьшего значения разностной частоты. В резонансных дискриминаторах, работающих при достаточно высоких значениях f_d , это требование выполняется без особых затруднений. В апериодических и особенно в дискриминаторах нулевых биений, работающих при малых значениях разностной частоты, фильтр $R-C$ приобретает особое значение, поскольку шунтирование нагрузки не может обеспечить необходимого постоянства напряжения на выходе дискриминатора. В дискриминаторах нулевых биений значение разностной частоты, равное остаточной расстройке, может быть равным нескольким десяткам герц. Трудность фильтрации напряжения разностной частоты является одним из существенных недостатков дискриминаторов нулевых биений.

Однако не следует делать вывода о допустимости беспредельного увеличения постоянной времени фильтра во всех видах аппаратуры, использующей системы ЧАП. В § 4-2 показано, что увеличение RC не сказывается на работе ЧАП в установившемся режиме, т. е. такие характеристики, как полосы схватывания и удержания, коэффициент автоподстройки и т. д., остаются неизменными. Характер переходного процесса существенным образом зависит от величины RC . При увеличении последней замедляется процесс установления частоты стабилизируемого генератора в процессе схватывания, что недопустимо для некоторых видов аппаратуры.

Резюмируя вышесказанное, отметим, что применение фильтра $R-C$ оправдано во всех системах ЧАП и учет его действия необходим при анализе переходных процессов.

Приведем некоторые дополнительные соображения по выбору схем дискриминаторов. В приемных радиоустройствах до настоя-

щего времени для целей автоподстройки частоты широкое применение находят схемы резонансных дискриминаторов с фазовым детектированием. Объяснение этому следует искать в том, что использование подобных дискриминаторов не требует, как правило, добавления каких-либо новых деталей к уже имеющимся в приемнике. Контуры используются те же, что и в каскадах промежуточной частоты. При этом следует учитывать, что величина напряжения, подаваемого на дискриминатор, будет зависеть от частотных характеристик предшествующих каскадов приемника. В результате возможны случаи, когда полоса схватывания будет определяться не формой статической характеристики дискриминатора, а полосой пропускания усилителя промежуточной частоты.

Преимущества резонансных дискриминаторов особенно наглядны в приемниках частотно-модулированных колебаний. В этом случае дискриминатором в системе ЧАП может служить тот же дискриминатор, который используется для детектирования ЧМ сигналов. Однако такой метод следует рекомендовать только в тех случаях, когда не требуется реализации больших значений коэффициентов автоподстройки. Действительно, из формулы (3-12) следует, что крутизна дискриминатора пропорциональна добротности контуров. Это означает, что для эффективной работы системы ЧАП необходимо применять контуры дискриминатора, имеющие высокую добротность.

С другой стороны, известно, что для неискаженного детектирования ЧМ сигналов необходимо, чтобы максимальное отклонение частоты Δf_{\max} (при модуляции) лежало в пределах того участка характеристики дискриминатора, в котором соблюдается прямая пропорциональность между управляющим напряжением на выходе дискриминатора и текущим значением частоты. Из рассмотрения обобщенных кривых фиг. 3-7 и 3-11 следует, что пределы линейного участка характеристики дискриминатора ограничены определенным значением α_m , которое для дискриминатора с фазовым детектированием может быть приближенно принято равным фактору связи β , а в схеме с расстроенными контурами — равным α_d , т. е.

$$\alpha_m \approx \beta \text{ и } \alpha_m \approx \alpha_d.$$

Выше было показано, что максимальное значение крутизны S_d получается при значе-

ниях $Q = Q_{\max}$, $\beta = 1$ или $\alpha_d = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Если по-

лученная при этом из формулы (3-15) величина Δf_m больше Δf_{\max} , то дискриминатор системы ЧАП может одновременно выполнять функции частотного детектора. Если же $\Delta f_{\max} > \Delta f_m$, то необходимая ширина линейного участка статической характеристики может быть обеспечена при уменьшении S_d . В случае, когда эти противоречивые требования к величине S_d не удастся согласовать, следует применять в системе ЧАП отдельный дискриминатор.

В заключение настоящего параграфа следует указать на схему дробного частотного детектора. Процессы, происходящие в этой схеме, разобраны в [Л. 19]. Характеристика $U_y = \eta(\Delta f)$ дробного детектора подобна характеристике дискриминатора с фазовым детектированием.

Применение дробного детектора в приемниках частотно-модулированных сигналов позволяет исключить из схемы каскад ограничения, т. е. уменьшить общее количество ламп. Однако это справедливо в том случае, если дробный детектор используется в приемнике для детектирования частотно-модулированных сигналов.

Применение дробного детектора специально для схемы ЧАП не имеет преимуществ по сравнению со схемой балансного дискри-

минатора, поскольку ограничения напряжений в данном случае не требуется. Таким образом, применение дробного детектора в схемах ЧАП оправдано лишь в тех случаях, когда в нем совмещаются функции детектирования и автоподстройки.

Особо следует отметить нежелательность применения в схемах ЧАП несбалансированного дробного детектора, т. е. детектора, нагрузка которого не имеет средней точки с нулевым потенциалом. В несбалансированном детекторе, даже при номинальной частоте стабилизированного генератора, существует постоянное напряжение на выходе, уровень которого зависит от интенсивности принимаемого сигнала и которое поэтому не может быть достаточно точно скомпенсировано. Это обстоятельство приводит к неустойчивости средней частоты стабилизируемого генератора.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ДИНАМИКА СИСТЕМ ЧАСТОТНОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ

4-1. Устойчивость систем частотной автоподстройки

В гл. 1 рассматривалась работа ЧАП лишь в установившемся режиме, а переходные процессы не анализировались. При этом единственным условием, выполнение которого гарантирует устойчивую и эффективную работу ЧАП, оказалось ограничение начальной расстройки стабилизируемого генератора пределами полосы схватывания. Однако картина резко изменяется при учете фазовых сдвигов, неизбежно создаваемых элементами системы ЧАП. Наиболее существенными и принципиально неизбежными являются фазовые сдвиги, вносимые фильтром $R-C$ на выходе дискриминатора. Назначением этого фильтра является сглаживание пульсаций напряжения на входе управляющего элемента, а также устранение демодуляции в ЧМ передатчиках (§ 3-4).

Фазовые сдвиги, создаваемые фильтром $R-C$, являются следствием его инерционности. Последняя проявляется в том, что при появлении напряжения на входе инерционного элемента напряжение на его выходе возникает через конечный промежуток времени, называемый запаздыванием. Если изменения частоты стабилизи-

руемого генератора происходят в течение значительно большего времени, чем время запаздывания, то инерционность системы может не учитываться при анализе длительности переходных процессов. Однако, даже в этом случае, как показано ниже, система ЧАП может самовозбуждаться именно вследствие наличия инерционного элемента-фильтра $R-C$. Поскольку в данном случае имеет место обратная связь по частоте, неустойчивое состояние системы будет выражаться в самопроизвольных изменениях частоты стабилизируемого генератора.

Таким образом, точка O на фиг. 2-4, определяющая координаты точки равновесия и удовлетворяющая критериям устойчивости, рассмотренным в гл. 1, может при наличии фильтра $R-C$ оказаться неустойчивой.

Медленные по сравнению с временем запаздывания изменения частоты характерны для режима удержания, когда при действующей системе ЧАП частота стабилизируемого генератора изменяется под влиянием температуры окружающей среды, самопрогрева и т. п. Поскольку предполагается, что в режиме удержания невозможны скачкообразные и значительные изменения частоты стабилизируемого генератора, устойчивость системы следует исследовать „в ма-

лом“, т. е. при малых отклонениях от координат точки O на фиг. 2-4.

Исследования устойчивости систем частотной автоподстройки были проведены советскими учеными В. И. Сифоровым, Г. В. Гитшовым, И. С. Гоноровским, Н. И. Чистяковым, Я. З. Цыпкиным и Ю. В. Эльтерманом.

При анализе устойчивости систем ЧАП учитываются фазовые сдвиги, возникающие во всех элементах системы автоподстройки. Наличие этих фазовых сдвигов заставляет считать параметры элементов системы ЧАП комплексными величинами. Для упрощения первоначального анализа будем считать, что:

1) управляющий элемент не создает фазовых сдвигов, т. е. его крутизна S_y — величина действительная;

2) фазовые сдвиги в тракте автоподстройки определяются только фильтром R - C .

Выше было показано, что при отсутствии фазовых сдвигов устойчивость системы ЧАП определяется знаком коэффициента автоподстройки: при $K > 0$ система устойчива, при $K < 0$ — неустойчива. Неустойчивость системы при $K < 0$ ($S_\partial S_y > 1$) выражается в том, что если рабочая точка системы попадет в область неустойчивого равновесия, то она под действием флуктуаций сразу перескочит в точку устойчивого равновесия.

Этот вывод был получен для случая отсутствия фазовых сдвигов. Наличие фазовых сдвигов при $K < 0$ не может привести к тому, чтобы система ЧАП стала устойчивой. Действительно, представим, что частота стабилизируемого генератора по какой-либо причине изменилась на величину Δf . Ранее было показано, что при отсутствии фильтра и при $K < 0$ это отклонение частоты под воздействием системы ЧАП будет мгновенно увеличиваться в том же направлении.

Этот процесс может быть только односторонним, поскольку в системе нет никаких возвращающих сил, способных уменьшить расстройку, в результате происходит „перескок“ частоты. Вследствие отсутствия такой возвращающей (упругой) силы при $K < 0$ невозможно самопроизвольное

возникновение периодических колебаний частоты.

Если при этом имеются фазовые сдвиги, возникающие в фильтре, то они приводят лишь к тому, что управляющее напряжение на выходе фильтра появляется с некоторым запаздыванием по отношению к изменению частоты. Существенно отметить, что эти фазовые сдвиги, создавая запаздывание, не могут изменить полярность управляющего напряжения и, следовательно, знак K .

Действительно, в сглаживающих фильтрах, состоящих обычно из C и R , можно говорить об изменении полярности напряжения лишь в том случае, когда при наличии запаздывания за время появления напряжения на выходе полярность входного напряжения изменится, в результате чего напряжения на входе и выходе будут противоположны по фазе. При $K < 0$ процесс происходит в одном направлении и, следовательно, полярность управляющего напряжения на входе фильтра не изменяется, т. е. запаздывание приведет в этом случае лишь к тому, что переход из неустойчивой точки в устойчивую будет происходить не мгновенно, а за конечный промежуток времени.

Таким образом, при $K < 0$ наличие фильтра не может изменить знак K , т. е. сделать систему устойчивой.

В случае $K > 0$ ($S_\partial S_y < 1$) фазовые сдвиги, создаваемые фильтром, при определенных условиях могут привести к самовозбуждению системы. Определим, каким условиям в этом случае должны удовлетворять параметры для того, чтобы в системе ЧАП возникли автоколебания, выражающиеся в периодических изменениях частоты стабилизируемого генератора.

Для определения условий возникновения такого неустойчивого режима в системе ЧАП предположим, что частота стабилизируемого генератора изменяется относительно точки равновесия по гармоническому закону. Эта точка равновесия в отсутствие фильтра R - C является устойчивой, как, например, точка O на фиг. 2-4.

Гармоническое отклонение частоты целесообразно характеризовать комплексной амплитудой Δf_1 . Отклонение

напряжения на входе управляющего элемента от величины, соответствующей равновесию, также будет гармоническим с комплексной амплитудой \bar{U}_y . Напряжение \bar{U}_y сдвинуто по фазе относительно $\bar{\Delta f}_1$ на величину, определяемую комплексным коэффициентом передачи фильтра \bar{D} .

Предположим далее, что при изменении частоты с амплитудой $\bar{\Delta f}_1$ управляющий элемент под воздействием \bar{U}_y изменяет частоту стабилизируемого генератора периодически с комплексной амплитудой $\bar{\Delta f}_2$. Поскольку для эффективной работы ЧАП знаки S_∂ и S_y должны быть противоположными, предположим условно, что $S_\partial > 0$, а крутизна управляющего элемента равна $-S_y = S_y e^{i\pi}$.

Предположим, что участки статических характеристик дискриминатора и управляющего элемента в окрестности точки O (фиг. 2-4), в пределах частотных отклонений $\bar{\Delta f}_1$ и $\bar{\Delta f}_2$, являются линейными. Тогда для рассматриваемого случая справедливы соотношения

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_y &= \bar{\Delta f}_1 \bar{D} S_\partial; \\ \bar{\Delta f}_2 &= \bar{U}_y S_y e^{i\pi}; \\ \bar{D} &= D e^{i\varphi_\partial} \end{aligned} \right\} \quad (4-1)$$

где φ_∂ — фазовый сдвиг, вносимый фильтром, т. е. аргумент комплексного коэффициента передачи;

D — модуль комплексного коэффициента передачи.

Из уравнений (4-1) следует:

$$\frac{\bar{\Delta f}_2}{\bar{\Delta f}_1} = D S_\partial S_y e^{i(\varphi_\partial + \pi)}$$

или

$$\frac{\bar{\Delta f}_2}{\bar{\Delta f}_1} = D S_\partial S_y e^{i\varphi},$$

где

$$\varphi = \varphi_\partial + \pi \quad (4-2)$$

представляет суммарный фазовый сдвиг в тракте ЧАП с фильтром. В соответствии с общей теорией си-

стем с обратной связью можно сформулировать следующие два условия, удовлетворение которых приводит к самовозбуждению схемы ЧАП [Л. 17]:

1. Сумма фазовых сдвигов в замкнутом тракте автоподстройки равна величине, кратной 2π . В рассматриваемом случае

$$\varphi = n \cdot 2\pi, \quad (4-3)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$

2. Отношение $\frac{\bar{\Delta f}_2}{\bar{\Delta f}_1}$ по абсолютной величине должно быть больше единицы, т. е.

$$D S_\partial S_y > 1. \quad (4-4)$$

Неравенство (4-4) является условием неустановившегося процесса самовозбуждения. Амплитуда отклонения частоты установится тогда, когда вследствие нелинейности характеристик дискриминатора или управляющего элемента их крутизны изменятся таким образом, что будет удовлетворяться равенство

$$D S_\partial S_y = 1. \quad (4-5)$$

В гл. 2 при характеристике основных соотношений, определяющих работу ЧАП при отсутствии фильтра, было показано, что произведение $S_\partial S_y$ может быть положительным или отрицательным; это эквивалентно фазовому сдвигу между S_∂ и S_y , равному нулю или π соответственно. При этом предполагается, что сдвиг фаз, равный нулю или π , может быть обеспечен соответствующей схемой соединения выхода дискриминатора с входом управляющего элемента и никаких дополнительных фазовых сдвигов в тракте ЧАП не создается.

Таким образом, в тех случаях, когда в тракте автоподстройки без фильтра фазовый сдвиг $\varphi = 0$, крутизны S_∂ и S_y являются величинами действительными и имеют один и тот же знак; если же $\varphi = \pi$, то S_∂ и S_y — также действительные величины, но имеющие противоположные знаки.

Рассмотренный выше случай $K < 0$ соответствует фазовому сдвигу в системе ЧАП без фильтра, равному нулю.

Случай $K > 0$ соответствует фазовому сдвигу, равному π , также при отсутствии фильтра.

Приняв во внимание условие (4-3), можно сказать, что если при $K > 0$ фильтр создает дополнительный фазовый сдвиг, равный

$$2n\pi - \pi = \pi(2n - 1),$$

то при выполнении неравенства (4-4) в системе ЧАП возникнет частотная генерация.

Таким образом, минимальный сдвиг фаз, создаваемый фильтром ($n=0$), при котором произойдет самовозбуждение системы, равен π . Фильтр R - C , состоящий из одного звена, может, как известно, изменить фазу напряжения лишь менее чем на $\frac{\pi}{2}$. Двух-

звенный фильтр создает сдвиг фаз, меньший π . Следовательно, включение между дискриминатором и управляющим элементом одно- или двухзвенного фильтра не может изменить фазу на π , т. е. создать условия, необходимые для возникновения частотной генерации при условии отсутствия фазовых сдвигов в остальных элементах тракта автоподстройки.

В этом случае минимальное количество звеньев R - C в фильтре, при котором система может возбудиться, равно трем, причем сдвиг фаз, создаваемый фильтром на частоте генерации, должен быть равен π .

Более детальное рассмотрение условий возникновения частотной генерации может быть выполнено решением дифференциального уравнения, описывающего систему ЧАП.

Напишем систему уравнений, аналогичных (4-1), но составленных для мгновенных значений отклонения частоты Δf и коэффициента передачи $D(t)$ в режиме свободных колебаний:

$$e_y = \Delta f D(t) S_\partial;$$

$$-\Delta f = e_y S_y.$$

Зависимость коэффициента передачи D от времени определяется тем, что здесь он представляет собой отношение мгновенных напряжений на выходе и на входе фильтра. Величина коэффициента передачи не зависит от времени лишь в тех случаях, если он связывает эффективные, амплитудные или комплексные величины.

Решая совместно последние два уравнения, получим дифференциальное уравнение свободных колебаний в системе ЧАП

$$1 + D(t) S_\partial S_y = 0. \quad (4-6)$$

Определим коэффициент передачи $D(t)$ для однозвенного фильтра R - C (фиг. 3-44) из следующего дифференциального уравнения:

$$e_\partial = e_y + RC \frac{de_y}{dt},$$

где e_∂ — мгновенное значение напряжения на входе фильтра;

e_y — мгновенное значение напряжения на выходе фильтра.

Тогда

$$D(t) = \frac{e_y}{e_\partial} = \frac{1}{1 + \frac{RC}{e_y} \frac{de_y}{dt}}.$$

Приняв во внимание, что мгновенное значение отклонения частоты, создаваемое управляющим элементом, будет равно:

$$-\Delta\omega = 2\pi S_y e_y,$$

получим:

$$D(t) = \frac{1}{1 + \frac{RC}{\Delta\omega} \frac{d(\Delta\omega)}{dt}}. \quad (4-7)$$

Произведя аналогичные выкладки в случае двухзвенного фильтра, получим следующее выражение для коэффициента передачи:

$$D(t) = \frac{1}{1 + (R_1 C_1 + R_2 C_2) \frac{1}{\Delta\omega} \frac{d(\Delta\omega)}{dt} + R_1 C_1 R_2 C_2 \frac{1}{\Delta\omega} \frac{d^2(\Delta\omega)}{dt^2}}.$$

Подставив значение $D(t)$ из последнего уравнения в (4-6), получим:

$$R_1 C_1 R_2 C_2 \frac{d^2(\Delta\omega)}{dt^2} + (R_1 C_1 + R_2 C_2) \times \\ \times \frac{d(\Delta\omega)}{dt} + (1 + S_\partial S_y) \Delta\omega = 0. \quad (4-8)$$

Линейное дифференциальное уравнение второго порядка (4-8) характеризует систему ЧАП с двухзвенным фильтром.

Не приводя строгого доказательства, отметим, что система ЧАП с n -звенным фильтром описывается линейным дифференциальным уравнением n -ного порядка

$$a_0 \frac{d^n(\Delta\omega)}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1}(\Delta\omega)}{dt^{n-1}} + \dots \\ \dots + a_{n-1} \frac{d(\Delta\omega)}{dt} + a_n \Delta\omega = 0,$$

где a_0, a_1, \dots, a_{n-1} — коэффициенты, определяемые элементами фильтра; $a_n = K = 1 + S_\partial S_y$ — коэффициент автоподстройки.

Полученные линейные дифференциальные уравнения справедливы также для систем нелинейных, при малых значениях $\Delta\omega$, когда характеристики дискриминатора и управляющего элемента могут быть линеаризованы. Это весьма существенно, так как реальные характеристики дискриминатора и управляющего элемента без ограничения величины $\Delta\omega$ нельзя считать линейными.

А. М. Ляпунов показал, что устойчивость нелинейных систем можно исследовать, основываясь на линейных дифференциальных уравнениях, составленных для малых отклонений аргумента. Это утверждение понятно, поскольку переход системы из состояния устойчивого равновесия в неустойчивое начинается при малых отклонениях частоты, когда систему можно считать линейной. Поясним на простейших примерах математическую формулировку условия устойчивости, предложенного А. М. Ляпуновым.

Представим, что система описывается нелинейным дифференциальным уравнением первого порядка:

$$\frac{dx}{dt} = f(x).$$

Если в точке $x = x_0$ система находится в равновесии, то x — постоянная величина и можно записать:

$$f(x_0) = 0. \quad (4-9)$$

В соответствии с приведенной в гл. 2 формулировкой критерия Ляпунова для исследования устойчивости в данной точке необходимо дать системе начальное, сколь угодно малое отклонение Δx , т. е.

$$x = x_0 + \Delta x.$$

Тогда дифференциальное уравнение, описывающее систему, запишется в виде:

$$\frac{d(x_0 + \Delta x)}{dt} = f(x_0 + \Delta x).$$

Приняв во внимание, что $x_0 = \text{const}$, получим:

$$\frac{d(\Delta x)}{dt} = f(x_0 + \Delta x). \quad (4-10)$$

Разложим эту функцию в ряд по степеням Δx :

$$f(x_0 + \Delta x) = f(x_0) + f'(x_0) \Delta x + \\ + \frac{1}{2!} f''(x_0) (\Delta x)^2 + \dots$$

Приняв во внимание уравнения (4-9) и (4-10), получим:

$$\frac{d(\Delta x)}{dt} = f'(x_0) \Delta x + \\ + \frac{1}{2!} f''(x_0) (\Delta x)^2 + \dots \quad (4-11)$$

Для первого приближения отбросим в правой части уравнения (4-11) все нелинейные относительно Δx члены, тогда получим:

$$\frac{d(\Delta x)}{dt} = f'(x_0) \Delta x. \quad (4-12)$$

Решение последнего уравнения запишется в виде:

$$\Delta x = C e^{\lambda t},$$

где $\lambda = f'(x_0)$;

C — произвольная постоянная.

При отрицательном λ с течением времени Δx будет уменьшаться, т. е. система будет стремиться к первоначальному положению равновесия x_0 . Следовательно, система будет абсолютно устойчива. При положительном

λ первоначальное отклонение возрастает, и система будет удаляться от положения x_0 , т. е. в этом случае равновесие неустойчиво.

Уравнение (4-12) называется уравнением первого приближения. Ляпунов доказал, что если действительные части корней λ характеристического уравнения первого приближения отрицательны, то равновесие системы, описываемой нелинейным дифференциальным уравнением (4-11), устойчиво. Если действительная часть хотя бы одного из этих корней положительна, то состояние равновесия неустойчиво.

Перейдем к рассмотрению системы второго порядка, описываемой двумя уравнениями первого порядка:

$$\frac{dx}{dt} = P(x, y);$$

$$\frac{dy}{dt} = Q(x, y).$$

Предположим, что точка с координатами x_0 и y_0 соответствует состоянию равновесия системы, т. е.

$$P(x_0, y_0) = 0;$$

$$Q(x_0, y_0) = 0.$$

Далее, сообщив системе начальное отклонение Δx , Δy , можно, отбросив нелинейные члены, записать систему уравнений первого приближения:

$$\begin{aligned} \frac{d(\Delta x)}{dt} &= P'_x(x_0, y_0) \Delta x + \\ &+ P'_y(x_0, y_0) \Delta y; \end{aligned} \quad (4-13')$$

$$\begin{aligned} \frac{d(\Delta y)}{dt} &= Q'_x(x_0, y_0) \Delta x + \\ &+ Q'_y(x_0, y_0) \Delta y. \end{aligned} \quad (4-13'')$$

Преобразовав уравнения (4-13') и (4-13''), получим дифференциальное уравнение второго порядка:

$$\begin{aligned} \frac{d^2(\Delta y)}{dt^2} + (-Q'_y - P'_x) \frac{d(\Delta y)}{dt} + \\ + (P'_x Q'_y - P'_y Q'_x) \Delta y = 0. \end{aligned}$$

Такое же уравнение может быть составлено для Δx . Характеристическое уравнение запишется в виде:

$$\begin{aligned} \lambda^2 + (-Q'_y - P'_x) \lambda + \\ + (P'_x Q'_y - P'_y Q'_x) = 0. \end{aligned} \quad (4-14)$$

Корни уравнения (4-14) будут равны:

$$\lambda_{1,2} = -\frac{a_1}{2} \pm \sqrt{\frac{a_1^2}{4} - a_2},$$

где

$$a_1 = -Q'_y - P'_x;$$

$$a_2 = P'_x Q'_y - P'_y Q'_x.$$

Равновесие будет устойчивым, если λ_1 и λ_2 будут иметь отрицательные действительные части. Для этого необходимо, чтобы выполнялись следующие неравенства:

$$a_1 > 0 \text{ и } a_2 > 0.$$

Характеристическое уравнение системы n -ного порядка может быть записано в виде:

$$\begin{aligned} a_0 \lambda^n + a_1 \lambda^{n-1} + \dots + a_{n-1} \lambda + \\ + K = 0. \end{aligned} \quad (4-15)$$

Знаки действительных частей корней уравнения n -ного порядка, а вместе с тем и устойчивость системы можно определить, не решая самого уравнения.

Гурвиц сформулировал условия отрицательности действительных частей корней уравнения n -ного порядка в виде определителей, составленных из коэффициентов этого уравнения.

Доказательство критерия Гурвица можно найти в специальных работах [Л. 20].

По Гурвицу, для того чтобы все корни уравнения (4-15) имели отрицательные действительные части, т. е. система была устойчивой, необходимо и достаточно, чтобы определитель

$$\Delta_n = \begin{vmatrix} a_1 a_3 a_5 \dots 0 \\ a_0 a_2 a_4 \dots 0 \\ 0 a_1 a_3 \dots 0 \\ \dots \dots \dots \\ 0 \dots a_{n-1} K \end{vmatrix},$$

и все его диагональные миноры

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 a_3 \\ a_0 a_2 \end{vmatrix}; \quad \Delta_3 = \begin{vmatrix} a_1 a_3 a_5 \\ a_0 a_2 a_4 \\ 0 a_1 a_3 \end{vmatrix} \text{ и т. д.}$$

были больше нуля, если $a_0 > 0$.

Поскольку уравнение (4-15) всегда может быть приведено к виду, когда $a_0 > 0$, определитель Гурвица и его диагональные миноры должны быть положительными.

Остановимся вкратце на методе определения устойчивости, разработанном Найквистом.

Найквист предложил определять устойчивость замкнутой системы по так называемой амплитудно-фазовой характеристике исследуемой системы в разомкнутом виде. Амплитудно-фазовая характеристика является геометрическим представлением на комплексной плоскости коэффициента передачи разомкнутой системы при изменении частоты колебаний от 0 до ∞ . Для определения комплексного коэффициента передачи необходимо знать отношение комплексной амплитуды колебаний на выходе к комплексной амплитуде колебаний на входе системы. Таким образом, комплексный коэффициент передачи полностью характеризует систему с точки зрения амплитудных и фазовых соотношений между колебаниями на выходе и входе.

Упрощенно истолковать сущность критерия Найквиста можно следующим образом. Представим, что система ЧАП разомкнута в точках a и b (фиг. 4-1). Предположим, что на вход дискриминатора в этих точках подано периодическое колебание, частота которого по гармоническому закону изменяется около среднего значения, равного $f_{\text{см}} + f_0$. Мгновенное значение этого гармонического отклонения частоты от среднего значения может быть записано в виде:

$$\overline{\Delta f_1} = \Delta f_1 e^{j\Omega t},$$

где Δf_1 — амплитуда отклонения частоты;

Ω — частота отклонения частоты;

$\overline{\Delta f_1}$ — мгновенное значение отклонения частоты, представленное символически комплексной величиной или соответствующим вектором.

На выходе дискриминатора создается периодически изменяющееся напряжение

$$\overline{e_y} = \overline{DS}_\theta \Delta f_1 e^{j\Omega t}.$$

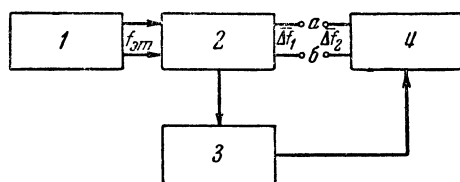
Под действием этого напряжения стабилизируемый генератор будет изменять частоту по следующему закону:

$$\begin{aligned} \overline{\Delta f_2} &= -S_y \overline{e_y} = \\ &= \overline{DS}_\theta S_y \Delta f_1 e^{j(\Omega t + \pi)} \end{aligned}$$

или

$$\overline{N} = \frac{\overline{\Delta f_2}}{\overline{\Delta f_1}} = \overline{DS}_\theta S_y e^{j\varphi}, \quad (4-16)$$

где \overline{N} — комплексный коэффициент передачи разомкнутой системы.



Фиг. 4-1. Блок-схема разомкнутой системы ЧАП.

1 — генератор эталонных частот; 2 — дискриминатор; 3 — управляющий элемент; 4 — стабилизируемый генератор.

Предположим далее, что систему замкнули и в ней возникли периодические колебания с частотой Ω . Как указывалось выше, при этом должны выполняться условия баланса амплитуд (4-5) и баланса фаз (4-3). Очевидно, что выполнение этих условий означает равенство мгновенных значений рассматриваемых колебаний $\overline{\Delta f_{1t}}$ и $\overline{\Delta f_{2t}}$ в любой момент времени. Тогда из (4-16) следует, что при наличии устойчивых колебаний частоты, т. е. частотной генерации, комплексный коэффициент передачи разомкнутой системы равен:

$$\overline{N} = +1. \quad (4-17)$$

Поскольку амплитуда и фаза коэффициента передачи зависят от Ω , можно записать:

$$\overline{N}(\Omega) = N(\Omega) e^{j\varphi(\Omega)} = A(\Omega) + jB(\Omega),$$

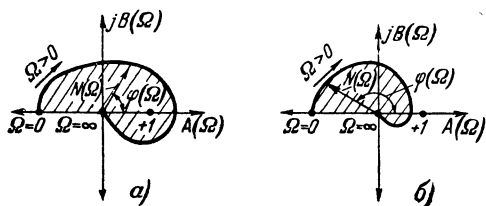
где

$$N(\Omega) = \sqrt{A^2(\Omega) + B^2(\Omega)};$$

$$\varphi(\Omega) = \arctg \frac{B(\Omega)}{A(\Omega)}.$$

По двум последним уравнениям можно начертить амплитудно-фазовую характеристику системы ЧАП в разомкнутом виде. Эта характеристика изображается кривой на комплексной плоскости, где каждому значению частоты Ω соответствует точка кривой, имеющая координаты $A(\Omega)$ и $B(\Omega)$ или полярные координаты $N(\Omega)$ и $\varphi(\Omega)$. По виду этой характеристики можно судить об устойчивости работы системы ЧАП.

Если на комплексной плоскости $A(\Omega)$ и $jB(\Omega)$ точка $(+1)$, $j0$ лежит вне амплитудно-фазовой характеристики (фиг. 4-2,б), то работа системы ЧАП устойчива, если же эта точка охватывается характеристикой, то система неустойчива (фиг. 4-2,а).



Фиг. 4-2. Диаграммы Найквиста.

Действительно, если точка с координатами $(+1)$, $j0$ лежит на амплитудно-фазовой характеристике, то это означает, что на некоторой частоте величина комплексного коэффициента передачи $\bar{N} = 1$, т. е. выполняются условия баланса амплитуд и фаз. Если же точка с координатами $(+1)$, $j0$ охватывается амплитудно-фазовой характеристикой, то на некоторой частоте возникнут колебания с возрастающей амплитудой, поскольку модуль коэффициента передачи при наличии баланса фаз больше единицы. В случае, если точка $(+1)$, $j0$ не охватывается амплитудно-фазовой характеристикой, то это означает, что не существует частоты, на которой выполняются условия баланса фаз и амплитуд.

В некоторых случаях более удобно пользоваться несколько отличным признаком, заключающимся в том, что определяется результирующий угол поворота (с учетом направления вращения) вектора, начало которого расположено в точке $(+1)$, $j0$, а конец

скользит по амплитудно-фазовой характеристике при изменении Ω от 0 до ∞ . Если этот результирующий угол равен нулю, то система устойчива, если не равен нулю, то система неустойчива.

Следует иметь в виду, что критерий Найквиста справедлив при следующих ограничениях:

- 1) система предполагается линейной;
- 2) система в разомкнутом виде должна быть устойчива;
- 3) при $\Omega \rightarrow \infty$ коэффициент передачи \bar{N} по абсолютной величине должен стремиться к величине, меньшей единицы, т. е.

$$\lim_{\Omega \rightarrow \infty} |\bar{N}| < +1.$$

Однако указанные ограничения не снижают практической ценности критерия Найквиста при анализе устойчивости систем автоматической подстройки частоты. Действительно, систему можно считать линейной, поскольку самовозбуждение, т. е. переход системы из состояния устойчивого равновесия в неустойчивое, начинается при малых значениях амплитуд свободных колебаний, для которых всегда можно аппроксимировать характеристику прямой линией.

Второе ограничение, касающееся устойчивости системы в разомкнутом виде, также не сужает область применения критерия Найквиста при анализе схем ЧАП, поскольку последние при их правильном выполнении не должны содержать каких-либо обратных связей, кроме полезной.

Третье ограничение также всегда выполняется в системах ЧАП, поскольку для фильтров R - C коэффициент передачи D за счет шунтирующего влияния емкости всегда стремится к нулю при $\Omega \rightarrow \infty$.

Более общим является критерий устойчивости линейных систем с обратной связью, предложенный советским ученым А. В. Михайловым [Л. 21] в 1938 г.

В то время как применение критерия Найквиста возможно лишь при определенных ограничениях, накладываемых на разомкнутую систему, критерий Михайлова рассматривает

характеристику непосредственно разомкнутой системы, не предъявляя никаких требований к последней в разомкнутом виде.

Для пояснения критерия Михайлова в применении к системе, описываемой линейным дифференциальным уравнением n -ного порядка, обозначим через $\bar{M}(\lambda)$ многочлен, стоящий в левой части уравнения (4-15) и называемый характеристическим многочленом:

$$\bar{M}(\lambda) = a_0 \lambda^n + a_1 \lambda^{n-1} + \dots + K. \quad (4-18)$$

Если в системе совершаются свободные гармонические колебания с частотой Ω , то $\lambda = j\Omega$ и

$$\begin{aligned} \bar{M}(\lambda) &= \bar{M}(j\Omega) = M(\Omega) e^{j\psi(\Omega)} = \\ &= C(\Omega) + jD(\Omega), \end{aligned}$$

где

$$M(\Omega) = \sqrt{C^2(\Omega) + D^2(\Omega)}; \quad (4-19)$$

$$\psi(\Omega) = \arctg \frac{D(\Omega)}{C(\Omega)}. \quad (4-20)$$

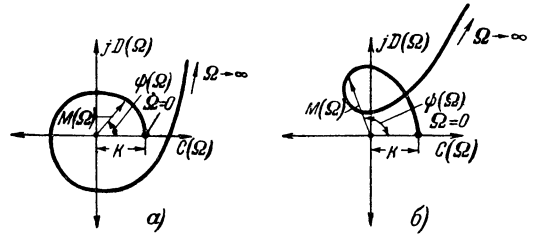
Для вектора $\bar{M}(j\Omega)$ может быть построена амплитудно-фазовая характеристика при изменении Ω от 0 до ∞ . Как видно из уравнения (4-18) при $\Omega \rightarrow \infty$ модуль $\bar{M}(j\Omega)$ обращается в бесконечность.

Критерий Михайлова можно сформулировать следующим образом: разомкнутая система с обратной связью, описываемая линейным дифференциальным уравнением n -ного порядка, устойчива тогда и только тогда, когда при изменении частоты Ω от 0 до ∞ результирующий угол поворота вектора $\bar{M}(j\Omega)$ равен $n \frac{\pi}{2}$ или, что то же самое, кривая амплитудно-фазовой характеристики с ростом Ω от 0 до ∞ обходит последовательно в положительном направлении n квадрантов. За положительное принимается направление вращения против часовой стрелки. На фиг. 4-3, а изображена амплитудно-фазовая характеристика устойчивой системы пятого порядка, а на фиг. 4-3, б — системы неустойчивой.

Следует отметить, что критерий Найквиста является частным случаем критерия Михайлова.

Однако оба упомянутых критерия основаны на признаке устойчивости Ляпунова, из которого следует вывод о необходимости иметь для устойчивости отрицательные знаки действительных частей корней характеристического уравнения.

Используем критерии устойчивости



Фиг. 4-3. Диаграммы Михайлова.

для анализа систем ЧАП с одно-, двух- и трехзвенными фильтрами R - C . Применительно к этой задаче целесообразность выбора одного из трех указанных выше критериев определяется простотой математических выкладок, связанных с получением нужного результата.

Определим устойчивость системы ЧАП с однозвенным фильтром по Найквисту. Как было показано, коэффициент передачи разомкнутой системы ЧАП равен:

$$\bar{N} = DS_\partial S_y e^{j\varphi(\Omega)}. \quad (4-16)$$

Фазовый сдвиг, создаваемый фильтром, равен $\varphi_\phi = -\arctg \Omega CR$.

Нетрудно получить, что для однозвенного фильтра [см. уравнение (3-105)]

$$DS_\partial S_y = \frac{S_\partial S_y}{\sqrt{1 + (\Omega CR)^2}}. \quad (4-21)$$

В соответствии с (4-2) полный фазовый сдвиг в разомкнутом тракте автоподстройки равен:

$$\varphi(\Omega) = \pi - \arctg \Omega CR. \quad (4-22)$$

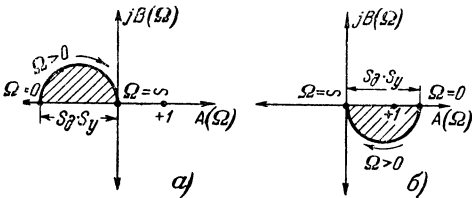
Воспользовавшись соотношениями (4-21) и (4-22), нетрудно изобразить амплитудно-фазовую характеристику системы ЧАП с однозвенным фильтром. Как видно из фиг. 4-4, а, система ЧАП в этом случае устойчива, поскольку точка $(+1), j0$ расположена вне полуокружности, описываемой вектором \bar{N} . Отметим, что система

устойчива при любом абсолютном значении произведения $S_\phi S_y$.

Для случая, когда знак крутизны управляющего элемента совпадает со знаком крутизны дискриминатора, суммарный фазовый сдвиг в тракте ЧАП полностью определяется фильтром и равен:

$$\varphi(\Omega) = -\operatorname{arctg} \Omega CR.$$

Соответствующая амплитудно-фазовая характеристика изображена на фиг. 4-4, б. Как видно из этой фигу-



Фиг. 4-4. Диаграммы Найквиста для системы ЧАП с однозвенным фильтром.

ры, система ЧАП неустойчива, если $S_\phi S_y \geq 1$, т. е. при коэффициенте автоподстройки $K \leq 0$. Существенно отметить, что при $K \leq 0$ система неустойчива при $\Omega = 0$, так как только при этом удовлетворяются условия (4-3) и (4-4). Таким образом, возбуждение периодических колебаний частоты в этом случае невозможно, и неустойчивость системы проявляется в аperiодическом „перескоке“ частоты.

Перейдем к анализу устойчивости системы ЧАП с двухзвенным фильтром R - C . Применим для этого случая критерий Гурвица. Используя (4-8), можно написать дифференциальное уравнение системы второго порядка в следующем виде:

$$a_0 \frac{d^2(\Delta\omega)}{dt^2} + a_1 \frac{d(\Delta\omega)}{dt} + K\Delta\omega = 0,$$

$$\begin{aligned} a_0 &= R_1 C_1 R_2 C_2 > 0; \\ a_1 &= R_1 C_1 + R_2 C_2 > 0; \\ K &= 1 + S_\phi S_y. \end{aligned}$$

Характеристическое уравнение системы второго порядка имеет вид:

$$a_0 \lambda^2 + a_1 \lambda + K = 0.$$

Составим определитель Гурвица. При $a_0 > 0$ система устойчива, если

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & 0 \\ a_0 & K \end{vmatrix} > 0,$$

т. е.

$$\Delta_2 = a_1 K > 0.$$

Для выполнения последнего неравенства необходимо, чтобы удовлетворялось неравенство $K > 0$. При $K \leq 0$ система неустойчива.

Анализ устойчивости систем ЧАП с трехзвенным фильтром произведем, применив критерий Михайлова. В соответствии с уравнением (4-18) составим характеристический многочлен для этого случая:

$$\begin{aligned} \bar{M}(j\Omega) &= a_0 (j\Omega)^3 + \\ &+ a_1 (j\Omega)^2 + a_2 (j\Omega) + K, \end{aligned}$$

или

$$\bar{M}(j\Omega) = K - a_1 \Omega^2 + j\Omega(a_2 - a_0 \Omega^2). \quad (4-23)$$

Далее, в соответствии с (4-19) и (4-20) получим:

$$\begin{aligned} M(\Omega) &= \\ &= \sqrt{(K - a_1 \Omega^2)^2 + \Omega^2(a_2 - a_0 \Omega^2)^2}; \quad (4-24) \end{aligned}$$

$$\psi(\Omega) = \operatorname{arctg} \frac{\Omega(a_2 - a_0 \Omega^2)}{K - a_1 \Omega^2}. \quad (4-25)$$

Функцию $\bar{M}(j\Omega)$ в комплексной плоскости можно изобразить при помощи выражений (4-23) или (4-24) и (4-25).

Построение легче осуществить, представив выражение (4-23) в виде суммы двух функций $\operatorname{Re} \bar{M}(j\Omega)$ и $j \operatorname{Im} \bar{M}(j\Omega)$:

$$\operatorname{Re} \bar{M}(j\Omega) = K - a_1 \Omega^2;$$

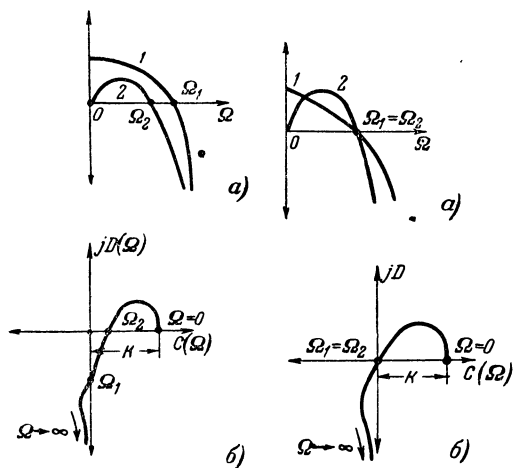
$$\operatorname{Im} \bar{M}(j\Omega) = a_2 \Omega - a_0 \Omega^3.$$

Прежде чем перейти к построению последних двух функций, определим их характерные точки, указанные в табл. 4-1.

Таблица 4-1

Ω	0	$\Omega_1 = \sqrt{\frac{K}{a_1}}$	$\Omega_2 = \sqrt{\frac{a_2}{a_0}}$
$\operatorname{Re} \bar{M}(j\Omega)$	K	0	—
$\operatorname{Im} \bar{M}(j\Omega)$	0	—	0

На фиг. 4-5,а, 4-6,а, 4-7,а и 4-8,а представлены функции $\operatorname{Re} \bar{M}$ и $\operatorname{Im} \bar{M}$ от Ω при различных соотношениях



Фиг. 4-5. Построение диаграммы Михайлова при $K > \frac{a_1 a_2}{a_0}$.

Фиг. 4-6. Построение диаграммы Михайлова при $K = \frac{a_1 a_2}{a_0}$.

между $\frac{K}{a_1}$ и $\frac{a_2}{a_0}$. На всех указанных фигурах кривые 1 представляют функцию $\operatorname{Re} \bar{M}$, а кривые 2 — функцию $\operatorname{Im} \bar{M}$. На фиг. 4-5, б, 4-6, б, 4-7, б и 4-8, б показаны соответствующие этим случаям кривые, которые описываются концом вектора $\bar{M}(j\Omega)$ при изменении Ω от 0 до ∞ .

На фиг. 4-5 изображен случай, когда $K > \frac{a_1 a_2}{a_0}$. При этом система неустойчива, поскольку угол поворота вектора $\bar{M}(j\Omega)$ равен $-\frac{\pi}{2}$. Случай, изображенный на фиг. 4-6, соответствует $K = \frac{a_1 a_2}{a_0}$, при этом система неустойчива, так как угол поворота равен нулю. При $K < \frac{a_1 a_2}{a_0}$ (фиг. 4-7) система устойчива, поскольку угол поворота равен $\frac{3\pi}{2}$. При $K < 0$ (фиг. 4-8) система неустойчива, так как угол поворота равен $\frac{\pi}{2}$. Из сказанного следует, что в отличие от рассмотренных выше случаев в системе ЧАП с трехзвенным фильтром возможна частотная генерация при $K > 0$ (фиг. 4-5).

Для определения частоты свободных колебаний системы ЧАП следует воспользоваться характеристическим уравнением (4-15) при $n=3$,

предположив, что $\lambda = j\Omega$. Тогда получим:

$$K - a_1 \Omega^2 + j\Omega(a_2 - a_0 \Omega^2) = 0. \quad (4-26)$$

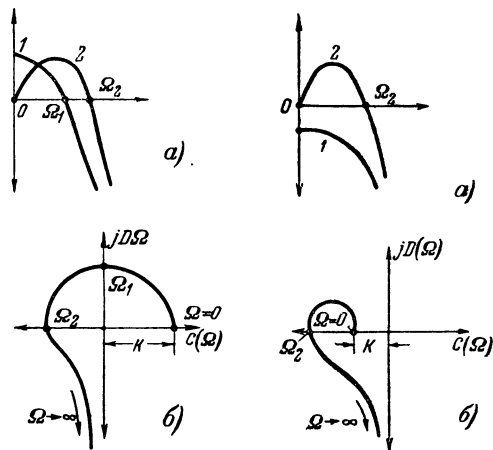
Как известно, частоту свободных колебаний Ω можно определить, приравняв нулю мнимую часть уравнения (4-26)

$$\Omega(a_2 - a_0 \Omega^2) = 0.$$

Получим два решения:

$$\Omega_1 = \sqrt{\frac{a_2}{a_0}} \text{ и } \Omega_2 = 0.$$

Уравнение (4-26) будет выполняться, если при этих значениях Ω его действительная часть также будет равна нулю.



Фиг. 4-7. Построение диаграммы Михайлова при $K < \frac{a_1 a_2}{a_0}$.

Фиг. 4-8. Построение диаграммы Михайлова при $K < 0$.

Если Ω_1 — частота свободных колебаний системы ЧАП, то последнее требование выполняется при $K = \frac{a_1 a_2}{a_0}$. Как следует из приравнивания нулю действительной части уравнения (4-26), решение $\Omega_2 = 0$ возможно лишь при $K = 0$.

Из приведенного выше анализа ясно, что для обеспечения устойчивой работы системы ЧАП необходимо ограничить величину коэффициента автоподстройки значением, не превышающим $\frac{a_1 a_2}{a_0}$. Следовательно, наиболее неблагоприятным будет тот случай, когда параметры фильтра выбраны таким образом, что величина

$\frac{a_1 a_2}{a_0}$ минимальна, так как при этом допустимое с точки зрения устойчивости значение K также будет минимально.

Определим, при каких соотношениях между постоянными времени звеньев фильтра функция $\frac{a_1 a_2}{a_0}$ имеет минимум. Путем элементарных выкладок нетрудно получить следующие выражения:

$$a_0 = R_1 C_1 R_2 C_2 R_3 C_3;$$

$$a_1 = R_1 C_1 R_2 C_2 + R_1 C_1 R_3 C_3 + R_2 C_2 R_3 C_3;$$

$$a_2 = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_3 C_3,$$

где $R_1 C_1$, $R_2 C_2$, $R_3 C_3$ — параметры звеньев фильтра.

Предположим, что $R_1 C_1 = RC$, $R_2 C_2 = lRC$, $R_3 C_3 = mRC$.

После преобразований получим:

$$\frac{a_1 a_2}{a_0} = \frac{1}{m} + \frac{1}{l} + 3 + \frac{l}{m} + l + \frac{m}{l} + m.$$

Определим минимум этой функции при изменении m и $l = l_0 = \text{const}$:

$$\frac{\partial}{\partial m} \left(\frac{a_1 a_2}{a_0} \right) = -\frac{1}{m^2} - \frac{l_0}{m^2} + \frac{1}{l_0} + 1.$$

Приравняв нулю, определим значение m_0 , соответствующее минимуму функции $\frac{a_1 a_2}{a_0}$ при изменении m . Оно будет равно:

$$m_0 = \sqrt{l_0}.$$

Значение l_0 , при котором та же функция имеет минимум при $m = m_0 = \text{const}$, можно определить таким же образом.

В результате получим:

$$l_0 = \sqrt{m_0}.$$

Совместное решение последних двух уравнений позволяет определить l_0 и m_0 :

$$l_0 = m_0 = 1.$$

При выполнении этого равенства функция $\frac{a_1 a_2}{a_0}$ имеет минимальное значение. Отсюда следует, что с точки зрения обеспечения устойчивой работы системы ЧАП применение трехзвенного фильтра с равными постоянными времени звеньев является нежелательным.

Нетрудно показать, что при минимальном значении функции $\frac{a_1 a_2}{a_0}$ и выполнении условия самовозбуждения системы коэффициент передачи D имеет максимальное значение. Действительно, из предыдущего известно, что при установившемся режиме частотной генерации

$$DS_\partial S_y = 1,$$

или

$$D = \frac{1}{K-1} = \frac{1}{\frac{a_1 a_2}{a_0} - 1}. \quad (4-27)$$

Из этого ясно, что коэффициент передачи максимален при минимальном значении $\frac{a_1 a_2}{a_0}$, т. е. условие самовозбуждения (4-4) выполняется при меньших значениях $S_\partial S_y$.

Из физических соображений ясно, что система ЧАП тем легче может возбудиться, чем больше коэффициент передачи фильтра. Однако следует иметь в виду, что выражение (4-27) определяет лишь те значения D , при которых выполняется условие баланса фаз, т. е. фазовый сдвиг в фильтре равен π . В работе В. И. Сифорова и Г. В. Гитшова [Л. 7] показано, что и в случае двухзвенного фильтра также наиболее невыгоден фильтр, у которого постоянные времени обоих звеньев одинаковы, так как при этом наиболее ярко выражен колебательный характер установления частоты.

В некоторых случаях важно знать характер и время установления устойчивого состояния системы, т. е. время, в течение которого амплитуда нестационарных свободных колебаний уменьшается до достаточно малой величины. В этих случаях необходимо дать полное решение дифференциального уравнения.

Выше при рассмотрении условий устойчивости системы ЧАП для упрощения первоначального анализа было предположено, что все возможные фазовые сдвиги полностью определяются фильтром. Однако на самом деле фазовые сдвиги могут создаваться в различных элементах системы ЧАП, как в дискриминаторе, так и в управляющем элементе. Обычно величины этих фазовых сдвигов оценить трудно.

В такого рода случаях при анализе устойчивости целесообразно применить понятие о времени запаздывания.

Целесообразность анализа устойчивости на основе определения времени запаздывания заключается в том, что последнее легко находится экспериментально. Это определение может быть произведено при помощи любого прибора, измеряющего малые промежутки времени, поскольку эффект запаздывания заключается в том, что сигнал на выходе какого-либо устройства повторяет сигнал, подведенный ко входу, но отстает во времени на величину τ_z , которая называется временем запаздывания. Следует отметить, что запаздывание и фазовый сдвиг являются лишь различными количественными характеристиками одного и того же физического явления, вызываемого наличием реактивных элементов в исследуемой цепи.

В том случае, если процесс носит гармонический характер, запаздывание τ_z и фазовый сдвиг θ связаны простым соотношением:

$$\theta(\Omega) = -\Omega\tau_z. \quad (4-28)$$

При неискаженной передаче спектра частот время запаздывания одинаково для различных составляющих спектра. В этом случае неизменное время запаздывания является более удобной характеристикой тракта, чем фазовые сдвиги, различные для гармонических составляющих разных частот.

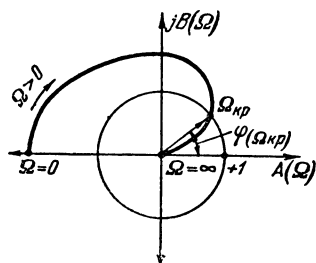
Даже при наличии фазовых искажений с достаточной степенью точности можно пользоваться понятием времени запаздывания для оценки фазовых сдвигов, происходящих в системе ЧАП, считая его постоянным в некотором диапазоне частот.

При этом следует правильно представлять физические процессы, связанные с запаздыванием напряжения на выходе дискриминатора по отношению к изменениям частоты стабилизируемого генератора. При самовозбуждении в системе ЧАП происходит периодическое изменение частоты колебаний стабилизируемого генератора, т. е. на дискриминатор подается частотно-модулированное напряжение.

Поскольку дискриминатор содержит частотно-зависимые цепи, изменение амплитуды напряжения на его выходе будет запаздывать по отношению к изменениям амплитуды напряжения на входе, и это время запаздывания легко определяется экспериментально. Однако при рассмотрении условий возникновения частотной генерации в системе ЧАП необходимо знать не время передачи изменений амплитуды напряжения, а время, проходящее от момента изменения частоты на входе дискриминатора до момента установления этой измененной частоты на выходе частотно-зависимых цепей. Не является очевидным, что запаздывание при изменениях амплитуды численно равно запаздыванию при изменениях частоты. В [Л. 10] доказывается, что характер установления частоты при передаче частотно-модулированных колебаний зависит от величины отклонения частоты. Отсюда можно сделать вывод, что при гармоническом законе изменения частоты переходный процесс будет определяться индексом модуляции. При малых индексах модуляции характер установления частоты и время запаздывания при передаче частотно-модулированных колебаний, как показано в [Л. 10], не отличаются от случая передачи амплитудно-модулированных колебаний. Последнее становится понятным при спектральном представлении ЧМ и АМ колебаний. Как известно [Л. 10], при достаточно малых индексах модуляции спектр ЧМ колебаний, так же как и спектр АМ колебаний, может быть представлен тремя частотами: несущей и двумя боковыми. Частоты составляющих этих двух спектров попарно равны друг другу. Поэтому фазовые сдвиги, получающиеся при прохождении через частотно-зависимые цепи гармонических составляющих обоих спектров, также будут попарно равны. В результате время запаздывания ЧМ и АМ колебаний при малом индексе модуляции будет одинаковым. Этот вывод полностью применим при анализе устойчивости ЧАП, поскольку предполагается, что начальные отклонения частоты от точки равновесия незначительны, т. е. индекс модуля-

ции весьма мал. Изложенное дает право оперировать с временем запаздывания τ_z при анализе устойчивости систем ЧАП.

Кроме экспериментальных исследований, о величине времени запаздывания можно также судить по известным фазовым характеристикам системы. В. Г. Вольпяном и Н. О. Варгановым были проведены теоретические



Фиг. 4-9. Диаграмма Найквиста при наличии запаздывания.

исследования времени запаздывания и фазовых характеристик электрических фильтров и двухконтурных систем.

Я. З. Цыпкин предложил метод определения критического времени запаздывания, при котором система может возбудиться. Для этого следует при анализе систем автоподстройки по методу Найквиста учесть дополнительный фазовый сдвиг, который определяется временем запаздывания. Тогда выражение для комплексного коэффициента передачи разомкнутой системы ЧАП с учетом эффекта запаздывания может быть записано в виде:

$$\bar{N}_\tau(\Omega) = N(\Omega) e^{j[\varphi(\Omega) + \theta(\Omega)]}. \quad (4-29)$$

Вектор $\bar{N}_\tau(\Omega)$ по модулю равен $N(\Omega)$ — величине коэффициента передачи, полученной без учета запаздывания, а по фазе повернут относительно $N(\Omega) e^{j\varphi(\Omega)}$ на угол $\theta(\Omega)$ по часовой стрелке. Этот угол равен нулю при $\Omega = 0$, т. е.

$$\bar{N}_\tau(0) = \bar{N}(0).$$

При увеличении частоты угол θ между \bar{N}_τ и \bar{N} возрастает, как это следует из (4-28), пропорционально

частоте при данном времени запаздывания τ_z .

Система может самовозбудиться, если при $N(\Omega) > 1$ вследствие наличия запаздывания удовлетворяется равенство

$$\varphi(\Omega) + \theta(\Omega) = -2n\pi, \quad (4-30)$$

где n — целое любое число, а знак „—“ принят для удобства написания последующих формул.

Очевидно, что условие баланса фаз при этом выполняется, если $n = 0, 1, 2, 3$ независимо от знака n . При этом кривая, описываемая концом вектора $\bar{N}_\tau(\Omega)$, охватит точку $(+1)j0$.

Приняв во внимание уравнения (4-28)—(4-30), получим, что минимальное или, как его обычно называют, критическое время запаздывания $\tau_{кр}$, при котором система возбудится, определится из следующих равенств:

$$N(\Omega_{кр}) = 1; \quad (4-31)$$

$$\tau_{кр} = \frac{(2n+1)\pi + \varphi_\phi(\Omega_{кр})}{\Omega_{кр}}. \quad (4-32)$$

При расчетах по формуле (4-32) следует иметь в виду, что, $\varphi_\phi(\Omega_{кр}) < 0$, но по абсолютной величине может превосходить π , поэтому следует выбирать n таким образом, чтобы $\tau_{кр}$ имело наименьшее положительное значение.

Критическое время запаздывания легко определяется графически при помощи диаграмм Найквиста на основании соотношений (4-31) и (4-32). Для этого следует построить амплитудно-фазовую характеристику системы ЧАП без запаздывания и в соответствии с формулой (4-31) провести окружность с радиусом, равным единице. Точки пересечения этих двух кривых соответствуют критическим значениям $\varphi_{кр}$ и $\Omega_{кр}$ (фиг. 4-9). По формуле (4-32) определяется критическое время запаздывания.

В качестве примера рассмотрим устойчивость системы ЧАП с однозвенным фильтром при наличии запаздывания. В соответствии с (4-21) и (4-31) можно записать:

$$\frac{S_0 S_y}{\sqrt{1 + (\Omega_{кр} CR)^2}} = 1.$$

Отсюда

$$\Omega_{кр} = \frac{\sqrt{(S_\partial S_y)^2 - 1}}{RC}. \quad (4-33)$$

Исходя из уравнений (4-22) и (4-33), получим, что критическое время запаздывания

$$\tau_{кр} = \frac{\pi - \arctg \sqrt{(S_\partial S_y)^2 - 1}}{\sqrt{(S_\partial S_y)^2 - 1}} RC. \quad (4-34)$$

В практических схемах коэффициент автоподстройки имеет величину порядка нескольких десятков. При этом $S_\partial S_y \gg 1$ и, следовательно, $\arctg S_\partial S_y \approx \frac{\pi}{2}$. Тогда последняя формула приводится к виду:

$$\tau_{кр} = \frac{\pi}{2S_\partial S_y} RC. \quad (4-35)$$

Рассмотрим поведение системы при $\tau > \tau_{кр}$, т. е. при $\Omega < \Omega_{кр}$.

Система будет неустойчива, если на какой-либо частоте ($0 < \Omega < \infty$) вектор $\bar{N}(\Omega)$ по модулю окажется равным или больше единицы, а фазовый сдвиг, определяемый запаздыванием, будет удовлетворять равенству (4-30).

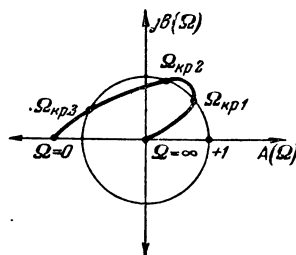
Рассматривая фиг. 4-9, нетрудно убедиться, что возбуждение системы возможно при $\Omega < \Omega_{кр}$, поскольку в этом случае

$$\theta(\Omega) > \theta(\Omega_{кр}) \text{ и } |N(\Omega)| > 1.$$

При $\tau < \tau_{кр}$ вектор, фаза которого удовлетворяет равенству (4-30), по модулю всегда меньше единицы, а поэтому самовозбуждение невозможно.

В некоторых системах автоматического регулирования возможны, вообще говоря, такие случаи, когда кривая, описываемая вектором $\bar{N}(\Omega)$, пересекается окружностью с радиусом, равным единице, в нескольких точках (фиг. 4-10), т. е. может существовать несколько значений критического времени запаздывания $\tau_{кр1}$, $\tau_{кр2}$, $\tau_{кр3}$ и т. д. Если при $\tau_{кр1}$ система теряет устойчивость, то при увеличении времени запаздывания до $\tau_{кр3}$ она снова может стать устойчивой, поскольку модуль вектора \bar{N} при $\Omega_{кр2} > \Omega > \Omega_{кр3}$ меньше единицы.

В практических схемах время запаздывания обычно весьма мало и не превосходит значения $\tau_{кр1}$. Для таких систем критерий устойчивости можно сформулировать следующим образом. Система ЧАП устойчива, если время запаздывания меньше наименьшего критического времени запаздывания.



Фиг. 4-10. Диаграмма Найквиста для случая, когда система ЧАП имеет несколько значений $\tau_{кр}$.

Из формулы (4-35) следует, что при увеличении постоянной времени фильтра критическое время запаздывания увеличивается, а при увеличении произведения $S_\partial S_y$ уменьшается. Следовательно, увеличение коэффициента автоподстройки в системах с запаздыванием ограничено условием $\tau_z < \tau_{кр}$.

В заключение отметим, что, как это следует из формул (4-4) и (4-35), необходимость обеспечения достаточной устойчивости систем ЧАП приводит к ограничению практически реализуемой величины коэффициента автоподстройки в пределах нескольких десятков.

4-2. Переходные процессы в системах частотной автоподстройки

Проведенный в предыдущем параграфе анализ не дает представления о характере установления частоты стабилизируемого генератора при наличии ЧАП. Между тем рассмотрение переходных процессов в системе ЧАП имеет большое практическое значение и связано в первую очередь с определением времени установления частоты стабилизируемого генератора. Практически переходные процессы в системах ЧАП возникают при достаточно быстрых изменениях

частоты стабилизируемого генератора, т. е. в процессе схватывания.

При этом возможны два случая: первый, происходящий при подключении системы ЧАП к стабилизируемому генератору, имеющему начальную расстройку; второй, происходящий при скачкообразных изменениях частоты подстроенного под воздействием ЧАП стабилизируемого генератора. Достаточно быстрыми или скачкообразными изменениями частоты в системах ЧАП следует считать такие изменения, длительность которых в несколько раз меньше продолжительности переходных процессов.

Вывод формулы, позволяющий определить время установления, выполнен в настоящем параграфе для первого случая, представляющего наибольший практический интерес.

Рассмотрение начнем с простейшего случая, когда система ЧАП с однозвенным фильтром R - C не имеет запаздывания, а максимальные расстройки частоты стабилизируемого генератора не превосходят области, в которой статические характеристики дискриминатора и управляющего элемента могут считаться линейными. Текущее значение отклонения частоты стабилизируемого генератора от номинального значения равняется алгебраической сумме начального отклонения частоты, вызванного влиянием дестабилизирующих факторов, и отклонения, представляющего собой корректирующее воздействие управляющего элемента системы ЧАП, т. е.

$$\Delta f = \Delta f_{\kappa} + \Delta f_y, \quad (4-36)$$

где Δf — текущее значение отклонения частоты стабилизируемого генератора от номинального значения;

Δf_{κ} — начальная расстройка;

Δf_y — отклонение частоты под воздействием управляющего элемента.

Процесс установления напряжения в однозвенном фильтре описывается уравнением

$$e_{\partial} = e_y + RC \frac{de_y}{dt}. \quad (4-37)$$

Уравнения, определяющие работу управляющего элемента и дискриминатора, имеют вид:

$$\Delta f_y = -S_y e_y; \quad (4-38)$$

$$e_{\partial} = S_{\partial} \Delta f. \quad (4-39)$$

Знак минус в (4-38) при $S_{\partial} > 0$ и $S_y > 0$ обеспечивает, как было показано в § 4-1, эффективную и устойчивую работу ЧАП с однозвенным фильтром R - C в отсутствие запаздывания.

Подставив (4-37), (4-38) и (4-39) в (4-36), получим:

$$\begin{aligned} RC \frac{d}{dt} \Delta f + \Delta f + S_{\partial} S_y \Delta f &= \\ &= RC \frac{d}{dt} \Delta f_{\kappa} + \Delta f_{\kappa}. \end{aligned} \quad (4-40)$$

Для анализа переходного процесса, описываемого уравнением (4-40), расстройку Δf_{κ} будем считать не зависящей от времени, т. е. $\frac{d}{dt} \Delta f_{\kappa} = 0$. Это

допущение полностью отвечает реальным условиям эксплуатации аппаратуры, поскольку в течение сравнительно быстро протекающих переходных процессов изменение величины Δf_{κ} можно считать ничтожно малым. При сделанном предположении в уравнении (4-40) можно разделить переменные и привести его к виду:

$$RC \frac{d(\Delta f)}{\Delta f + S_{\partial} S_y \Delta f - \Delta f_{\kappa}} = -dt.$$

Решение этого уравнения запишется в форме:

$$\begin{aligned} \frac{RC}{1 + S_{\partial} S_y} \ln [\Delta f (1 + S_{\partial} S_y) - \Delta f_{\kappa}] &= \\ &= -t + \ln A, \end{aligned} \quad (4-41)$$

где A — произвольная постоянная интегрирования.

Решив (4-41) относительно Δf и определив произвольную постоянную A , исходя из начальных условий (при $t = 0$ $\Delta f = \Delta f_{\kappa}$), получим:

$$\Delta f = \frac{\Delta f_{\kappa}}{1 + S_{\partial} S_y} [1 + S_{\partial} S_y e^{-(S_{\partial} S_y + 1) \frac{t}{RC}}]. \quad (4-42)$$

Формула (4-42) описывает процесс установления частоты, начиная с мо-

мента подключения системы ЧАП к стабилизируемому генератору, имеющему начальную расстройку Δf_n . Из (4-42) видно, что частота стабилизируемого генератора в ЧАП с однозвенным фильтром устанавливается по апериодическому закону. В установившемся режиме, т. е. при $t \rightarrow \infty$, остаточная расстройка Δf_0 определится из равенства

$$\Delta f_0 = \frac{\Delta f_n}{1 + S_0 S_y} = \frac{\Delta f_n}{K}, \quad (4-43)$$

где K — коэффициент автоподстройки.

Выражение (4-43) совпадает с полученной в § 2-1 формулой для расчета остаточной расстройки в установившемся режиме.

Из (4-42) следует, что время переходного процесса в ЧАП определяется постоянной времени $(1 + S_0 S_y)$ раз меньшей, чем постоянная времени фильтра RC . Этот факт имеет простое физическое объяснение, заключающееся в том, что благодаря действию системы ЧАП напряжение на входе фильтра непрерывно уменьшается, тем самым уменьшая время, необходимое для заряда конденсатора фильтра до напряжения, равного по величине входному.

Из (4-42) может быть получена формула для определения времени переходного процесса t_n . Произведя необходимые преобразования с учетом (4-43), получим:

$$t_n = \frac{RC}{K} \ln \frac{(K-1) \Delta f_0}{\Delta f_n - \Delta f_0}, \quad (4-44)$$

где Δf_n — отклонение частоты стабилизируемого генератора, отличающееся от Δf_0 на сколько угодно малое конечное значение, определяемое конкретными требованиями, предъявляемыми к стабильности рабочей частоты.

Условно примем, что переходный процесс заканчивается в момент, когда отклонение частоты стабилизируемого генератора от номинального значения равно Δf_n . Для большинства практических случаев применения частотной автоподстройки

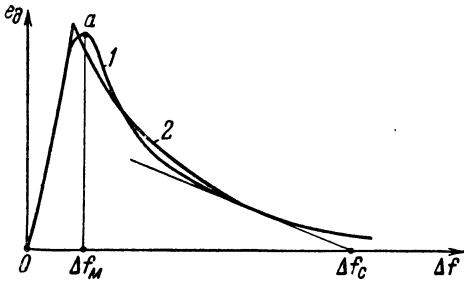
достаточно считать, что $\Delta f_n = 1,1 \Delta f_0$, тогда формула (4-44) примет вид:

$$t_n = \frac{RC}{K} \ln 10 (K - 1). \quad (4-45)$$

Перейдем к рассмотрению переходных процессов для такого режима работы ЧАП, при котором статическая характеристика дискриминатора не может считаться линейной. Этот случай представляет наибольший практический интерес, так как стремление наиболее полно использовать преимущества, даваемые применением ЧАП в аппаратуре, неизбежно приводит к необходимости увеличения полосы схватывания. Основной выигрыш, который при этом получается, заключается в возможности уменьшить требования к стабильности частоты стабилизируемого генератора и получить необходимую точность поддержания рабочей частоты за счет более эффективного использования автоподстройки. Именно такой путь при проектировании аппаратуры является наиболее рациональным, так как всякое повышение требований к стабильности генераторов с параметрической стабилизацией достигается за счет существенных конструктивных и технологических усложнений, что в конечном счете ведет к удорожанию аппаратуры.

Из сказанного не следует делать неправильного вывода о том, что во всех случаях для получения необходимой стабильности рабочей частоты рационально использование системы ЧАП, а не параметрической стабилизации в чистом виде. Лишь убедившись в том, что использование методов параметрической стабилизации не обеспечивает выполнения требований к стабильности частоты проектируемой аппаратуры, следует идти на введение в схему кварцев и применение автоподстройки частоты по эталонному генератору. Но решившись на усложнение схемы, неизбежно связанное с использованием системы автоподстройки, следует максимально использовать возможности последней и работать с наибольшей полосой схватывания.

Кривая 1 на фиг. 4-11 изображает характеристику дискриминатора. Как

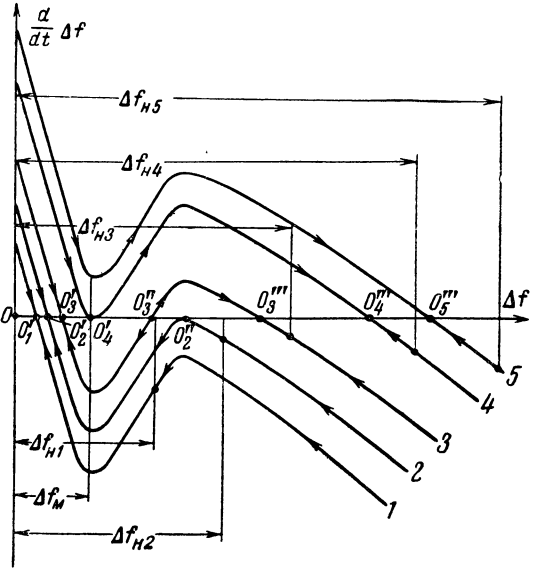


Фиг. 4-11. Статическая характеристика дискриминатора (кривая 1) и аппроксимирующая ее функция (кривая 2).

видно из фиг. 4-11, линейность характеристики резко нарушается в точке a — максимуме функции. Проведенный выше линейный анализ переходных процессов допустим для случая, когда начальные расстройки не превышают Δf_m — абсциссы точки a фиг. 4-11.

Между тем границей полосы схватывания при данной крутизне управляющего элемента является величина Δf_c (фиг. 4-11). Из рассмотрения фиг. 4-11 ясно, сколь существенное увеличение полосы схватывания получается при использовании нелинейного участка. Практически в преобладающем большинстве видов аппаратуры работа ЧАП происходит с использованием нелинейного участка характеристики дискриминатора. Отметим попутно, что стремление повысить эффективность автоподстройки связано с необходимостью увеличения крутизны начального участка характеристики дискриминатора, что приводит к еще большему использованию нелинейного участка характеристики.

Дифференциальное уравнение, определяющее работу ЧАП с учетом нелинейности характеристики дискриминатора, может быть получено тем же путем, каким было выведено уравнение (4-40). Единственное отличие заключается в необходимости замены уравнения (4-39) нелинейной функцией, представляющей характеристику дискриминатора. Запишем эту функцию в том же виде, как и (2-1), заменив U_d на e_d , поскольку дифференциальное уравнение составляется для мгновенных



Фиг. 4-12. Фазовые кривые для системы ЧАП с однозвенным фильтром $R-C$.

венных значений искомой функции

$$e_d = \eta(\Delta f). \quad (4-46)$$

Тогда, подставив (4-37), (4-38) и (4-46) в (4-36), получим:

$$RC \frac{d}{dt} \Delta f + \Delta f + S_y \eta(\Delta f) = \Delta f_n. \quad (4-47)$$

Так же как и ранее, в (4-47), полагаем $\Delta f_n = \text{const}$. Скорость установления частоты может быть рассчитана из уравнения (4-47), преобразованного к виду:

$$\frac{d}{dt} \Delta f = \frac{\Delta f_n - \Delta f - S_y \eta(\Delta f)}{RC}. \quad (4-48)$$

Если предположить, что статическая характеристика дискриминатора имеет вид кривой 1 на фиг. 4-11, то зависимость (4-48) графически может быть представлена кривыми, изображенными на фиг. 4-12 для различных значений Δf_n .

Как известно, динамическое состояние системы, описываемой дифференциальным уравнением первого порядка, полностью определяется ее координатой. В применении к (4-48) координатой системы является величина текущего отклонения частоты стабилизируемого генератора. Знание величины Δf , как следует из (4-48), однозначно определяет и величину

$\frac{d}{dt} \Delta f$, т. е. скорость изменения частоты. Таким образом, координаты какой-либо точки, лежащей на одной из кривых фиг. 4-12, представляют или изображают динамическое состояние системы в данный момент времени. На этом основании точки, расположенные на кривых фиг. 4-12, называются изображающими или представляющими. Кривые фиг. 4-12 могут быть получены аналитически или графически, в зависимости от того, в каком виде задана функция $\eta(\Delta f)$. Заметим, что все кривые, изображенные на фиг. 4-12, для данной системы ЧАП полностью идентичны и расположены одна относительно другой эквидистантно, а отрезок, отсекаемый ими на оси ординат, равен $\frac{\Delta f_n}{RC}$.

В течение времени переходного процесса состояние системы непрерывно изменяется, и это изменение удобно представлять как движение изображающей точки вдоль кривой, соответствующей определенной начальной расстройке. Движение начинается от точки, расположенной на кривой и имеющей абсциссу, равную величине отклонения частоты стабилизируемого генератора в момент начала переходного процесса. Поскольку предполагается рассмотреть процесс, возникающий при подключении системы ЧАП к стабилизируемому генератору, имеющему начальную расстройку, равную Δf_n , следует считать, что на фиг. 4-12 процесс начинается от точки, расположенной на соответствующей кривой и имеющей абсциссу Δf_n . Следовательно, в рассматриваемом случае при нормально действующей системе ЧАП (т. е. при $K > 1$) Δf в процессе установления не может быть больше Δf_n .

На кривых фиг. 4-12 поставлены стрелки, указывающие направление движения изображающей точки с течением времени. Стрелки поставлены в соответствии со следующими соображениями. При $\frac{d}{dt} \Delta f > 0$, т. е. для участков кривых, расположенных выше оси абсцисс, с течением времени происходит увеличение Δf , поэтому

стрелки на этих участках направлены слева направо. В нижней полуплоскости по аналогичным соображениям стрелки направлены справа налево.

Точки пересечения кривых фиг. 4-12 с осью абсцисс являются точками равновесия системы ЧАП, поскольку в них $\frac{d}{dt} \Delta f = 0$, следовательно, $\Delta f = \text{const.}$ Однако некоторые из этих точек являются неустойчивыми, как, например, точка O_3'' . Действительно, как видно из кривой 3 фиг. 4-12, при малейшем отклонении абсциссы точки O_3'' процесс будет развиваться в зависимости от знака этого отклонения в одном из направлений, указанных стрелками. Следовательно, в точке O_3'' критерий устойчивости Ляпунова (см. стр. 16) не выполняется. В результате частота стабилизируемого генератора изменится таким образом, что отклонение ее от номинального значения окажется равным абсциссе точки O_3' или абсциссе точки O_3''' . На основании того же критерия Ляпунова нетрудно доказать, что точки O_3' и O_3''' являются устойчивыми.

Из этого следует, что об устойчивости системы ЧАП можно судить по знаку тангенса угла наклона касательной к кривой фиг. 4-12 в точке равновесия. Из (4-48) видно, что при изменении RC изменяется лишь масштаб оси ординат, но кривые фиг. 4-12 остаются неизменными по форме. Следовательно, наличие однозвенного фильтра $R-C$ не влияет на характер и абсциссы точек равновесия. Последние можно определить, приравняв (4-48) нулю, т. е. из равенства

$$\Delta f_n - \Delta f - S_y \eta(\Delta f) = 0. \quad (4-49)$$

Независимость условия устойчивой работы ЧАП с однозвенным фильтром $R-C$ от его параметров позволяет определять устойчивость системы по взаимному расположению совмещенных в одной системе координат характеристик дискриминатора и управляющего элемента, как это было сделано в § 2-2.

На основании изложенного можно сделать вывод о том, что наличие

однозвенного фильтра $R-C$ необходимо учитывать при рассмотрении переходного процесса, а условия устойчивой и эффективной работы могут быть определены без учета фильтра $R-C$.

Процесс установления частоты, происходящий при подключении ЧАП к стабилизируемому генератору, изображается на фиг. 4-12 не кривой в целом, а лишь той ее частью, которая заключена между точкой, имеющей абсциссу, например, равную $\Delta f_{\kappa 3}$, и ближайшей точкой устойчивого равновесия O_3''' на кривой 3 фиг. 4-12.

Действительно, равенство нулю $\frac{d}{dt} \Delta f$ при выполнении критерия Ляпунова означает окончание переходного процесса, т. е. невозможность при $\Delta f_{\kappa} = \Delta f_{\kappa 3}$ такого состояния системы, которое на фиг. 4-12 изображалось бы частью кривой, расположенной левее точки устойчивого равновесия O_3''' .

Участки кривых фиг. 4-12, изображающие процессы в системах при определенных начальных условиях, называются фазовыми кривыми или фазовыми траекториями. Фазовая кривая представляет траекторию, которую проходит изображающая точка за все время переходного процесса от начала и до установления в системе состояния устойчивого равновесия.

Прежде чем перейти к количественному анализу, остановимся на некоторых существенных особенностях кривых, изображенных на фиг. 4-12. Начальные расстройки $\Delta f_{\kappa 1}$, $\Delta f_{\kappa 2}$ и т. д. для каждой из кривых однозначно связаны коэффициентом RC с величиной отрезка, отсекаемого на оси ординат.

Рассмотрим характерные отличия каждой из кривых фиг. 4-12. Кривая 1 имеет одну точку, в которой $\frac{d}{dt} \Delta f = 0$,

т. е. одну точку устойчивого равновесия, причем эта точка расположена близ начала координат и имеет абсциссу, существенно меньшую, чем $\Delta f_{\kappa 1}$. В режиме, соответствующем кривой 1, обеспечивается эффективная работа

ЧАП, т. е. уменьшение начальной расстройки. Эффективность работы ЧАП по кривой 1 фиг. 4-12 может быть оценена отношением абсциссы $\Delta f_{\kappa 1}$ к абсциссе точки O_1' . Аналогично и для других кривых эта оценка должна определяться отношением значений абсцисс, соответствующих началу и концу переходного процесса. Нетрудно понять, что система ЧАП может работать эффективно, если на участке кривой, расположенном между ее минимумом и осью ординат, имеется точка устойчивого равновесия. Кривая 1 изображает переходный процесс для случая, когда начальная расстройка меньше полосы схватывания. На фиг. 2-4 установившийся режим, соответствующий этому случаю, изображается пересечением кривых 1 и 2.

Кривая 2 фиг. 4-12 изображает переходный процесс, возникающий при точном равенстве начальной расстройки величине полосы схватывания. В этом случае нельзя гарантировать эффективной работы ЧАП, так как при сколь угодно малом увеличении начальной расстройки система может оказаться в состоянии устойчивого равновесия близ точки O_2'' . Поскольку точное равенство двух физических величин невозможно, следует считать, что на границе полосы схватывания система ЧАП может работать не эффективно.

При начальных расстройках $\Delta f_{\kappa 3}$, $\Delta f_{\kappa 4}$ и $\Delta f_{\kappa 5}$, превышающих полосу схватывания, переходные процессы изображаются фазовыми кривыми, заканчивающимися в точках O_3''' , O_4''' и O_5''' соответственно. Абсциссы этих точек мало отличаются от начальных расстроек, что свидетельствует о неэффективной работе автоподстройки. Этот же результат был получен ранее в § 2-2 из рассмотрения статических характеристик дискриминатора и управляющего элемента.

Несмотря на неэффективную работу в режиме схватывания, процессы, соответствующие кривым 3, 4 и 5, также представляют существенный практический интерес, поскольку характеризуют систему ЧАП, работающую в режиме удержания. В отличие

от процесса схватывания в режиме удержания весьма медленные изменения Δf_n происходят в системе, находящейся в точке устойчивого равновесия, например O'_1 . В процессе удержания переходные процессы практически не возникают и поэтому можно считать, что при изменении начальной расстройки, например увеличении ее относительно Δf_{n1} , система из точки O'_1 переходит непосредственно в точку пересечения кривой, соответствующей новой начальной расстройке, с осью абсцисс. Таким образом, при увеличении начальной расстройки в режиме удержания от Δf_{n1} до Δf_{n4} изображающая точка пройдет по оси абсцисс отрезок $O'_1 - O'_4$. При дальнейшем сколь угодно малом увеличении начальной расстройки в системе возможно только одно состояние устойчивого равновесия, определяемое точкой, имеющей величину, Δf , большую O_4''' , например точкой O_5''' для $\Delta f_n = \Delta f_{n5}$. Отсюда можно сделать вывод о том, что полоса удержания для системы ЧАП, характеризуемой кривыми фиг. 4-12, равняется Δf_{n4} . Отметим попутно, что процесс установления в некоторых случаях может начинаться при произвольных значениях Δf , а не при значениях Δf_n . В некоторых видах аппаратуры, где требуется обеспечение весьма больших полос схватывания, кратковременным импульсом изменяют частоту стабилизируемого генератора таким образом, чтобы система ЧАП могла ее „схватить“, а затем удерживать в пределах полосы удержания.

Например, если начальная расстройка стабилизируемого генератора равна Δf_{n3} , то эффективная работа ЧАП в режиме схватывания не обеспечивается. Однако, не меняя требований к стабильности стабилизируемого генератора, можно в этом случае обеспечить эффективную работу ЧАП, если при помощи кратковременного импульса уменьшить в начальный момент расстройку Δf . При этом, если за время действия импульса Δf изменится до значения, меньшего абсциссы

точки O_3'' , то после прекращения импульса точка будет двигаться по кривой 3, и в системе по окончании переходного процесса установится остаточная расстройка, равная абсциссе O_3' .

Практически изменение частоты стабилизируемого генератора на необходимую величину может быть получено подачей кратковременного импульса нужной полярности на реактивную лампу или каким-либо иным аналогичным способом.

Резюмируя, можно сделать выводы:

1. При начальных расстройках стабилизируемого генератора, меньших Δf_{n2} , эффективная работа ЧАП обеспечивается вне зависимости от начальных условий.

2. При начальных расстройках, больших Δf_{n2} , но меньших Δf_{n4} , эффективная работа ЧАП обеспечивается лишь при определенных начальных условиях.

3. Исключение требования работы ЧАП в режиме схватывания снижает требования к стабильности частоты стабилизируемого генератора, поскольку полоса удержания существенно больше полосы схватывания.

После качественного рассмотрения фиг. 4-12 продолжим решение уравнения (4-48). Чтобы довести решение до конкретных расчетных формул, необходимо аппроксимировать $\eta(\Delta f)$ какой-либо аналитической функцией. Поскольку схемы и статические характеристики дискриминаторов весьма разнообразны, бессмысленно пытаться подобрать одну функцию, точно аппроксимирующую $\eta(\Delta f)$. Поэтому следует $\eta(\Delta f)$ аппроксимировать таким образом, чтобы, во-первых, не исказить качественной стороны переходных процессов, во-вторых, иметь возможность получить сравнительно простые расчетные формулы. Точность расчетов по этим формулам должна удовлетворять требованиям инженерной практики. Наиболее приемлемой с указанных точек зрения является кусочная линейно-нелинейная аппроксимация функции $\eta(\Delta f)$. На фиг. 4-11 кривая 2 изображает аппроксимирующую

щую функцию, состоящую из двух частей — линейной и нелинейной.

Начальный участок при $\Delta f < \Delta f_m$ аппроксимируем прямой

$$e_0 = S_0 \Delta f. \quad (4-39)$$

Часть статической характеристики дискриминатора при $\Delta f > \Delta f_m$ аппроксимируем гиперболой

$$e_0 = \frac{a}{\Delta f}. \quad (4-50)$$

Решение уравнения (4-48) при линейной аппроксимации статической характеристики дискриминатора было получено ранее и определяется формулами (4-42) и (4-44). Уравнение (4-48) при аппроксимации функцией (4-50) и после разделения переменных запишется в виде:

$$\frac{d}{dt} \Delta f = \frac{-\Delta f^2 + \Delta f_n \Delta f - a S_y}{RC \Delta f} \quad (4-51')$$

или

$$\frac{RC \Delta f}{\Delta f^2 - \Delta f_n \Delta f + a S_y} d(\Delta f) = -dt. \quad (4-51'')$$

Интегрирование левой части уравнения (4-51'') может быть произведено для двух случаев:

$$-\Delta f_n^2 + 4a S_y > 0; \quad (4-52')$$

$$4a S_y - \Delta f_n^2 < 0. \quad (4-52'')$$

Определить, для какого из неравенств (4-52') или (4-52'') следует интегрировать (4-51''), можно из следующих соображений. Выше указывалось, что в случае эффективной работы ЧАП точка устойчивого равновесия лежит на участке, расположенном левее минимумов кривых фиг. 4-12. При указанных условиях для работы в пределах полосы схватывания числитель правой части (4-51') не должен иметь действительных корней, поскольку при линейно-нелинейной аппроксимации статической характеристики дискриминатора уравнение (4-51') справедливо лишь для Δf , больших Δf_m .

Условие отсутствия действительных корней в числителе (4-51') имеет вид:

$$\Delta f_n^2 - 4a S_y < 0,$$

что соответствует (4-52').

Дальнейшие выкладки целесообразно производить с безразмерными функциями, так как это упрощает построение конечных формул. Разделим для этого числитель и знаменатель левой части (4-51'') на величину $4a S_y$. Корень из этой величины имеет размерность частоты и, как будет видно из дальнейшего, является важной физической величиной. Тогда (4-51'') может быть приведено к виду:

$$RC \int \frac{\alpha d\alpha}{\alpha^2 - \alpha_n \alpha + \frac{1}{4}} = - \int dt, \quad (4-53)$$

где

$$\alpha = \frac{\Delta f}{2\sqrt{a S_y}} \quad (4-54)$$

— относительное текущее значение расстройки стабилизируемого генератора;

$$\alpha_n = \frac{\Delta f_n}{2\sqrt{a S_y}} \quad (4-55)$$

— относительная начальная расстройка.

Решение интеграла, стоящего в левой части (4-53), имеется в литературе [Л-22]. Воспользовавшись им, из (4-53) получим:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \ln \left(\alpha^2 - \alpha_n \alpha + \frac{1}{4} \right) + \\ & + \frac{\alpha_n}{\sqrt{1 - \alpha_n^2}} \operatorname{arctg} \frac{2\alpha - \alpha_n}{\sqrt{1 - \alpha_n^2}} = - \frac{t}{RC} - B, \end{aligned} \quad (4-56)$$

где B — произвольная постоянная интегрирования.

Произвольную постоянную B определяем из начального условия: при $t=0$ $\alpha = \alpha_n$, т. е. рассматриваем процесс установления для случая подключения ЧАП к стабилизируемому генератору, имеющему относительную начальную расстройку α_n . Подставив в (4-56) значения $t=0$ и $\alpha = \alpha_n$, получим:

$$B = \ln 2 - \frac{\alpha_n}{\sqrt{1 - \alpha_n^2}} \operatorname{arctg} \frac{\alpha_n}{\sqrt{1 - \alpha_n^2}}. \quad (4-57)$$

Уравнение (4-56) с учетом (4-57) можно привести к виду:

$$\begin{aligned} \frac{t}{RC} = & \frac{\alpha_n}{\sqrt{1-\alpha_n^2}} \operatorname{arctg} \frac{\alpha_n - 2\alpha}{\sqrt{1-\alpha_n^2}} - \\ & - \frac{1}{2} \ln \left(\alpha^2 - \alpha_n \alpha + \frac{1}{4} \right) - \ln 2 + \\ & + \frac{\alpha_n}{\sqrt{1-\alpha_n^2}} \operatorname{arctg} \frac{\alpha_n}{\sqrt{1-\alpha_n^2}}. \end{aligned} \quad (4-58)$$

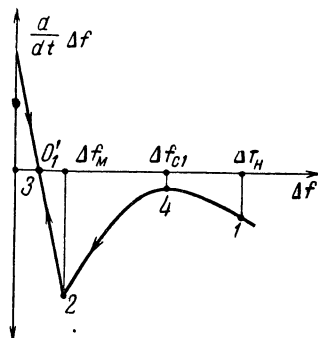
Из рассмотрения (4-58) можно определить физический смысл введенного ранее произведения: $2\sqrt{aS_y}$. Действительно, при $\alpha_n \rightarrow 1$ время установления стремится к бесконечности. Это означает, что режим $\alpha_n = 1$ является граничным: при $\alpha_n < 1$ время установления конечно, при $\alpha_n > 1$ t получается мнимой величиной; это означает, что эффективная работа ЧАП невозможна. Если $\alpha_n = 1$, то из (4-55) следует, что $\Delta f = 2\sqrt{aS_y}$. Нетрудно понять, что граничный режим $\alpha_n = 1$, означает равенство начальной расстройки полосе схватывания и, следовательно, формула

$$\Delta f_c = 2\sqrt{aS_y} \quad (4-59)$$

аналитически определяет величину полосы схватывания при принятой выше аппроксимации статической характеристики дискриминатора. Таким образом, величина α_n при данном значении Δf_n показывает, какая часть полосы схватывания используется при автоподстройке частоты стабилизируемого генератора. Решить (4-58) относительно α , т. е. получить зависимость отклонения частоты от времени, в общем случае невозможно.

Основной практический интерес представляют время установления и характер переходного процесса. На эти вопросы можно дать ответы, проанализировав (4-58) без решения его относительно α . Характер переходного процесса ясен из рассмотрения фиг. 4-12. Поскольку скорость изменения частоты при движении в пределах одной фазовой траектории знака не меняет, можно утверждать, что процесс установления носит аperiодический характер.

Для определения времени установления следует из (4-58) рассчитать время t_{1n} , в течение которого абсцисса изображающей точки изменится от величины Δf_n до Δf_m (фиг. 4-13) и затем прибавить t_{2n} — время движения от точки 2 к точке 3, имеющей абсциссу, сколь угодно мало отличающуюся от абсциссы точки O'_1 , равной Δf_0 .



Фиг. 4-13. Фазовая кривая для системы ЧАП с однозвенным фильтром R-C при $\Delta f_n < \Delta f_c$.

Обозначим через α_{\max} относительное отклонение частоты стабилизируемого генератора, при котором на выходе дискриминатора получается наибольшее напряжение, т. е.

$$\alpha_{\max} = \frac{\Delta f_m}{2\sqrt{aS_y}}. \quad (4-60)$$

Тогда время t_{1n} может быть определено из (4-58) подстановкой вместо α значения α_{\max} из (4-60). Получающаяся при этом формула является весьма громоздкой.

Между тем при одном вполне оправданном допущении может быть получена для расчета t_{1n} формула, более приемлемая для инженерной практики. Это допущение основывается на предположении, что система ЧАП работает эффективно, т. е. максимально возможное значение остаточной расстройки много меньше начальной. Иначе говоря, можно предположить, что $\alpha_{\max} \ll \alpha_n$. Тогда, приняв во внимание, что $\alpha_n < 1$, из (4-58) можно определить t_{1n} по следующей приближенной формуле:

$$t_{1n} = 2RC \frac{\alpha_n}{\sqrt{1-\alpha_n^2}} \operatorname{arctg} \frac{\alpha_n}{\sqrt{1-\alpha_n^2}}. \quad (4-61)$$

Формула (4-61) обеспечивает вполне достаточную точность расчета при $\frac{\Delta f_n}{\Delta f_0} \geq 10$. Время t_{2n} можно определить из уравнения (4-41), поскольку при $\Delta f < \Delta f_m$ статическая характеристика дискриминатора предположена прямолинейной. Однако при этом произвольная постоянная A должна быть определена из начальных условий: при $t=0$ $\Delta f = \Delta f_m$, поскольку процесс движения изображающей точки по прямолинейной части кривой фиг. 4-13 начинается от точки с абсциссой Δf_m . Определив произвольную постоянную для указанных начальных условий и преобразовав (4-41) необходимые преобразования, получим:

$$t_{2n} = \frac{RC}{K} \left[\ln \frac{(K-1) \Delta f_0}{\Delta f_n - \Delta f_0} - \ln \frac{(K-1) \Delta f_0}{\Delta f_m - \Delta f_0} \right], \quad (4-62)$$

где $K = 1 + S_\delta S_y$.

Наличие двух слагаемых в (4-62) легко объясняется из сравнения с (4-44). Первое слагаемое представляет время установления при линейной статической характеристике дискриминатора в пределах от 0 до Δf_n . Это время в рассматриваемом случае должно быть уменьшено на время движения изображающей точки от Δf_n до Δf_m , выражаемое вторым слагаемым в (4-62), поскольку при изменении расстройки от Δf_n до Δf_m изображающая точка движется по нелинейной части характеристики и соответствующее время определяется по формуле (4-61). Общее время установления с учетом нелинейности статической характеристики дискриминатора равно сумме t_{1n} и t_{2n} .

Из (4-61) и (4-62) получим следующую формулу для определения t_n — времени установления частоты в рассматриваемом случае:

$$t_n = RC \left(\frac{2\alpha_n}{\sqrt{1-\alpha_n^2}} \operatorname{arctg} \frac{\alpha_n}{\sqrt{1-\alpha_n^2}} + \frac{1}{K} \ln \frac{\alpha_{\max} - \alpha_0}{\alpha_n - \alpha_0} \right), \quad (4-63)$$

где $\alpha_0 = \frac{\Delta f_0}{2\sqrt{aS_y}}$ — относительная остаточная расстройка;

$\alpha_n = \frac{\Delta f_n}{2\sqrt{aS_y}}$ — относительная расстройка, сколько угодно мало отличающаяся от α_0 .

Величина $\frac{\alpha_n}{\alpha_0}$ определяется значением Δf , при котором переходный процесс можно считать закончившимся. Как уже указывалось, обычно принимается $\alpha_n = 1,1\alpha_0$.

Остановимся несколько подробнее на анализе формулы (4-63). Как видно из (4-63), нелинейность статической характеристики дискриминатора существенно изменяет время установления частоты. При этом время установления может быть во сколько угодно раз больше постоянной времени единственного в рассматриваемом случае инерционного элемента — фильтра $R-C$. Без учета нелинейности статической характеристики дискриминатора был получен обратный результат, т. е. уменьшение времени установления в системе ЧАП по сравнению с величиной RC .

Причина увеличения времени установления по сравнению с значением RC заключается в непостоянстве величины напряжения на входе фильтра. В противоположность рассмотренному ранее случаю напряжение на входе фильтра при уменьшении Δf (фиг. 4-11) под влиянием системы ЧАП сначала растет до точки с абсциссой Δf_m , т. е. до точки 2 на фиг. 4-13. Этот факт способствует увеличению времени установления, поскольку при возрастающем напряжении на входе фильтра требуется большее время для установления равенства напряжений на входе и выходе фильтра. Однако большую роль в увеличении времени установления играет наступающее близ точки 4 фиг. 4-13 значительное снижение скорости изменения частоты. При работе с начальной расстройкой, близкой к полосе схватывания, скорость изменения частоты в точке 4 стремится к нулю. Прежде чем перейти к физическому объяснению этой особенности работы ЧАП, определим аналитически координаты точки 4. Для

этого следует найти абсциссу максимума функции (4-51'). Произведя необходимые преобразования, получим:

$$\Delta f_{c1} = \sqrt{aS_y} \quad (4-64)$$

где Δf_{c1} — абсцисса максимума кривой (фиг. 4-13).

Иначе (4-64) можно записать в виде:

$$S_y = \frac{\Delta f_{c1}^2}{a} \quad (4-65)$$

Нетрудно видеть, что правая часть (4-65) представляет величину, обратную абсолютному значению крутизны гиперболы $\frac{a}{\Delta f}$ в точке с абсциссой Δf_{c1} .

Из (4-65) видно, что кривая скорости изменения частоты имеет максимум в точке, где крутизна статической характеристики дискриминатора обратна по величине крутизне характеристики управляющего элемента.

Значение $\frac{d}{dt} \Delta f$ в точке максимума функции можно получить, подставив (4-64) в (4-51'). В результате получим:

$$\left(\frac{d}{dt} \Delta f \right)_{\Delta f = \Delta f_{c1}} = \frac{\Delta f_n - 2\sqrt{aS_y}}{RC} \quad (4-66)$$

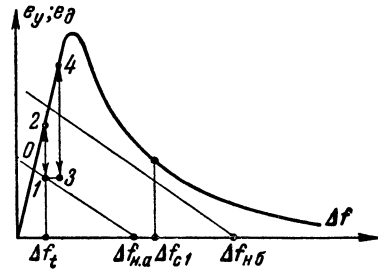
Таким образом, в точке с абсциссой Δf_{c1} происходит значительное замедление переходного процесса. Очевидно, что это замедление происходит лишь в случае, если $\Delta f_n > \Delta f_{c1}$. В некоторых видах аппаратуры необходимо обеспечить минимально возможное время установления. В этих случаях начальную расстройку следует ограничить величиной Δf_{c1} . Из (4-59) и (4-64) следует, что

$$\Delta f_{c1} = \frac{\Delta f_c}{2} \quad (4-67)$$

Таким образом, в целях уменьшения времени установления при данном фильтре RC следует работать в пределах расстроек, меньших половины полосы схватывания, т. е. при $\Delta f_n < \frac{\Delta f_c}{2}$, при справедливости аппроксимации (4-50).

Наличие максимума в точке 4

(фиг. 4-13), т. е. существенное замедление переходного процесса при некотором текущем значении отклонения частоты в процессе установления, можно объяснить из следующих физических соображений. Скорость установления напряжения в фильтре $R-C$ пропорциональна разности напряжений на входе и выходе фильтра. При равенстве напряжений на входе и выходе фильтра скорость изменения напряжений равняется нулю. Поскольку управляющее напряжение равняется напряжению на выходе фильтра, ско-



Фиг. 4-14. Статические характеристики дискриминатора и управляющего элемента.

рость изменения частоты будет полностью определяться скоростью изменения этого напряжения. При наличии фильтра $R-C$ статические характеристики дискриминатора и управляющего элемента могут быть изображены в одной системе координат лишь в установившемся режиме, когда $e_d = e_y$. В процессе установления при наличии фильтра $R-C$ напряжения e_d и e_y не равны друг другу, ибо равенство этих напряжений означало бы установление равновесия в системе.

Учитывая это, на фиг. 4-14 статическая характеристика управляющего элемента изображена в системе координат $e_y; \Delta f$, а характеристика дискриминатора — в системе $e_d; \Delta f$. Разность ординат этих двух характеристик для каждого из возможных значений Δf равняется разности напряжений на входе и выходе фильтра. Из графического рассмотрения фиг. 4-14 видно, что эта разность минимальна в точке Δf_{c1} , где тангенс угла наклона касательной к статической характеристике дискриминатора равен величине, обратной крутизне управляющего эле-

мента. Из изложенного ясно, что уменьшение разности напряжений на входе и выходе фильтра при $\Delta f = \Delta f_{c1}$ приводит к замедлению процесса установления частоты. Чем меньше начальная расстройка отличается от полосы схватывания, тем разность напряжений в точке Δf_{c1} меньше, т. е. тем медленнее происходит процесс установления.

При начальных расстройках, для которых на фиг. 4-14 изображены характеристики управляющего элемента, время установления будет наибольшим при $\Delta f_n = \Delta f_{н.б}$ и наименьшим при $\Delta f_n = \Delta f_{н.а}$.

Приведем пример расчета времени установления по формуле (4-45), т. е. в предположении, что начальная расстройка стабилизируемого генератора не превосходит линейной части статической характеристики дискриминатора. Расчет произведем для дискриминатора нулевых биений, схема которого изображена на фиг. 3-40. Воспользуемся данными примера, приведенного на стр. 62:

$$S_\delta = 60 \text{ в/кГц}, \quad S_y = 2 \text{ кГц/в.}$$

Постоянную времени фильтра примем равной $RC = 0,4$ сек. Подставим значения величин в формулу (4-45):

$$t_n = \frac{0,4}{60 \cdot 2} \ln 10 (60 \cdot 2 - 1) \approx 0,02 \text{ сек.}$$

Рассчитаем время установления частоты в том же дискриминаторе, но для начальных расстроек, превышающих возрастающий участок статической характеристики. Предположим $\alpha_n = 0,75$. Для расчета времени установления воспользуемся формулой (4-63). Второе слагаемое в этой формуле, как указывалось, определяет время установления в линейной части характеристики дискриминатора. Это время, как видно из предыдущего примера, составляет несколько сотых секунды.

Определим первое слагаемое для $\alpha_n = 0,75$:

$$0,4 \frac{2 \cdot 0,75}{\sqrt{1 - (0,75)^2}} \operatorname{arctg} \frac{0,75}{\sqrt{1 - (0,75)^2}} = 0,79 \text{ сек.}$$

Очевидно, что вторым слагаемым можно пренебречь по сравнению с первым, т. е. считать, что $t_n \approx 0,8$ сек.

Результаты настоящего анализа могут быть использованы при проектировании аппаратуры, к которой предъявляется требование максимально возможного сокращения времени переходного процесса. Для обеспечения этого требования необходимо, чтобы максимальная начальная расстройка стабилизируемого генератора

была меньше абсциссы точки 4 фиг. 4-13. В тех случаях, когда падающая ветвь статической характеристики дискриминатора не может быть аппроксимирована гиперболой, абсцисса точки 4 легко может быть определена из графика функции $U_\delta = \eta(\Delta f)$, полученного на основании расчетных или экспериментальных данных.

Для этого следует графически найти абсциссу точки кривой $U_\delta = \eta(\Delta f)$, в которой тангенс угла наклона касательной равен $\frac{1}{S_y}$.

Таким образом, определится абсцисса точки 4.

Если начальную расстройку стабилизируемого генератора выбрать меньше найденной абсциссы, то процесс установления частоты будет происходить без замедления близ точки 4 фиг. 4-13.

В заключение анализа переходных процессов в системе ЧАП с однозвенным фильтром $R-C$ без учета запаздывания отметим, что часть полученных результатов справедлива и для случаев использования более сложных схем фильтров. В частности, формулы (4-59) и (4-64) при принятой аппроксимации характеристики дискриминатора остаются справедливыми независимо от схемы фильтров.

Что касается времени установления частоты, то, несомненно, схема фильтра имеет определяющее значение, однако влияние нелинейности статической характеристики дискриминатора качественно остается тем же и должно учитываться при проектировании аппаратуры.

Перейдем к анализу переходных процессов в системе ЧАП с однозвенным фильтром при наличии запаздывания. В предыдущем параграфе было показано влияние запаздывания на устойчивость системы. Однако проведенный анализ не может дать представления о характере установления частоты стабилизируемого генератора при наличии запаздывания, не приводящего к самовозбуждению системы. Не зная закона установления частоты, нельзя определить и времени ее установления. Ответ на этот вопрос может быть получен из решения дифферен

циального уравнения, описывающего систему с учетом запаздывания.

Рассмотрение будем производить в предположении линейности статических характеристик дискриминатора и управляющего элемента.

Будем считать, что запаздывание полностью определяется схемой дискриминатора. Это предположение вполне оправдано, поскольку обычно дискриминатор содержит частотно-зависимые цепи. Наличие запаздывания в других элементах ЧАП не изменяет принципиальной картины происходящих явлений, ибо для рассматриваемого случая при анализе замкнутой системы безразлично, в каком из ее элементов происходит запаздывание.

Перейдем к составлению дифференциального уравнения системы ЧАП с запаздыванием. Поскольку в дискриминаторе имеется запаздывание τ_3 , напряжение на его выходе в момент t будет определяться величиной отклонения частоты стабилизируемого генератора в момент $t - \tau_3$, а не в момент t . Пусть в момент времени t мгновенное значение напряжения на выходе фильтра равняется $e_\partial(t)$. Величина этого напряжения при данной крутизне дискриминатора будет определяться равенством

$$e_\partial(t) = S_\partial \Delta f(t - \tau_3), \quad (4-68)$$

где $\Delta f(t - \tau_3)$ — отклонение частоты стабилизируемого генератора в момент $t - \tau_3$.

Равенства, аналогичные (4-36) — (4-38), в рассматриваемом случае могут быть записаны в следующей форме:

$$\Delta f(t) = \Delta f_\kappa + \Delta f_y(t); \quad (4-69)$$

$$e_\partial(t) = e_y(t) + RC \frac{d}{dt} e_y(t); \quad (4-70)$$

$$\Delta f_y(t) = -S_y e_y(t). \quad (4-71)$$

В отличие от уравнений (4-36) — (4-39) в последних четырех равенствах необходимо указывать для всех величин, являющихся функциями времени, значения аргумента t или $t - \tau_3$. При отсутствии запаздывания на это различие можно было бы не указывать, поскольку мгновенные значения всех

величин рассматривались в данный момент времени t .

Подставив (4-68), (4-69) и (4-71) в (4-70), получим:

$$RC \frac{d}{dt} \Delta f(t) = -S_\partial S_y \Delta f(t - \tau_3) - \Delta f(t) + \Delta f_\kappa. \quad (4-72)$$

Равенство (4-72) представляет собой дифференциальное уравнение с запаздывающим аргументом. По определению [Л. 23] дифференциальным уравнением с запаздывающим аргументом называется уравнение, в которое входит аргумент, а также входят исконая функция и ее производные, взятые при различных значениях этого аргумента. Такие уравнения описывают процессы, скорость или состояние которых определяется их предшествующими значениями, т. е. процессы с последствием.

Анализ уравнения (4-72) произведем для случая подключения в момент $t=0$ системы ЧАП к стабилизируемому генератору, имеющему начальную расстройку Δf_κ .

Запаздывание приведет к тому, что процесс изменения частоты стабилизируемого генератора под действием ЧАП начнется не в момент $t=0$, а по прошествии времени, равного τ_3 . Следовательно, весь анализ справедлив для моментов времени $t > \tau_3$, поскольку при $t \leq \tau_3$ $\Delta f(t) \equiv \Delta f_\kappa$.

Предположим одно из возможных частных решений уравнения (4-72) в виде, подобном (4-42), но с отличием, определяемым тем, что характер переходного процесса неизвестен. При этом в общем случае система может оказаться неустойчивой. Таким требованиям удовлетворяет равенство

$$\Delta f(t - \tau_3) = \frac{\Delta f_\kappa}{1 + S_\partial S_y} \times \\ \times [1 + S_\partial S_y e^{\alpha(t-\tau_3)} \cos \Omega(t - \tau_3)]. \quad (4-73)$$

При $t = \tau_3$ $\Delta f(t) = \Delta f_\kappa$, что соответствует принятым начальным условиям. Устойчивость системы определяется из решения (4-72) знаком коэффициента α . При $\alpha > 0$ система неустойчива, при $\alpha < 0$ — устойчива. В случае устойчивости системы характер переходного процесса будет определяться из решения уравнения (4-72). При действи-

тельном положительном значении Ω установление частоты будет происходить по колебательному закону, а при отсутствии действительного положительного значения Ω — по аperiodическому.

Образую функцию $\Delta f(t)$, входящую в (4-72):

$$\Delta f(t) = \frac{\Delta f_{\kappa}}{1 + S_{\partial} S_y} \times \\ \times (1 + S_{\partial} S_y e^{\alpha t} \cos \Omega t). \quad (4-74)$$

Подставив (4-73) и (4-74) в (4-72), получим равенство, которое должно быть справедливо в любой момент времени t , т. е. тождество

$$\alpha RC \cos \Omega t - \Omega RC \sin \Omega t \equiv \\ \equiv (-S_{\partial} S_y e^{-\alpha \tau_3} \cos \Omega \tau_3 - 1) \cos \Omega t - \\ - S_{\partial} S_y e^{-\alpha \tau_3} \sin \Omega \tau_3 \sin \Omega t.$$

Это тождество удовлетворяется при равенстве коэффициентов при $\cos \Omega t$ и $\sin \Omega t$ соответственно. Приравняв указанные коэффициенты, получим;

$$1 + \alpha RC = -S_{\partial} S_y e^{-\alpha \tau_3} \cos \Omega \tau_3; \quad (4-75)$$

$$\Omega RC = S_{\partial} S_y e^{-\alpha \tau_3} \sin \Omega \tau_3. \quad (4-76)$$

Из уравнений (4-75) и (4-76) можно при заданных параметрах схемы ЧАП определить α и Ω . Зная эти две величины и подставив их в (4-73), можно представить переходный процесс, а следовательно, определить длительность установления частоты.

Прежде чем решить эту задачу, проанализируем характер переходного процесса. Определим критическое время запаздывания (см. стр. 82). Режим, при котором время запаздывания равно критическому, является граничным между устойчивым и неустойчивым, т. е. характеризуется равенством $\alpha = 0$. При этом уравнения (4-75) и (4-76) преобразуются к виду:

$$1 = -S_{\partial} S_y \cos \Omega_{\kappa p} \tau_{\kappa p}; \\ \Omega_{\kappa p} RC = S_{\partial} S_y \sin \Omega_{\kappa p} \tau_{\kappa p}.$$

Из совместного решения этих двух уравнений получим:

$$\Omega_{\kappa p} = \frac{\sqrt{(S_{\partial} S_y)^2 - 1}}{RC}; \quad (4-33)$$

$$\tau_{\kappa p} = \frac{\pi - \arctg \sqrt{(S_{\partial} S_y)^2 - 1}}{\sqrt{(S_{\partial} S_y)^2 - 1}} RC. \quad (4-34)$$

Уравнения (4-33) и (4-34) совпадают с обозначенными теми же номерами уравнениями, полученными в предыдущем параграфе.

При $\tau_3 < \tau_{\kappa p}$ в системе по окончании переходного процесса устанавливается устойчивое равновесие. Для определения условий, при которых характер установления частоты является аperiodическим, преобразуем (4-75) и (4-76) к одному уравнению, имеющему вид:

$$\frac{\tau_3}{RC} = \ln \frac{RC}{S_{\partial} S_y \tau_3} + \ln \frac{\Omega \tau_3}{\sin \Omega \tau_3} - \\ - \frac{\Omega \tau_3}{\lg \Omega \tau_3}. \quad (4-77)$$

Если частота стабилизируемого генератора устанавливается по аperiodическому закону, то последнее уравнение не должно удовлетворяться ни при каких положительных действительных значениях Ω . Поскольку τ_3 также является величиной положительной, можно утверждать, что частота будет устанавливаться аperiodически, если уравнение (4-77) не удовлетворяется ни при каких положительных действительных значениях $\Omega \tau_3$. Величина $\Omega \tau_3$ может принимать любое значение, однако для целей настоящего анализа достаточно рассмотреть случай, когда $\Omega \tau_3 < 2\pi$. Действительно, так как с увеличением Ω уменьшается модуль коэффициента передачи фильтра $R-C$, система будет более близка к неустойчивому, а следовательно, и колебательному режиму при наименьших значениях Ω ; поэтому ограничимся рассмотрением случая, когда $\Omega \tau_3 < 2\pi$.

При $\pi < \Omega \tau_3 < 2\pi$ правая часть равенства (4-77) является величиной комплексной, т. е. (4-77) не удовлетворяется, поскольку левая часть этого равенства — действительная величина. Следовательно, при $\pi < \Omega \tau_3 < 2\pi$ колебательный характер установления частоты невозможен. Таким образом, наибольший интерес для анализа представляет случай, когда $0 < \Omega \tau_3 < \pi$.

Равенство (4-77) может оказаться невыполненным в двух случаях: если левая часть равенства больше правой или, наоборот, правая больше левой. Однако первый случай не обеспечивает безусловного неудовлетворения (4-77), так как при увеличении Ω правая часть неограниченно возрастает и при каком-то значении Ω равенство может удовлетвориться. Когда правая часть больше левой, равенство (4-77) не будет выполняться при любых значениях Ω , если при стремящихся к нулю значениях Ω правая часть (4-77) остается больше левой. Воспользовавшись (4-77), получим условие аperiodического установления частоты

$$\frac{\tau_3}{RC} < \ln \frac{RC}{S_\partial S_y \tau_3} - 1. \quad (4-78)$$

Практически всегда справедливо неравенство $\tau_3 \ll RC$, тогда из (4-78) может быть определено $\tau_{3.an}$ — граничное время запаздывания

$$\tau_{3.an} = \frac{RC}{S_\partial S_y e}. \quad (4-79)$$

При $\tau_3 < \tau_{3.an}$ частота стабилизируемого генератора устанавливается аperiodически. Сопоставив (4-35) и (4-79), выразим $\tau_{3.an}$ через $\tau_{кр}$, в результате получим:

$$\tau_{3.an} \approx 0,25 \tau_{кр}. \quad (4-80)$$

Таким образом, требование аperiodического характера установления является более жестким, чем требование устойчивой работы системы ЧАП с запаздыванием.

Как видно из (4-73), скорость установления частоты будет определяться значением α . Эта величина может быть найдена из совместного решения (4-75) и (4-76), являющихся трансцендентными уравнениями, не решаемыми в общем виде. Совместное решение этих уравнений относительно Ω и α может быть произведено лишь графически, при конкретных численных значениях RC , S_∂ , S_y и τ_3 .

Для оценки влияния запаздывания определим α при $\Omega \rightarrow 0$, т. е. в граничном режиме между колебательным и

аperiodическим. Представим для этого (4-76) в виде:

$$e^{\alpha \tau_3} = \frac{S_\partial S_y \tau_3}{RC} \cdot \frac{\sin \Omega \tau_3}{\Omega \tau_3}.$$

При $\Omega \rightarrow 0$, т. е. $\tau_3 \rightarrow \tau_{3.an}$, из последнего равенства после некоторых преобразований получим:

$$\alpha_{an} = \frac{1}{\tau_{3.an}} \ln \frac{S_\partial S_y \tau_{3.an}}{RC}, \quad (4-81)$$

где α_{an} — значение α при $\tau_3 = \tau_{3.an}$. Подставив (4-79) в (4-81), придем к формуле

$$\alpha_{an} = -\frac{S_\partial S_y}{RC} e. \quad (4-82)$$

Нетрудно убедиться в том, что равенство (4-75) также удовлетворяется при $\tau_3 = \tau_{3.an}$, $\alpha = \alpha_{an}$ и $\Omega = 0$.

Как и ранее, длительность переходного процесса будем оценивать временем t_n , необходимым для того, чтобы $\Delta f(t - \tau_3)$ — текущее значение отклонения частоты стабилизируемого генератора — достигло значения Δf_n , равного

$$\Delta f_n = 1,1 \Delta f_0 = 1,1 \frac{\Delta f_n}{1 + S_\partial S_y}.$$

При этом предположении для случая $\Omega = 0$ из (4-73) может быть получена формула для определения времени установления

$$t_n = -\frac{1}{\alpha} \ln 10(K - 1) + \tau_3. \quad (4-83)$$

Подставив в (4-83) значение $\alpha = \alpha_{an}$ из (4-82) и τ_3 из (4-79), получим:

$$t_{an} = \frac{RC}{e S_\partial S_y} (\ln 10 S_\partial S_y + 1), \quad (4-84)$$

где t_{an} — время установления частоты при $\tau_3 = \tau_{3.an}$.

При $S_\partial S_y \gg 1$ последняя формула примет вид:

$$t_{an} = \frac{RC}{e S_\partial S_y} \ln 10 S_\partial S_y. \quad (4-85)$$

Из сравнения (4-45) и (4-85) можно сделать весьма существенный вывод о том, что запаздывание при работе на линейных участках статических характеристик приводит к ускорению про-

цесса установления частоты для $\tau_z = \tau_{z.ан}$ почти в 2,7 раза.

Для объяснения этого явления следует вернуться к рассмотрению фиг. 4-14. В отсутствие запаздывания, как указывалось выше, скорость переходного процесса в некоторый момент t , когда $\Delta f = \Delta f_t$, пропорциональна отрезку 1—2. При запаздывании в тот же момент t , когда $\Delta f = \Delta f_t$, напряжение на выходе дискриминатора будет больше и скорость переходного процесса пропорциональна величине отрезка 3—4. Такое рассуждение применимо для любого текущего значения Δf . Ускорение процесса установления особенно существенно при значениях Δf , близких к точке устойчивого равновесия O на фиг. 4-14, где в отсутствие запаздывания скорость переходного процесса близка к нулю, а при запаздывании ввиду конечного значения напряжений e_d и e_y скорость будет существенно больше.

Следует подчеркнуть, что уменьшение времени установления при наличии запаздывания может происходить только при работе на линейном возрастающем участке статической характеристики дискриминатора и апериодическом характере установления.

Запаздывание при использовании нелинейной части характеристики приводит к увеличению времени установления, в чем нетрудно убедиться на основании рассуждений, аналогичных приведенным выше. В этом случае результирующее время установления за счет запаздывания будет увеличиваться.

В заключение настоящего параграфа отметим, что увеличение постоянной времени фильтра, целесообразное, как это видно из (4-35) с точки зрения обеспечения устойчивой работы, ограничивается допустимой длительностью переходного процесса [см. (4-63) и (4-85)].

Это обстоятельство должно учитываться при проектировании конкретных видов аппаратуры.

ГЛАВА ПЯТАЯ

УПРАВЛЯЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

5-1. Основные требования и классификация

Как указывалось в § 2-1, управляющим элементом называется устройство, изменяющее под воздействием управляющего напряжения частоту стабилизируемого генератора в сторону, обратную первоначальной расстройке. В результате действия управляющего элемента частота стабилизируемого генератора приближается к своему номинальному значению.

До настоящего времени в системах автоматической подстройки частоты наиболее широкое распространение получили управляющие элементы, которые могут быть разделены на следующие три группы.

1. Электронные, в которых воздействие на частоту происходит при помощи электронного устройства, изменяющего частоту контура стабилизируемого генератора.

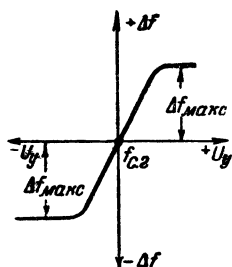
2. Механические, воздействующие на частоту путем механического изменения параметров контура стабилизируемого генератора.

3. Электронно-механические — смешанные, в которых по определенной схеме используются как электронные, так и механические управляющие элементы.

Всем перечисленным разновидностям управляющих элементов независимо от конкретной схемы присущи две основные характеристики, определяющие эффективность их работы в системе ЧАП. Первая из них S_y — крутизна статической характеристики управляющего элемента (см. § 2-1). Вторая — максимально возможное изменение частоты стабилизируемого генератора управляющим элементом, которое может быть определено по статической характеристике последнего.

Типичный вид статической характеристики $\Delta f = \varphi(U_y)$ приведен на фиг. 5-1. Максимальное изменение частоты $2\Delta f_{\max}$, которое в состоянии обеспечить управляющий элемент, называется раствором статической характеристики.

В связи с тем, что расстройка стабилизируемого генератора в общем случае равновероятно может произойти в обе стороны от номинального значения, рабочую точку на характе-



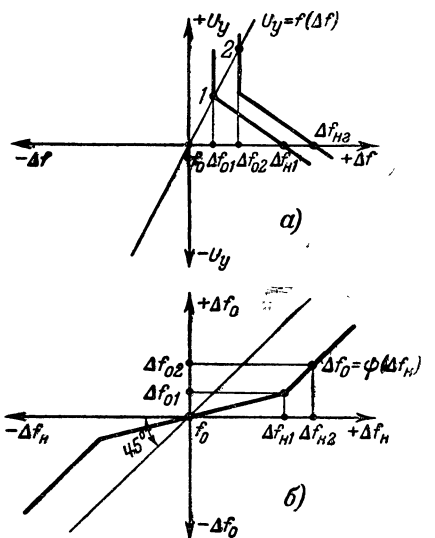
Фиг. 5-1. Статическая характеристика управляющего элемента.

ристике выбирают обычно в середине и при этом в расчетах пользуются величиной Δf_{\max} , равной половине раствора.

Выше при рассмотрении работы системы ЧАП для упрощения предполагалось, что Δf_{\max} больше возможных начальных расстройк стабилизируемого генератора Δf_n . Следовательно, характеристика управляющего элемента могла быть представлена в виде прямой линии, и поэтому такие основные параметры автоподстройки, как полоса схватывания, полоса удержания и динамическая характеристика, при данном значении S_y определялись видом характеристики дискриминатора. Указанное представление характеристики управляющего элемента в виде прямой линии в пределах всех возможных начальных расстройк справедливо для большинства практических схем ЧАП. Однако может случиться, что полоса схватывания рассчитанная при таком линейном представлении характеристики, окажется больше половины раствора действительной характеристики управляющего элемента. Подобный случай изображен на фиг. 5-2,а.

При начальных расстройках, меньших Δf_{n1} (фиг. 5-2,а), система ЧАП работает эффективно с максимально возможным при данных крутизнах S_δ и S_y коэффициентом автоподстройки.

При расстройках, больших Δf_{n1} , автоподстройка работает в пределах полосы схватывания, но с меньшим



Фиг. 5-2. Построение динамической характеристики при $\Delta f_n > \Delta f_{\max}$.

а — характеристики дискриминатора и управляющего элемента; б — динамическая характеристика.

коэффициентом автоподстройки, поскольку для начальной расстройки Δf_{n2} , большей Δf_{n1} , справедливо равенство

$$\Delta f_{n2} - \Delta f_{n1} = \Delta f_{02} - \Delta f_{01},$$

где Δf_{01} и Δf_{02} — остаточные расстройки.

Следовательно, динамическая характеристика на этом участке идет под углом 45° (фиг. 5-2,б).

Определим, насколько уменьшается коэффициент автоподстройки при расстройках, превышающих Δf_{n1} .

В соответствии с фиг. 5-2,а можно записать:

$$\Delta f_{n1} = \Delta f_{n2} - (\Delta f_{02} - \Delta f_{01}) = \Delta f_{n2} - \frac{\Delta f_{n2}}{K_2} + \frac{\Delta f_{n1}}{K_1},$$

где K_2 — коэффициент автоподстройки при начальной расстройке Δf_{n2} , превышающей Δf_{n1} ;

K_1 — коэффициент автоподстройки при работе на прямолинейных участках характеристики дискриминатора и управляющего элемента.

Введя обозначения

$$\xi = \frac{\Delta f_{\kappa 1}}{\Delta f_{\kappa 2}},$$

получим:

$$K_2 = K_1 \frac{1}{K_1(1-\xi) + \xi}. \quad (5-1)$$

Как видно из формулы (5-1), коэффициент автоподстройки вследствие ограниченности линейного участка характеристики управляющего элемента уменьшается тем сильнее, чем больше величина K_1 , т. е. чем больше крутизна управляющего элемента и дискриминатора. Таким образом, наряду с обеспечением необходимой величины крутизны S_y , управляющий элемент должен иметь характеристику с достаточной шириной раствора.

Вопрос о линейности характеристики, существенный при использовании управляющих элементов в системах частотной модуляции, в схемах ЧАП не имеет практического значения.

Следует отметить, что увеличение крутизны S_y сопровождается увеличением паразитной частотной модуляции стабилизируемого генератора. Действительно, на выходе дискриминатора, кроме полезного управляющего напряжения, всегда присутствует напряжение, имеющее частоту, равную разности между эталонной частотой $f_{\text{эт}}$ и частотой стабилизируемого генератора, установившейся в результате действия автоподстройки. Из гл. 3 следует, что величина этой разностной частоты равняется $f_{\partial} \pm \Delta f_0$.

Фильтр на выходе дискриминатора значительно ослабляет интенсивность этих колебаний. Наибольшее ослабление достигается в резонансных дискриминаторах, поскольку в них величина f_{∂} достаточно велика.

В дискриминаторе нулевых биений $f_{\partial} = 0$, и разностная частота равна остаточной расстройке Δf_0 . Полное подавление этих колебаний затруд-

няется тем, что Δf_0 равно обычно нескольким десяткам герц. В результате напряжения с частотой остаточной расстройки и ее гармоник, а также пульсации, возникающие при колебании питающих напряжений, воздействуя на управляющий элемент, создают паразитную частотную модуляцию стабилизируемого генератора. Эта паразитная модуляция будет тем интенсивнее, чем больше величина S_y . Из сказанного следует, что при необходимости увеличения S_y надлежит улучшать фильтрацию питающих напряжений и напряжений гармоник частоты остаточной расстройки.

После этих предварительных замечаний перейдем к рассмотрению каждой из вышеназванных групп управляющих элементов.

5-2. Электронные управляющие элементы

Схемы электронных управляющих элементов получили в настоящее время широкое распространение не только в системах автоматической подстройки частоты, но и в технике частотной модуляции.

В общем случае электронный управляющий элемент, например реактивная лампа, представляет собой эквивалентное сопротивление емкостного или индуктивного характера. Это эквивалентное сопротивление, подсоединяемое параллельно контуру, изменяется по определенному закону при изменении управляющего напряжения.

Первые схемы для управления частотой при помощи электронной лампы были предложены советским ученым А. Л. Минцем в 1927 г. Теория работы реактивных ламп была разработана советскими учеными Г. В. Брауде [Л. 24] и И. С. Гононовским [Л. 25].

Рассмотрим контур, состоящий из индуктивности L_{κ} и емкости C_{κ} . Если обозначить через ΔC_{κ} или ΔL_{κ} — изменение емкости C_{κ} или индуктивности L_{κ} ; $\Delta \omega_L$ или $\Delta \omega_C$ — изменение резонансной частоты подстраиваемого контура при изменении L_{κ} или C_{κ} соответственно, то для относитель-

ного изменения частоты $\frac{\Delta\omega}{\omega}$ при малых $\Delta\omega$ можно написать следующие выражения (см. стр. 63):

$$\frac{\Delta\omega_C}{\omega} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C_K}{C_K}, \quad (5-2')$$

или

$$\frac{\Delta\omega_L}{\omega} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta L_K}{L_K}. \quad (5-2'')$$

Рассмотрим случай, когда при какой-то величине управляющего напряжения управляющий элемент эквивалентен индуктивности L_g . При этом предположим, что связь управляющего элемента с контуром автотрансформаторная (фиг. 5-3). Будем считать, что влияние взаимной индукции учтено в величинах L_1 и L_2 .

При подключении к контуру управляющего элемента индуктивность станет равной L_K и может быть определена по формуле:

$$\begin{aligned} L_K &= L_1 + \frac{L_2 L_g}{L_2 + L_g} = \\ &= L_1 + L_2 \left(\frac{1}{1 + \frac{L_2}{L_g}} \right) \approx \\ &\approx L_1 + L_2 \left(1 - \frac{L_2}{L_g} \right). \end{aligned} \quad (5-3)$$

Последняя формула справедлива при всегда выполняемом неравенстве

$$1 \gg \left(\frac{L_2}{L_g} \right)^2.$$

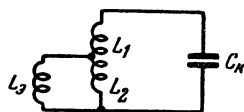
Справедливость этого допущения определяется тем, что изменение частоты стабилизируемого генератора при параллельном подсоединении индуктивности L_g предположено весьма малым, т. е. $L_g \gg L_2$.

В противном случае реактивная лампа будет оказывать значительное дестабилизирующее действие.

Поскольку в системах автоподстройки представляет значительный интерес получение максимального раствора характеристики управляющего элемента, нельзя ограничить рассмотрение случаем, соответствующим малым изменениям эквивалентной индуктивности, как это делается при анализе работы реактивной лампы

в качестве частотного модулятора. Определим ΔL_K — величину изменения индуктивности контура при изменении эквивалентной индуктивности на ΔL_g . В соответствии с формулой (5-3) можно написать:

$$L_K + \Delta L_K = L_1 + L_2 \left(1 - \frac{L_2}{L_g + \Delta L_g} \right). \quad (5-4)$$



Фиг. 5-3. Схема контура с подсоединенной индуктивностью, эквивалентной реактивной лампе.

Воспользовавшись формулами (5-3) и (5-4), получим:

$$\Delta L_K = \frac{L_2^2}{L_g} \frac{\Delta L_g}{(L_g + \Delta L_g)}.$$

Из формулы (5-2'') следует, что

$$\begin{aligned} \Delta\omega_L &= -\frac{1}{2} \frac{L_2^2 \Delta L_g L_K}{L_K^2 L_g (L_g + \Delta L_g)} \omega \approx \\ &\approx \frac{-p^2 \Delta L_g L_K}{2 L_g (L_g + \Delta L_g)} \omega, \end{aligned} \quad (5-5')$$

где p — коэффициент, характеризующий степень связи управляющего элемента с контуром стабилизируемого генератора.

В принятых обозначениях (фиг. 5-3)

$$p = \frac{L_2}{L_1 + L_2} \approx \frac{L_2}{L_K}.$$

Если управляющий элемент эквивалентен емкости C_g , то емкость контура C_K определяется по формуле:

$$C_K = C_0 + p^2 C_g,$$

где C_0 — емкость контура при отключенном управляющем элементе. Изменение C_K найдется по формуле:

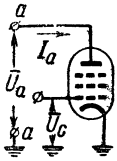
$$\Delta C_K = p^2 \Delta C_g.$$

Воспользовавшись уравнением (5-2'), получим:

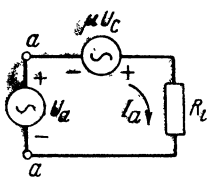
$$\Delta\omega_C = -\frac{1}{2} p^2 \frac{1}{C_K} \omega \Delta C_g. \quad (5-5'')$$

Таким образом, при небольших отклонениях изменение частоты линейно зависит от изменения эквивалентных реактивных параметров управляющего элемента ΔL_s или ΔC_s .

Рассмотрим схему наиболее широко применяемого управляющего элемента — реактивной лампы. Представим себе электронную лампу (фиг. 5-4), на анод и сетку которой от внешнего источника подаются два напряжения гармонического вида оди-



Фиг. 5-4. Схема двухполюсника aa .



Фиг. 5-5. Эквивалентная схема двухполюсника aa .

наковой частоты. Указанные напряжения различаются как по модулю, так и по фазе.

Предположим, что они связаны соотношением

$$\bar{U}_c = \bar{A} \bar{U}_a,$$

где \bar{U}_c — комплексная амплитуда напряжения на сетке;

\bar{U}_a — комплексная амплитуда напряжения на аноде;

\bar{A} — комплексный коэффициент, модуль которого равен A , а аргумент θ .

Можно записать:

$$\bar{U}_c = A e^{j\theta} \bar{U}_a.$$

Определим эквивалентное сопротивление двухполюсника aa . Для этого представим эквивалентную схему рассматриваемого каскада (фиг. 5-5). Составим уравнение напряжений для замкнутой цепи

$$-\bar{U}_a A \mu e^{j\theta} + \bar{I}_a R_i - \bar{U}_a = 0,$$

где μ — коэффициент усиления лампы;

\bar{I}_a — анодный ток;

R_i — внутреннее сопротивление лампы, рассчитанное для первой гармоники анодного тока.

Тогда эквивалентное полное сопротивление двухполюсника можно определить так:

$$\bar{Z}_s = \frac{\bar{U}_a}{\bar{I}_a} = \frac{R_i}{1 + \mu A e^{j\theta}}.$$

Воспользовавшись формулой Эйлера $e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$, получим:

$$\bar{Z}_s = \frac{R_i (1 + \mu A \cos \theta) - j R_i \mu A \sin \theta}{(1 + \mu A \cos \theta)^2 + \mu^2 A^2 \sin^2 \theta}. \quad (5-6)$$

Предположим, что двухполюсник aa присоединен параллельно контуру стабилизируемого генератора. Тогда можно считать, что параллельно контуру подключено комплексное сопротивление \bar{Z}_s , состоящее из последовательно соединенных активного и реактивного сопротивлений. Очевидно, что влияние реактивной составляющей на частоту контура будет тем больше, чем меньше величина активной составляющей \bar{Z}_s . Из формулы (5-6) следует, что условием равенства нулю активной составляющей \bar{Z}_s будет равенство

$$\mu A \cos \theta = -1. \quad (5-7)$$

При этом

$$\bar{Z}_s = -j \frac{R_i}{\mu A \sin \theta}. \quad (5-8)$$

Величину \bar{Z}_s , определяемую формулой (5-8), следует выбирать, исходя из того, что максимальное регулирование частоты стабилизируемого генератора возможно при минимальном значении \bar{Z}_s .

Действительно, если воспользоваться формулой (5-5'') и предположить, что изменение емкости ΔC_s пропорционально величине C_s , то можно написать:

$$\Delta \omega_c = -\frac{1}{2} p^2 \frac{\omega \alpha}{\frac{C_0}{C_s} + p^2}, \quad (5-9)$$

где коэффициент пропорциональности α определяется из соотношения

$$\Delta C_s = \alpha C_s.$$

Из формулы (5-9) следует, что отклонение частоты $\Delta \omega$ будет максимально при наибольшей величине C_s ,

т. е. при минимальном значении \bar{Z}_s . К тому же выводу можно прийти для случая, когда \bar{Z}_s имеет индуктивный характер.

Таким образом, условием эффективного управления частотой стабилизируемого генератора, помимо удовлетворения уравнения (5-7), является обеспечение наименьшего значения \bar{Z}_s .

Из формулы (5-8) следует, что \bar{Z}_s тем меньше, чем больше абсолютные величины μA и $\sin \theta$. Отсюда ясно, что фазовый угол θ следует выбирать равным $\pm \frac{\pi}{2}$. При

$$\theta \rightarrow \pm \frac{\pi}{2} \cos \theta \rightarrow 0$$

и, как это следует из формулы (5-7), $\mu A \gg 1$.

Необходимо подчеркнуть, что знак реактивной составляющей \bar{Z}_s противоположен знаку θ (5-8). К этому выводу нетрудно также прийти, исходя из физических соображений. Пусть угол $\theta > 0$, т. е. вектор \bar{U}_c опережает вектор \bar{U}_a . Если отсутствует анодная реакция, то фаза анодного тока совпадает с фазой \bar{U}_c . Следовательно, вектор анодного тока \bar{I}_a опережает вектор \bar{U}_a , т. е. реактивная лампа представляет эквивалентное емкостное сопротивление и реактивная составляющая отрицательна.

На фиг. 5-6 изображена векторная диаграмма для случаев $\theta = +\frac{\pi}{2}$ и $\theta = -\frac{\pi}{2}$. Как видно из фиг. 5-6, при $\theta = -\frac{\pi}{2}$ \bar{Z}_s имеет индуктивный характер, а при $\theta = +\frac{\pi}{2}$ — емкостный.

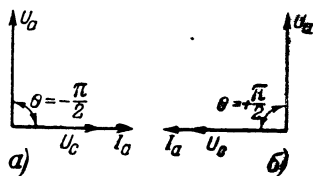
Если положить $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$, то формула (5-8) примет вид:

$$\bar{Z}_s = \mp j \frac{1}{S_{cp} A}, \quad (5-10)$$

где $S_{cp} = \frac{\mu}{R_i}$ — средняя крутизна лампы, используемой в качестве управляющего элемента.

Средняя крутизна связывает амплитуды первой гармоники анодного тока и сеточного напряжения и определяется положением рабочей точки на анодно-сеточной характеристике лампы.

Рассмотрим конкретную схему, при помощи которой может быть обеспечен фазовый сдвиг между \bar{U}_a и \bar{U}_c , равный $\frac{\pi}{2}$.

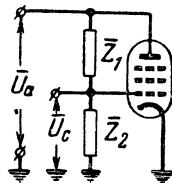


Фиг. 5-6. Векторные диаграммы двухполюсника aa .

На фиг. 5-7 изображена схема, для которой справедливо следующее соотношение:

$$\bar{U}_c = \bar{U}_a A e^{j\theta} = \bar{U}_a \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2}.$$

Если положить, что $\bar{Z}_2 = jx$ или $\bar{Z}_2 = -jx$, а $\bar{Z}_1 = R$, и наоборот, то



Фиг. 5-7. Схема реактивной лампы.

легко видеть, что комплексный коэффициент \bar{A} будет мнимым, если модули \bar{Z}_1 и \bar{Z}_2 удовлетворяют неравенству

$$|Z_2| \ll |Z_1|.$$

При этом

$$\left| \frac{Z_2}{Z_1} \right| = |A| \ll 1.$$

Определим коэффициент \bar{A} для различных \bar{Z}_1 и \bar{Z}_2 .

Рассмотрим четыре случая:

1.

$$\bar{Z}_2 = jx = j\omega L; \quad \bar{Z}_1 = R. \quad (5-11')$$

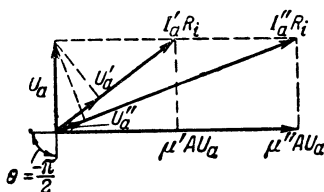
Тогда

$$\bar{A} = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1} = j \frac{\omega L}{R}, \text{ т. е. } \theta = + \frac{\pi}{2};$$

$$|A| = \frac{\omega L}{R}.$$

2.

$$\bar{Z}_1 = -jx = -j \frac{1}{\omega C}; \quad \bar{Z}_2 = R. \quad (5-11'')$$



Фиг. 5-8. Векторная диаграмма реактивной лампы.

Тогда

$$\bar{A} = j\omega CR, \text{ т. е. } \theta = + \frac{\pi}{2}; \quad |A| = \omega CR.$$

3.

$$\bar{Z}_2 = R; \quad \bar{Z}_1 = jx = j\omega L. \quad (5-11''')$$

Тогда

$$\bar{A} = -j \frac{R}{\omega L}, \text{ т. е. } \theta = - \frac{\pi}{2}; \quad |A| = \frac{R}{\omega L};$$

4.

$$\bar{Z}_1 = R; \quad \bar{Z}_2 = -jx = -j \frac{1}{\omega C}. \quad (5-11''')$$

Тогда

$$\bar{A} = -j \frac{1}{\omega CR}, \text{ т. е. } \theta = - \frac{\pi}{2};$$

$$|A| = \frac{1}{\omega CR}.$$

Определим эквивалентное сопротивление реактивной лампы, исходя из уравнений (5-10) и (5-11). Как указывалось выше, знак \bar{Z}_2 должен быть противоположным знаку θ . Зная \bar{Z}_2 , нетрудно определить величины емкости или индуктивности, эквивалентные реактивной лампе:

1.

$$\bar{Z}_2 = -j \frac{R}{\omega L S_{cp}} = -j \frac{1}{\omega C_s}. \quad (5-12')$$

Следовательно,

$$C_s = \frac{L S_{cp}}{R}.$$

2.

$$\bar{Z}_2 = -j \frac{1}{\omega C R S_{cp}}. \quad (5-12'')$$

Следовательно,

$$C_s = C R S_{cp}.$$

3.

$$\bar{Z}_2 = j \frac{\omega L}{R S_{cp}}. \quad (5-12''')$$

Следовательно,

$$L_s = \frac{L}{R S_{cp}}.$$

4.

$$\bar{Z}_2 = j \frac{\omega C R}{S_{cp}} = j\omega L_s. \quad (5-12''')$$

Следовательно,

$$L_s = \frac{C R}{S_{cp}}.$$

Из рассмотрения формул (5-7) и (5-8) следует, что для обеспечения эффективной работы реактивной лампы должны удовлетворяться следующие два условия:

$$\theta \rightarrow \frac{\pi}{2}, \quad \mu |A| \gg 1.$$

Выполнение первого требования $\theta \rightarrow \frac{\pi}{2}$ возможно лишь при $|A| \ll 1$.

Таким образом, эти два требования противоречивы и сводятся к следующим:

$$|A| \ll 1; \quad (5-13)$$

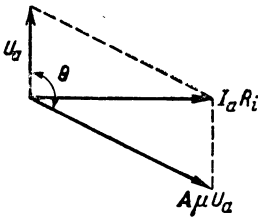
$$\mu |A| \gg 1. \quad (5-14)$$

Физический смысл неравенства (5-13) заключается в том, что фазовращательная цепь, состоящая из активного и реактивного сопротивлений \bar{Z}_1 и \bar{Z}_2 , может обеспечить угол θ , близкий к $\frac{\pi}{2}$, лишь при $|Z_1| \gg |Z_2|$.

Если требование $\mu |A| \gg 1$ не выполнено, то нельзя считать, что даже при выполнении первого неравенства фазовый угол между \bar{U}_a и \bar{I}_a составляет $\frac{\pi}{2}$.

Для пояснения сказанного изображим векторную диаграмму напряжений и анодного тока для схемы реактивной лампы, изображенной на фиг. 5-7, или для эквивалентной ей схемы фиг. 5-5.

Как видно из этой векторной диаграммы (фиг. 5-8), $\theta = -\frac{\pi}{2}$, но при конечном значении $\mu|A|$ угол между \bar{U}_a и \bar{I}_a меньше $\frac{\pi}{2}$, причем с увеличением $\mu|A|$ этот угол приближается к $\frac{\pi}{2}$. На фиг. 5-8 векторы \bar{U}_a' и \bar{U}_a'' , совпадающие по фазе с \bar{I}_a' и \bar{I}_a'' , представляют активные составляющие напряжения \bar{U}_a . Как видно, с увеличением μ ($\mu'' > \mu'$) активная составляющая падает и, следовательно, уменьшается активная составляющая эквивалентного сопротивления \bar{Z}_g , в результате чего последнее приближается к чисто реактивному.



Фиг. 5-9. Векторная диаграмма реактивной лампы для случая $\theta < -\frac{\pi}{2}$.

Из этого можно сделать вывод, что в качестве реактивных следует использовать лампы, имеющие большое μ и как следствие позволяющие выбирать малое значение $|A|$, что делает возможным удовлетворение неравенства (5-13).

В том случае, если в качестве реактивной используется лампа с недостаточно большим значением μ , так что требование $\mu|A| \gg 1$ не выполняется, то эффективную работу управляющего элемента можно обеспечить, выбрав θ несколько больше по абсолютной величине, чем $\frac{\pi}{2}$, так чтобы при данном значении μ удовлетворялось равенство (5-7). Векторная диаграмма для случая, когда $\theta < -\frac{\pi}{2}$, изображена на фиг. 5-9. Как видно из фиг. 5-9, угол между \bar{U}_a и \bar{I}_a равен $-\frac{\pi}{2}$, т. е. активная составляющая \bar{Z}_g полностью скомпенсирована,

и лампа представляет собой реактивность.

Ни один из рассмотренных четырех вариантов включения \bar{Z}_1 и \bar{Z}_2 не позволяет получить значение θ большее $\frac{\pi}{2}$. В [Л. 10] приведен ряд схем, дающих решение этой задачи.

В качестве примера работы электронного управляющего элемента рассмотрим два случая: первый, когда реактивная лампа эквивалентна индуктивности $L_g = \frac{CR}{S_{cp}}$, и второй — емкости $C_g = CRS_{cp}$. Предположим, что при перемещении рабочей точки реактивной лампы, происшедшем вследствие изменения напряжения, подаваемого на сетку с выхода дискриминатора, крутизна S_{cp} изменится на ΔS_{cp} , тогда эквивалентные индуктивность или емкость изменятся и станут равными:

$$L_g + \Delta L_g = \frac{CR}{S_{cp} + \Delta S_{cp}};$$

$$C_g + \Delta C_g = CR(S_{cp} + \Delta S_{cp}),$$

или

$$\Delta L_g = \frac{-\Delta S_{cp}}{S_{cp} + \Delta S_{cp}} L_g; \quad (5-15')$$

$$\Delta C_g = \frac{\Delta S_{cp}}{S_{cp}} C_g. \quad (5-15'')$$

Поскольку, как указывалось выше, для работы управляющего элемента в схемах автоподстройки существенна величина раствора характеристики, нельзя ограничивать рассмотрение случаем, когда $\frac{\Delta S_{cp}}{S_{cp}} \ll 1$. Подставив (5-15') и (5-15'') в формулы (5-5') и (5-5''), получим:

$$\Delta \omega_L = \frac{1}{2} p^2 L_{\kappa} \omega \frac{\Delta S_{cp}}{L_g S_{cp}};$$

$$\Delta \omega_C = -\frac{1}{2} p^2 C_g \omega \frac{\Delta S_{cp}}{C_{\kappa} S_{cp}}.$$

Воспользовавшись формулами (5-11''') и (5-11''), а также формулами (5-12''') и (5-12''), можно доказать, что

$$\Delta \omega_L = \frac{1}{2} p^2 A \omega^2 L_{\kappa} \Delta S_{cp}; \quad (5-16')$$

$$\Delta \omega_C = -\frac{1}{2} p^2 A \frac{\Delta S_{cp}}{C_{\kappa}}. \quad (5-16'')$$

Если учесть, что $\frac{1}{C_k} = \omega^2 L_k$, то можно сделать вывод, что изменение крутизны на ΔS_{cr} в случаях емкостной и индуктивной реакций вызывает равные, но противоположные по знаку изменения частоты.

Следовательно, реактивная лампа должна быть поставлена в такой режим, при котором изменение управляющего напряжения приведет к необходимому изменению средней крутизны.

Возможны два режима работы реактивной лампы: режим колебаний первого рода и режим колебаний второго рода. В режиме колебаний первого рода к управляющей сетке лампы подается от стабилизируемого генератора напряжение малой амплитуды, вследствие чего статическая характеристика лампы, используемой в качестве реактивной в пределах двойной амплитуды высокочастотных колебаний, может быть аппроксимирована прямой линией. Тогда изменение средней крутизны ΔS_{cr} , входящее в формулы (5-16') и (5-16''), может быть приравнено значению изменения статической крутизны относительно ее величины при нулевом управляющем напряжении. При этом статическая крутизна определяется как тангенс угла наклона касательной к анодно-сеточной характеристике в данной точке. В режиме колебаний второго рода изменение средней крутизны происходит за счет изменения угла отсечки анодного тока. Характерным для работы реактивной лампы в режиме колебаний второго рода является сравнительно большая величина напряжения высокой частоты на управляющей сетке.

Работа реактивной лампы в схемах ЧАП имеет ряд специфических особенностей, определяемых тем, что обеспечение максимальной полосы схватывания вызывает необходимость подачи с выхода дискриминатора на сетку реактивной лампы отрицательного напряжения, превышающего напряжение запирающего, и положительного, достигающего области появления сеточных токов. Такой режим недопустим при использовании реактивной лампы в качестве частотного

модулятора, поскольку приводит к значительным нелинейным искажениям.

При значении отрицательного напряжения на управляющей сетке лампы, сколь угодно превышающем напряжение запирающего, крутизна будет равна нулю, т. е. примет наименьшее возможное значение. Наибольшее значение крутизны может лежать в области, близкой к нулевому потенциалу на управляющей сетке. В этом случае получение максимально возможной крутизны будет ограничено появлением сеточных токов, создающих отрицательное напряжение на сетке реактивной лампы и шунтирующих нагрузку дискриминатора. Вследствие этого управляющее напряжение на сетке реактивной лампы не может превысить нулевого значения.

Из сказанного не следует делать вывода о нецелесообразности увеличения управляющего напряжения сверх значений, необходимых для запирающего лампы или создания на ее сетке нулевого напряжения. Дело в том, что повышение эффективности работы ЧАП за счет увеличения крутизны S_d неизбежно сопровождается увеличением ординат характеристики дискриминатора при тех же значениях Δf . Таким образом, стремление уменьшить остаточную расстройку за счет увеличения S_d приводит к тому, что максимальное значение положительного напряжения на выходе дискриминатора при отключенной реактивной лампе превышает величину управляющего напряжения, при котором появляются сеточные токи в реактивной лампе.

Аналогично максимальное значение отрицательного напряжения на выходе дискриминатора при отключенной реактивной лампе превышает величину управляющего напряжения, при котором реактивная лампа запирается.

Выбор реактивной лампы с точки зрения ее мощности должен быть произведен таким образом, чтобы при нулевом напряжении на управляющей сетке рассеяние на электродах не превышало допустимой величины. С этой точки зрения режим колебаний второго рода имеет то преимущество, что ток в анодной цепи про-

текает в течение части периода подводимых колебаний, т. е. рассеиваемая на электродах мощность будет меньше, чем при колебаниях первого рода [Л. 27].

Зависимость изменения частоты стабилизируемого генератора от управляющего напряжения, поступающего с выхода дискриминатора на сетку реактивной лампы, т. е. функцию $\Delta f = \varphi(U_y)$, можно получить из (5-16') и (5-16''), если известна зависимость $\Delta S_{cp} = f(U_y)$. Последняя зависимость в пределах изменения U_y будет в значительной степени определяться типом лампы и амплитудой напряжения высокой частоты на ее сетке. В связи с этим следует оценить, какой режим (первого или второго рода) является более целесообразным при использовании реактивной лампы в схемах ЧАП.

В соответствии со сказанным выше при использовании реактивной лампы в режиме колебаний первого рода рабочая точка, соответствующая нулю управляющего напряжения, выбирается таким образом, чтобы обеспечить возможность равных изменений статической крутизны в пределах изменения управляющего напряжения.

На фиг. 5-10 приведены анодно-сеточная характеристика реактивной лампы и зависимость крутизны этой характеристики от напряжения на сетке реактивной лампы $U_{p.л.}$. Если максимальное значение крутизны лампы равно S_{\max} , то в режиме колебаний первого рода в начальной рабочей точке, когда $U_{p.л.} = U_0$ и напряжение на выходе дискриминатора $U_y = 0$, крутизна будет равна $\frac{S_{\max}}{2}$. Следовательно, максимально возможное изменение крутизны в режиме колебаний первого рода равно:

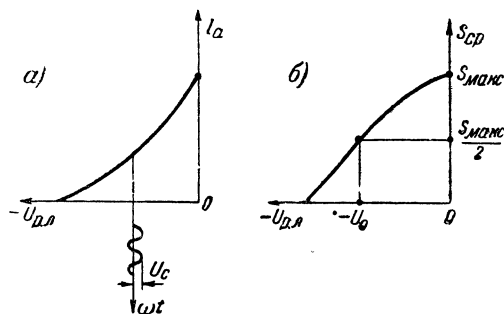
$$\Delta S_{\max} = \frac{S_{\max}}{2}.$$

Раствор характеристики управляющего элемента в этом случае будет равен:

$$2\Delta f_{L \max} = \frac{1}{4\pi} p^2 A \omega^2 L_k S_{\max}; \quad (5-17')$$

$$2\Delta f_{C \max} = \frac{1}{4\pi} p^2 A \frac{S_{\max}}{C_k}. \quad (5-17'')$$

В режиме колебаний второго рода реактивная лампа работает с отсечками анодного тока. Как известно, при работе с отсечкой анодный ток содержит, кроме постоянной составляющей, большое количество гармоник частоты напряжения, подаваемого на управляющую сетку. В рассматриваемом случае представляет интерес амплитуда первой гармоники, поскольку именно ее величина при данном напряжении U_a определяет величину эквивалентного реактивного сопротив-



Фиг. 5-10. Графики, поясняющие работу реактивной лампы в режиме колебаний первого рода.

ления, управляющего частотой стабилизируемого генератора. Из определения средней крутизны известно, что

$$\Delta S_{cp} = \frac{\Delta I_{a1}}{U_c},$$

где ΔI_{a1} — изменение амплитуды первой гармоники при изменении крутизны на ΔS_{cp} .

Воспользовавшись формулами (5-11'''), (5-12''') и (5-16'), получим:

$$\Delta \omega_L = \frac{p}{2} \omega \frac{\Delta I_{a1}}{I_k}, \quad (5-18')$$

где $I_k = \frac{U_a}{p \omega L_k}$ — ток в контуре стабилизируемого генератора.

Соответственно

$$\Delta \omega_C = -\frac{p}{2} \omega \frac{\Delta I_{a1}}{I_k}. \quad (5-18'')$$

Как видно из формул (5-18') и (5-18''), расширение раствора статической характеристики управляющего

теристика $I_a = f(U_{p.a})$ лампы, используемой в качестве реактивной, в пределах изменения напряжения на управляющей сетке не имеет перегибов, т. е. достаточно далека от тока насыщения. В противном случае при изменении управляющего напряжения в одном направлении, например при его увеличении, крутизна характеристики $I_a = f(U_{p.a})$ сначала будет возрастать, а затем уменьшаться. Следовательно, величина эквивалентного реактивного сопротивления также будет сначала возрастать, а затем уменьшаться, т. е. знак S_y изменится, что недопустимо для нормальной работы автоподстройки. В большинстве случаев применения реактивной лампы рабочий участок не ограничивается прямолинейной частью характеристики, и при наибольшем подстраивающем действии рабочая точка может оказаться на криволинейном участке.

Для аналитического определения крутизны характеристики управляющего элемента $\Delta f = f(U_y)$ воспользуемся формулой (5-18') или (5-18'') и найдем зависимость

$$\Delta I_{a1} = f(U_y). \quad (5-20)$$

Поскольку при полном использовании реактивной лампы минимальное значение амплитуды первой гармоники анодного тока равно нулю, можно считать, что $\Delta I_{a1} = I_{a1}$. Тогда формула (5-20) запишется в виде:

$$I_{a1} = f(U_y).$$

При изменении U_y изменяется S_{cp} и последняя зависимость может быть написана в следующей форме:

$$I_{a1} = U_c S_{cp}.$$

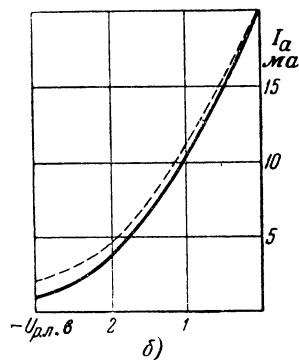
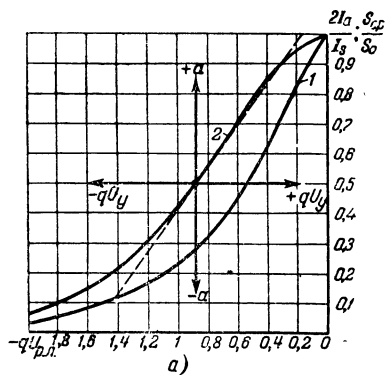
Как указывалось выше, значения средней крутизны S_{cp} определяются различными способами для режимов первого и второго рода.

Для колебаний первого рода средняя крутизна равна статической и определяется формулой

$$S_{cp} = \frac{dI_a}{dU_{p.a}}.$$

Значение $\frac{dI_a}{dU_{p.a}}$ зависит от вида статической характеристики лампы, которая может быть аппроксимирована соответствующей аналитической функцией [Л.28]. Следовательно, не предвешая вопроса о характере аппроксимации, можно, воспользовавшись (5-18'), записать:

$$\Delta f = \frac{pfU_c}{2I_k} \frac{dI_a}{dU_{p.a}}. \quad (5-21)$$



Фиг. 5-12. Характеристики реактивной лампы. а — зависимости $\frac{2I_a}{I_s} \cdot \frac{S_{cp}}{S_0}$ от $qU_{p.a}$; б — анодно-сеточные характеристики.

Тогда выражение для определения средней крутизны характеристики управляющего элемента запишется в виде:

$$S_{y, cp} = \frac{\Delta f}{U_y} = \frac{pfU_c}{2I_k U_y} \frac{dI_a}{dU_{p.a}}. \quad (5-22)$$

Применим для аппроксимации анодно-сеточной характеристики предложенную Н. Н. Крыловым функцию, содержащую гиперболический тангенс (фиг. 5-12, а, кривая 1):

$$I_a = \frac{I_s}{2} [1 + \text{th}(qU_{p.a})],$$

где $q = \frac{2S_0}{I_s}$; здесь I_s — удвоенное значение анодного тока при нулевом напряжении на управляющей сетке; S_0 — крутизна характеристики лампы в прямой части.

Отметим, что такого рода аппроксимация применяется обычно для части анодно-сеточной характеристики, расположенной при $U_{p.a} < 0$, что соответствует условиям работы реактивных ламп в схемах ЧАП. При этом форма анодно-сеточной характеристики при $U_{p.a} > 0$ не имеет значения.

Крутизна анодно-сеточной характеристики для режима первого рода будет равна:

$$S_{cp} = \frac{dI_a}{dU_{p.a}} = \frac{I_s}{2} q \frac{1}{\operatorname{th}^2 qU_{p.a}} = S_0 [1 - \operatorname{th}^2 (qU_{p.a})]. \quad (5-23)$$

На фиг. 5-12,а построены кривые зависимостей $\frac{2I_a}{I_s}$ и $\frac{S_{cp}}{S_0}$ от $qU_{p.a}$. Величины $\frac{I_s}{2}$, S_0 и q являются параметрами, определяющими анодно-сеточную характеристику лампы при аппроксимации ее при помощи гиперболического тангенса. Поэтому кривые фиг. 5-12,а при соответствующем пересчете масштабов осей координат могут быть использованы для построения статических характеристик управляющих элементов независимо от параметров применяемой лампы. Для этого масштаб оси абсцисс должен быть изменен в $\frac{1}{q}$ раз, а масштаб оси ординат в S_0 или $\frac{I_s}{2}$ раз для значений крутизны и тока соответственно.

Для того чтобы обеспечить равные по величине, но противоположные по знаку изменения частоты стабилизированного генератора под воздействием реактивной лампы, необходимо рабочую точку выбрать таким образом, чтобы в ней

$$S_{cp} = \frac{S_0}{2}.$$

Абсцисса этой точки U_0 может быть определена из формулы (5-23)

$$U_0 = \frac{0,88}{q}.$$

Целесообразно начало координат, в которых изображается статическая характеристика управляющего элемента, расположить в точке с абсциссой U_0 (фиг. 5-10) и на оси абсцисс вместо $U_{p.a}$ откладывать управляющее напряжение U_y . Начальная рабочая точка должна соответствовать $U_y = 0$. Следовательно, будет справедливо равенство

$$U_y = U_{p.a} - U_0.$$

При построении характеристики управляющего элемента существенно знать лишь изменение Δf частоты стабизируемого генератора относительно значения, соответствующего $U_y = 0$. Это означает, что реактивное сопротивление управляющего элемента при $U_y = 0$ должно быть учтено при расчете параметров контура стабилизированного генератора на номинальную частоту, но может не учитываться при построении характеристики $\Delta f = \varphi(U_y)$. В начале координат, т. е. при $U_y = 0$, справедливо равенство $\Delta f = 0$. Следует подчеркнуть, что в этом случае под Δf понимается изменение частоты $f_{c.2}$, вызываемое управляющим элементом и отсчитываемое от значения, соответствующего $U_y = 0$.

В координатах Δf , U_y характеристика управляющего элемента в соответствии с формулами (5-21) и (5-23) в режиме колебаний первого рода запишется в виде:

$$\Delta f = \frac{pfU_c S_0}{2I_k} [0,5 - \operatorname{th}^2 (qU_y - 0,88)]. \quad (5-24)$$

Воспользовавшись формулой (5-24), получим, что средняя крутизна характеристики управляющего элемента в режиме колебаний первого рода будет равна:

$$S_{y,cp} = \frac{\Delta f}{U_y} = \frac{pfU_c S_0}{2I_k U_y} [0,5 - \operatorname{th}^2 (qU_y - 0,88)]. \quad (5-25)$$

Обозначим:

$$a = \frac{2\Delta f I_k}{pfU_c S_0}.$$

Тогда формула (5-24) запишется в виде:

$$a = 0,5 - \text{th}^2 (qU_y - 0,88). \quad (5-26)$$

Эта зависимость в осях координат a , qU_y графически представлена кривой 2 на фиг. 5-12,а.

Параметр a определяется данными схемы реактивной лампы и стабилизируемого генератора. Поэтому кривая 2 на фиг. 5-12,а после соответствующего пересчета масштабов осей координат a , qU_y представит собой характеристику управляющего элемента, т. е. зависимость

$$\Delta f = \varphi(U_y).$$

При этом масштаб оси абсцисс qU_y должен быть изменен в $\frac{1}{q}$ раз, а масштаб

оси ординат a — в $\frac{pfU_c S_0}{2I_k}$ раз.

Для упрощения расчетов крутизны управляющего элемента начальный участок характеристики можно представить в виде прямой линии, изображенной пунктиром на фиг. 5-12,а. Тангенс угла наклона этой прямой равен величине производной функции (5-26) в точке $qU_y = 0$:

$$\frac{da}{d(qU_y)} \approx 0,7.$$

Уравнение прямолинейного участка характеристики тогда запишется в виде:

$$a = 0,7qU_y,$$

или

$$\Delta f = 0,35 \frac{pfU_c S_0 q}{I_k} U_y.$$

Тогда крутизна начального участка характеристики управляющего элемента будет равна:

$$S_y = 0,35 \frac{pfU_c S_0 q}{I_k}. \quad (5-27)$$

В тех случаях, когда работа происходит на участках характеристики, где аппроксимация прямой линией может привести к значительной ошибке, для расчета средней крутизны $S_{y,ср}$ следует пользоваться формулой (5-25).

Приведем пример расчета крутизны характеристики управляющего элемента.

Исходные данные для расчета следующие:

$$p = 0,3; f = 1 \text{ мГц}; U_a = 20 \text{ в}; U_c = 0,25 \text{ в};$$

$$L_k = 250 \text{ мкГн}.$$

Предположим, что в качестве реактивной используется лампа типа 6Ж4. Анодно-сеточная характеристика этой лампы при напряжениях на аноде $U_a = 300 \text{ в}$, на экранирующей сетке $U_{экр} = 100 \text{ в}$, на пентодной сетке $U_n = 0 \text{ в}$ изображена на фиг. 5-12,б сплошной кривой.

По этой характеристике определяем:

1) ток при нулевом напряжении на управляющей сетке

$$\frac{I_s}{2} = 20 \text{ ма};$$

2) крутизну прямолинейной части $S_0 = 10 \text{ ма/в}$.

Произведем расчет величины q :

$$q = \frac{2S_0}{I_s} = 0,5 \text{ 1/в}.$$

Определим величину I_k :

$$I_k = \frac{U_a}{p\omega L_k} = \frac{10}{0,3 \cdot 2\pi \cdot 10^6 \cdot 250 \cdot 10^{-6}} \approx 21,2 \text{ ма}.$$

Для определения крутизны начального участка подставим величины в формулу (5-27):

$$S_y = \frac{0,35 \cdot 0,3 \cdot 10^6 \cdot 0,25 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5}{21,2 \cdot 10^{-3}} \approx 6,2 \text{ кгц/в}.$$

На фиг. 5-12,б пунктирной кривой представлена анодно-сеточная характеристика лампы — аппроксимированная гиперболическим тангенсом при $q = 0,5 \text{ 1/в}$ и $\frac{I_s}{2} = 20 \text{ ма}$.

В режиме колебаний второго рода средняя крутизна $S_{ср}$ определится по формуле (5-19).

В соответствии с (5-18') и зависимостью $I_{a1} = S_{ср} U_c$ при $\Delta I_{a1} = I_{a1}$ получим:

$$\Delta f = \frac{pfU_c S}{2I_k} \frac{\theta - \cos \theta \sin \theta}{\pi},$$

где

$$\cos \theta = \frac{U_z - U_{р.л}}{U_c};$$

здесь U_z — напряжение запираания лампы (фиг. 5-11).

Если амплитуда U_c равна половине напряжения запираания, то

$$\cos \theta = \frac{U_z - U_{р.л}}{0,5U_z}.$$

Если начало координат выбрать таким образом, чтобы при $U_y = 0$ средняя крутизна $S_{c.p} = \frac{S}{2}$, то абсцисса начальной рабочей точки будет равна U_3 , при этом $\cos \theta = 0$, т. е. $\theta = \frac{\pi}{2}$.

Тогда в координатах Δf , U_y характеристика управляющего элемента в режиме колебаний второго рода запишется в виде:

$$\Delta f = \frac{pfU_3S}{4I_k} \frac{\theta - \frac{\pi}{2} - \cos \theta \sin \theta}{\pi}. \quad (5-28)$$

Величина $\cos \theta$ может быть определена из следующего выражения:

$$\cos \theta = -\frac{2U_y}{U_3}. \quad (5-29)$$

При этом, как и ранее,

$$U_y = U_{p.l} - U_3$$

и

$$\Delta f = 0 \text{ при } \theta = \frac{\pi}{2}.$$

Средняя крутизна характеристики управляющего элемента в режиме колебаний второго рода будет равна:

$$S_{y.c.p} = \frac{\Delta f}{U_y} = \frac{pfS}{2I_k} \frac{\frac{\pi}{2} - \theta + \sin \theta \cos \theta}{\pi \cos \theta}. \quad (5-30)$$

При помощи формул (5-28) и (5-29) можно построить характеристику управляющего элемента $\Delta f = \varphi(U_y)$ в режиме колебаний второго рода для случая $U_c = 0,5U_3$. Воспользовавшись формулами (5-29) и (5-30), можно определить крутизну S_0 характеристики $\Delta f = \varphi(U_y)$.

Предоставим читателю построить характеристику управляющего элемента для данного случая, определить крутизну ее начального участка и убедиться в возможности линейной аппроксимации последнего аналогично тому, как это было сделано для режима колебаний первого рода.

Из рассмотрения формул (5-17'), (5-17''), (5-25) и (5-30) можно сделать

ряд дополнительных рекомендаций, касающихся работы реактивной лампы в схеме ЧАП.

Увеличение коэффициента связи p с контуром стабилизируемого генератора, желательное с точки зрения увеличения крутизны и раствора статической характеристики, ограничивается тем, что реактивная лампа вносит в контур дополнительную неустойчивость. Действительно, при колебании питающих напряжений и под влиянием непостоянства емкости монтажа, а также вследствие неизбежного разброса величин межэлектродных емкостей при смене реактивной лампы частота стабилизируемого генератора будет изменяться, т. е. будет вноситься дополнительная неустойчивость. Неустойчивость эта будет максимальна на высшей частоте диапазона и тем больше, чем больше p . Величина p определяется конкретными требованиями, предъявляемыми к аппаратуре, и не может быть ограничена определенными значениями.

Из тех же формул следует, что раствор и крутизна характеристики увеличиваются при более высоких частотах стабилизируемого генератора. Ввиду этого определение характеристик реактивной лампы должно производиться на низшей частоте, тогда будет обеспечено выполнение предъявленных требований во всем диапазоне частот.

Существенно оценить, какой из возможных способов создания начального смещения на сетке реактивной лампы является предпочтительным.

Покажем, что при автоматическом смещении крутизна управляющего элемента будет меньше, чем при подаче смещения от постороннего источника.

Для простоты предположим статическую характеристику лампы, используемой в качестве реактивной, прямолинейной с крутизной, равной S .

Примем обозначения:

$U_{p.l}$ — напряжение смещения между сеткой и катодом реактивной лампы, создаваемое падением напряжения на сопротивлении R , включенном между катодом и минусом источника анодного напряжения;

I_0 — постоянная составляющая анодного тока при $U_y = 0$;

I'_0 — постоянная составляющая анодного тока при напряжении на выходе дискриминатора, равном U_y ;

$U'_{p.a}$ — напряжение смещения между сеткой и катодом при напряжении на выходе дискриминатора, равном U_y .

Для определенности предположим, что $U_y > 0$.

Составим уравнения:

$$U_{p.a} = -I_0 R;$$

$$U'_{p.a} = -I'_0 R + U_y;$$

$$I'_0 - I_0 = S(U'_{p.a} - U_{p.a}).$$

Тогда

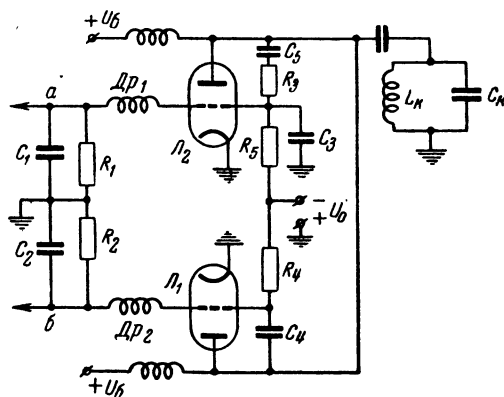
$$U'_{p.a} - U_{p.a} = \frac{U_y}{1 + SR}.$$

Как видно из этого уравнения, изменение напряжения на выходе дискриминатора на U_y вызывает изменение напряжения между сеткой и катодом реактивной лампы, в $(1 + SR)$ раз меньшее. Следовательно, эквивалентное изменение частоты стабилизируемого генератора и соответственно крутизна управляющего элемента вследствие наличия автоматического смещения уменьшатся в $(1 + SR)$ раз.

При фиксированном смещении изменение напряжения на выходе дискриминатора на U_y вызывает точно такое же изменение напряжения на сетке реактивной лампы, вследствие чего крутизна характеристики управляющего элемента будет в $(1 + SR)$ раз больше, чем при автоматическом смещении.

Рассмотрим схему двухтактного соединения реактивных ламп. Последнее в этом случае присоединяется параллельно подстраиваемому контуру так, как показано на фиг. 5-13. Для нормальной работы схемы реактивные лампы должны быть эквивалентны реактивным сопротивлениям с противоположными знаками. На фиг. 5-13 каскад на лампе L_1 имеет емкостную реакцию, а каскад на L_2 —

индуктивную; $C_1 R_1$ и $C_2 R_2$ — нагрузки на выходе (точки a и b на фиг. 5-13) дискриминатора; на той же фигуре Dp_1 и Dp_2 — дроссели высокой частоты, необходимые для сохранения потенциала высокой частоты на сетках L_1 и L_2 , $R_3 C_3$ и $R_4 C_4$ — элементы фазовращательных цепей реактивных ламп, C_5 — разделительный конденсатор, R_5 — сопротивление утечки,



Фиг. 5-13. Двухтактное соединение реактивных ламп.

$C_k L_k$ — элементы подстраиваемого контура.

Подобная схема соединения целесообразна при необходимости значительно снизить дестабилизирующее влияние колебания напряжения источников питания. В такой схеме эти колебания воздействуют на обе лампы синфазно, и потому изменения частоты взаимно компенсируются. Эти же соображения справедливы и для уменьшения паразитной амплитудной модуляции и модуляции фоном.

Применение двухтактной схемы не дает выигрыша в величине коэффициента автоподстройки. Объясняется это тем, что увеличение вдвое крутизны управляющего элемента за счет второй лампы компенсируется примерно таким же уменьшением управляющего напряжения, подаваемого на каждую из ламп при заземленной средней точке.

Таким образом, применение двухтактной схемы в системах ЧАП оправдано в тех случаях, когда устранение дестабилизирующего влияния колебаний напряжения питания особенно существенно.

Конкретные примеры различных схемных вариантов электронных управляющих элементов подробно описаны в литературе [Л. 10 и 26]. В последнее время вместо реактивных многоэлектродных ламп в качестве электронных управляющих элементов находят применение реактивные диоды, описанные в [Л. 29].

При использовании последних в схемах ЧАП к контуру стабилизируемого генератора подключается диод, соединенный последовательно с емкостью или индуктивностью, что эквивалентно подключению сопротивления, имеющего активную и реактивную составляющие. Управляющее напряжение, снимаемое с выхода дискриминатора, используется для создания напряжения смещения между электродами диода. При изменении смещения изменяется динамическое внутреннее сопротивление диода. В результате активная и реактивная составляющие сопротивления, эквивалентного схеме реактивного диода, будут изменяться в зависимости от смещения на диоде, т. е. от управляющего напряжения. Таким образом, достигается управление частотой стабилизируемого генератора.

В качестве управляющих элементов также могут быть использованы индуктивности или емкости, величинами которых можно управлять при помощи постоянного напряжения (тока).

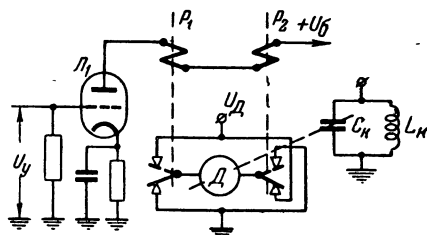
Если катушку с ферритовым сердечником включить в контур стабилизируемого генератора и поместить в постоянное магнитное поле, то в зависимости от напряженности этого подмагничивающего поля будет изменяться индуктивность катушки (см. [Л. 49]). Таким образом, для изменения частоты стабилизируемого генератора достаточно напряжение с выхода дискриминатора подать на сетку управляющей лампы, и в анодную цепь последней включить катушки электромагнита, создающего подмагничивающее поле.

Аналогично для управления частотой стабилизируемого генератора могут быть использованы конденсаторы, емкость которых зависит от величины приложенного напряжения

постоянного тока. Такими свойствами обладают, например, тибаровые конденсаторы [Л. 48].

5-3. Механические управляющие элементы

Основной недостаток реактивной лампы заключается в ограничении полосы первоначальных расстроек стабилизируемого генератора, кото-



Фиг. 5-14. Схема механического управляющего элемента, реагирующего на знак управляющего напряжения.

рые могут быть скомпенсированы управляющим элементом. Механические управляющие элементы свободны от этого недостатка.

Принцип действия подобных устройств, как указывалось выше, состоит в механическом воздействии на один из параметров контура стабилизируемого генератора. Обычно это воздействие осуществляется при помощи двигателя, который при наличии расстройки частоты вращает ротор переменного конденсатора, изменяя тем самым емкость контура стабилизируемого генератора.

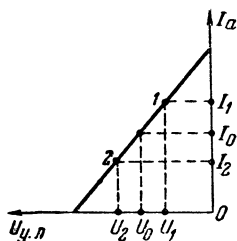
Ниже будут рассмотрены две принципиально различные схемы механических управляющих элементов. Различие их определяется тем, что в первой двигатель реагирует на изменение знака управляющего напряжения, а во второй — на изменение фазы колебаний разностной частоты так же, как в дискриминаторе нулевых биений (§ 3-3).

Схема управляющего элемента, в котором двигатель реагирует на знак управляющего напряжения, изображена на фиг. 5-14. Как видно из фиг. 5-14, управляющий элемент состоит из управляющей лампы \mathcal{L}_1 , двух реле P_1 и P_2 и реверсивного двигателя \mathcal{D} постоянного тока. Дви-

гатель вращается при подаче на него напряжения от какого-либо источника постоянного тока. Схема построена так, чтобы цепь питания мотора замыкалась в двух случаях.

1. Реле P_1 сработало, и реле P_2 сработало.

2. Реле P_1 не сработало, и реле P_2 не сработало.



Фиг. 5-15. Анодно-сеточная характеристика управляющей лампы.

Направления вращения двигателя будут в первом и втором случаях противоположными, поскольку изменяется полярность подаваемого напряжения U_d . В том случае, если реле P_1 и P_2 находятся в разных состояниях, т. е. одно реле сработало, а другое нет, цепь питания разомкнута, и мотор не вращается. Питание катушек возбуждения реле осуществляется анодным током управляющей лампы L_1 .

Величины токов срабатывания реле P_1 и P_2 различны, а начальная рабочая точка на анодно-сеточной характеристике (фиг. 5-15) управляющей лампы выбирается таким образом, чтобы при $U_y = 0$, т. е. при напряжении на сетке управляющей лампы $U_{y,с} = U_0$, ток лампы I_0 удовлетворял неравенству:

$$I_1 > I_0 > I_2,$$

где I_1 — ток срабатывания реле P_1 ;

I_2 — ток срабатывания реле P_2 .

Очевидно, что при $U_y = 0$ двигатель неподвижен, поскольку реле P_1 не сработало, а реле P_2 сработало.

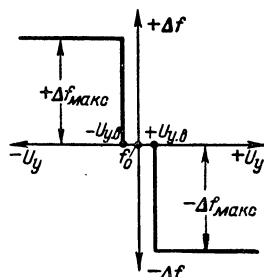
Обычно $I_0 = \frac{I_1 + I_2}{2}$, т. е. при прямолинейной анодно-сеточной характеристике управляющей лампы $U_0 = \frac{U_1 + U_2}{2}$. Сделанные допущения не-

ную картину работы механического управляющего элемента и могут быть распространены на все практически встречающиеся случаи.

Если частота стабилизируемого генератора отличается от номинального значения и на выходе дискриминатора создается управляющее напряжение такой величины, что напряжение на сетке управляющей лампы будет больше U_1 , то реле P_1 и P_2 сработают, и двигатель будет вращаться. При напряжении на сетке управляющей лампы, меньшем U_2 , оба реле не сработают, и двигатель также придет во вращение.

Действие двигателя должно быть таким, чтобы при его вращении уменьшалась первоначальная расстройка.

На фиг. 5-16 изображена характеристика рассматриваемой схемы управляющего элемента. Как видно из характеристики, управляющий эле-



Фиг. 5-16. Статическая характеристика механического управляющего элемента схемы фиг. 5-14.

мент не реагирует на изменение частоты стабилизируемого генератора, если напряжение на выходе дискриминатора меньше по абсолютной величине, чем $U_{y,с} = \frac{U_1 - U_2}{2}$. Следова-

тельно, $U_{y,с}$ — минимальное управляющее напряжение, необходимое для вращения двигателя. Величина $\Delta f_{макс}$ (фиг. 5-16) определяется переменной частью емкости конденсатора, вращаемого двигателем, и, следовательно, может обеспечить компенсацию сколь угодно больших расстройек стабилизируемого генератора.

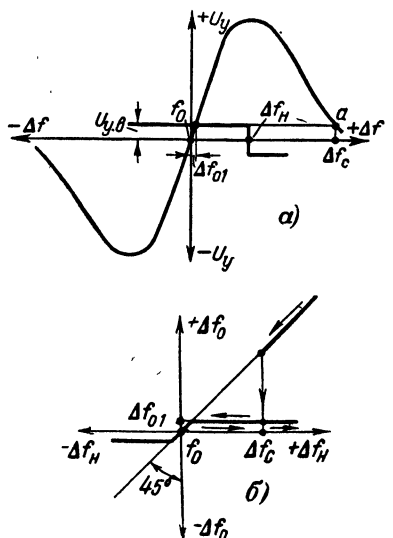
Рассмотрим работу механического управляющего элемента совместно с дискриминатором (фиг. 5-17,а). Оста-

точная расстройка в этом случае не зависит от начальной и равняется:

$$\Delta f_0 = \frac{U_{y.s}}{S_\partial}.$$

Коэффициент автоподстройки в отличие от рассмотренных выше схем ЧАП с реактивной лампой всегда будет зависеть от начальной расстройки и будет равен:

$$K = \frac{S_\partial \Delta f_\kappa}{U_{y.s}}. \quad (5-31)$$



Фиг. 5-17. Построение динамической характеристики системы ЧАП с механическим управляющим элементом фиг. 5-14.

а — характеристики дискриминатора и управляющего элемента; б — динамическая характеристика.

Последнюю формулу можно получить из ранее выведенной более общей формулы

$$K = 1 + S_\partial S_{y.p}. \quad (5-32)$$

Для этого в формулу (2-9) следует подставить значение $S_{y.c.p}$ — средней крутизны управляющего элемента. В данном случае характеристика управляющего элемента (фиг. 5-16) представляет собой ломаную линию, и поэтому среднюю крутизну $S_{y.c.p}$ следует вычислять как отношение Δf к U_y , а не как производную $\frac{d(\Delta f)}{dU_y}$.

Как видно из фиг. 5-17,а, крутизна

$$S_{y.c.p} = \frac{\Delta f_\kappa - \Delta f_0}{U_{y.s}} = \frac{\Delta f_\kappa - \frac{U_{y.s}}{S_\partial}}{U_{y.s}}.$$

Из формулы (5-31) следует, что для данной начальной расстройки коэффициент автоподстройки тем больше, чем меньше $U_{y.s}$.

Зная характеристики дискриминатора и управляющего элемента, можно построить динамическую характеристику для схемы фиг. 5-14.

Как видно из динамической характеристики, изображенной на фиг. 5-17,б, полоса схватывания в рассматриваемом случае равна Δf_c , так как при $\Delta f_\kappa > \Delta f_c$ управляющее напряжение меньше $U_{y.s}$ и, следовательно, двигатель вращаться не будет. Таким образом, динамическая характеристика при $\Delta f_\kappa > \Delta f_c$ совпадает с нулевой характеристикой (фиг. 5-17,б). Для увеличения полосы схватывания следует уменьшать $U_{y.s}$, поскольку при этом уменьшается минимальное напряжение на выходе дискриминатора, при котором двигатель может оказывать подстраивающее действие. Таким образом, при данном значении $U_{y.s}$ величина полосы схватывания определяется характеристикой дискриминатора: чем больше значения U_y при данных значениях Δf , тем больше Δf_c .

Полоса удержания схемы ЧАП с механическим управляющим элементом не зависит от формы характеристики дискриминатора, поскольку остаточная расстройка не зависит от начальной. На этом основании можно считать, что полоса удержания в этом случае равна Δf_{\max} (фиг. 5-16).

Как видно из вышеизложенного, величина $U_{y.s}$ в значительной мере определяет эффективность работы системы ЧАП с механическим управляющим элементом. Уменьшение величины $U_{y.s}$ ограничивается двумя обстоятельствами:

1. В электромагнитных реле ток срабатывания не равен току отпущения.

2. Время срабатывания, предполагаемое в дальнейшем равным времени отпущения, реле P_1 и P_2 должно быть меньше времени изменения управляющего напряжения на величину, равную $2U_{y.s}$.

В существующих конструкциях электромагнитных реле отношение

тока срабатывания к току отпущения обычно находится в пределах $1,5 \div 2,5$. Работа механического управляющего элемента основана на срабатывании и отпущении реле P_1 и P_2 . Очевидно, что отношение U_1 к U_2 (фиг. 5-15) должно быть во всяком случае не менее $1,5 \div 2,5$, поскольку под U_2 следует понимать напряжение, соответствующее отпущению реле P_2 . Фактически это отношение будет больше, так как токи срабатывания или отпущения реле P_1 и P_2 должны различаться по величине, в противном случае система ЧАП самовозбудится. Действительно, если представить, что реле P_1 и P_2 полностью идентичны, то двигатель будет совершать периодическое вращательное движение около точки $U_y = 0$, амплитуда этих колебаний частоты будет определяться разницей в токах отпущения и срабатывания обоих реле.

Однако более существенное ограничение минимальной величины $U_{y.s}$ определяется второй из вышеназванных причин, а именно временем изменения управляющего напряжения при вращении двигателя. Для нормальной работы механического управляющего элемента необходимо, чтобы время срабатывания реле было меньше времени, в течение которого напряжение на сетке управляющей лампы при вращении двигателя изменит свое значение от U_1 до U_2 . В противном случае реле P_1 отпустит, и двигатель остановится лишь в момент, когда напряжение на сетке управляющей лампы будет меньше U_2 , но при этом через некоторый промежуток времени отпустит реле P_2 , и двигатель начнет вращаться в противоположном направлении.

Этот процесс будет периодически повторяться, т. е. равновесие в системе оказывается невозможным. Следовательно, для нормальной работы механического управляющего элемента должно выполняться неравенство

$$\tau_p \ll \tau_m,$$

где τ_p — время срабатывания реле;
 τ_m — время, в течение которого напряжение на сетке упра-

вляющей лампы изменит свое значение от U_1 до U_2 , т. е. на $2U_{y.s}$.

Для определения τ_m представим, что частота стабилизируемого генератора изменяется пропорционально углу поворота переменного конденсатора, вращаемого двигателем, т. е.

$$f = f_0 + \Delta f = f_0 + M\varphi,$$

где f — частота стабилизируемого генератора;

f_0 — номинальное значение частоты стабилизируемого генератора;

Δf — отклонение частоты от f_0 ;

M — коэффициент пропорциональности;

φ — угол поворота ротора конденсатора.

Скорость изменения частоты во времени будет равна.

$$\frac{df}{dt} = \frac{d(\Delta f)}{dt} = M \frac{d\varphi}{dt} = M \frac{2\pi n}{60},$$

где n — число оборотов в минуту ротора равномерно вращающегося конденсатора.

Скорость изменения управляющего напряжения

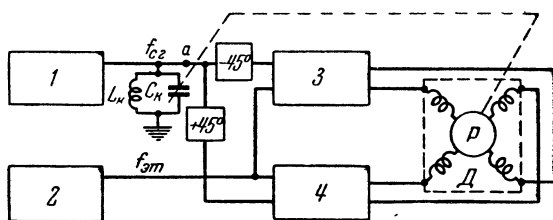
$$\frac{dU_y}{dt} = \frac{d}{dt} (S_\partial \Delta f) = \frac{2\pi n S_\partial M}{60}.$$

Тогда

$$\begin{aligned} \tau_m &= \frac{2U_{y.s}}{\frac{dU_y}{dt}} = \\ &= \frac{60U_{y.s}}{\pi n S_\partial M} \gg \tau_p. \end{aligned} \quad (5-33)$$

Выполнение этого неравенства определяет условия применения двигателя в системах ЧАП.

Как указывалось выше, основным преимуществом механических управляющих элементов является возможность обеспечения широкой полосы схватывания и удержания. Из этих соображений M должно выбираться достаточно большим. Однако увеличение M может привести к невыполнению неравенства (5-33), что обусловит необходимость уменьшения величины n — скорости вращения ротора конденсатора. Последнее приве-



Фиг. 5-18. Схема ЧАП с механическим управляющим элементом, реагирующим на изменение фазы.

дет к увеличению времени установления частоты при воздействии системы ЧАП. В подавляющем большинстве практически используемой аппаратуры чрезмерное увеличение этого времени недопустимо по эксплуатационным соображениям.

Таким образом, удовлетворение неравенства (5-33) может быть обеспечено лишь увеличением величины $U_{y.c}$ или уменьшением S_{∂} ; то и другое приводит к увеличению остаточной расстройки [см. формулу (5-31)].

Из изложенного ясно, что система ЧАП с механическим управляющим элементом является обычно менее точной по сравнению с системой с реактивной лампой и имеет основным назначением увеличение пределов эффективной подстройки частоты.

Рассмотрим систему ЧАП с механическим управляющим элементом, реагирующим на изменение фазы колебаний разностной частоты. Принцип работы подобного устройства понятен из блок-схемы, изображенной на фиг. 5-18.

Напряжения от стабилизируемого генератора 1 и генератора эталонных частот 2 подаются на два балансных смесителя 3 и 4, причем колебания от генератора эталонных частот подаются на оба смесителя в фазе, а колебания частоты стабилизируемого генератора, подаваемые на смеситель 3, сдвинуты на 90° по отношению к фазе тех же колебаний, подаваемых на смеситель 4. Способ осуществления фазового сдвига в 90° и особенности работы подобной схемы были приведены в гл. 3 при описании дискриминатора нулевых биений. Напомним, что наличие фазового сдвига в 90° по высокой частоте приводит к тому, что колебания разностной ча-

стоты в анодных цепях смесителей сдвинуты по отношению друг к другу на $\pm 90^\circ$ или -90° в зависимости от того, будет ли эталонная частота выше или ниже частоты стабилизируемого генератора. Если эти два напряжения подать на статорные обмотки двухфазного асинхронного двигателя Д так, как это показано на фиг. 5-18, то возникающее при этом вращаю-

щееся магнитное поле заставит вращаться ротор Р двигателя. Направление вращения будет определяться знаком фазового сдвига, т. е. соотношением частот эталонного и стабилизируемого генераторов. Связав механически ось ротора с осью переменного конденсатора, входящего в контур $L_k C_k$ стабилизируемого генератора, можно осуществить автоматическую подстройку частоты.

Полоса схватывания в рассматриваемом случае определяется способностью двигателя работать от напряжений высокой разностной частоты.

Вследствие этого увеличение полосы схватывания может быть достигнуто путем деления частоты стабилизируемого генератора и сравнения с колебаниями эталонного генератора, работающего на пониженной частоте. При выборе коэффициента деления следует иметь в виду, что асинхронные двигатели надежно работают на частотах от единиц до 200 — 300 гц.

Для нормальной работы системы ЧАП весьма существенно обеспечить достаточное демпфирование оси ротора двигателя. Если демпфирование недостаточно, ротор будет проходить через положение, соответствующее нулю разностной частоты, в результате чего последняя будет квазипериодически затухать в течение недопустимо большого промежутка времени.

Преимуществом описываемой схемы по сравнению с предыдущей является возможность обеспечения более высокой точности подстройки частоты. Недостатком является квазипериодический характер установления частоты, могущий привести в некото-

рых случаях к неустойчивой работе системы.

При анализе устойчивости в гл. 4 указывалось, что для фазовых соотношений в системе ЧАП существенное значение имеет фильтр, устанавливаемый на выходе дискриминатора.

В системе ЧАП с асинхронным двигателем в качестве управляющего элемента подобный фильтр, как это видно из фиг. 5-18, отсутствует. Однако наличие двигателя также создает фазовые сдвиги в тракте автоподстройки, что может привести к неустойчивости системы.

Определим условия устойчивой работы ЧАП с асинхронным двигателем.

Для мгновенных значений фазовых углов, представленных символически в виде комплексных величин, примем обозначения:

$\bar{\theta}_n$ — фазовый угол вектора вращающегося магнитного поля;

$\bar{\theta}_p$ — фазовый угол, определяющий положение ротора двигателя.

Для анализа устойчивости по методу Найквиста (см. стр. 75) представим, что ЧАП разомкнута в точке a .

Предположим, что на входы балансных смесителей 3 и 4 в точку a (фиг. 3-18) подано напряжение, частота которого изменяется по гармоническому закону с амплитудой Δf_1 относительно эталонной частоты $f_{эм}$, т. е. для разностной частоты можно записать:

$$\bar{\Delta f}_1 = \Delta f_1 e^{j\Omega t},$$

где Ω — частота отклонения частоты;

$\bar{\Delta f}_1$ — мгновенное значение отклонения частоты, представленное символически комплексной величиной.

Вектор магнитного поля будет вращаться со скоростью, равной

$$\bar{\Delta \omega}_1 = 2\pi \bar{\Delta f}_1,$$

или

$$\frac{d\bar{\theta}_n}{dt} = 2\pi \bar{\Delta f}_1 = 2\pi \Delta f_1 e^{j\Omega t}. \quad (5-34)$$

Предположим, что изменение частоты стабилизируемого генератора при вращении ротора переменного

конденсатора прямо пропорционально углу поворота ротора двигателя, т. е. $\Delta f = M\theta_p$.

Вращение двигателя определит изменение частоты стабилизируемого генератора на величину

$$\bar{\Delta f}_2 = M\bar{\theta}_p.$$

Продифференцировав последнее выражение, получим:

$$\frac{d(\bar{\Delta f}_2)}{dt} = M \frac{d\bar{\theta}_p}{dt}. \quad (5-35)$$

Закон движения ротора может быть найден из дифференциального уравнения второго порядка

$$I \frac{d^2 \bar{\theta}_p}{dt^2} + R \frac{d\bar{\theta}_p}{dt} = A(\bar{\theta}_p - \bar{\theta}_n),$$

где

I — момент инерции ротора;

R — коэффициент трения;

A — момент силы воздействия вращающегося электромагнитного поля при величине угла между вектором поля и ротором ($\bar{\theta}_p - \bar{\theta}_n$), равной 1 радиану.

Представим последнее уравнение в виде:

$$I \frac{d^2 \bar{\theta}_p}{dt^2} + R \frac{d\bar{\theta}_p}{dt} + A\bar{\theta}_p = A\bar{\theta}_n. \quad (5-36)$$

Определим из уравнения (5-34) $\bar{\theta}_n$:

$$\bar{\theta}_n = 2\pi \int_0^t \Delta f_1 e^{j\Omega t} dt = 2\pi \frac{\Delta f_1}{j\Omega} e^{j\Omega t}. \quad (5-37)$$

Из уравнения (5-36) можно определить угловую скорость ротора в установившемся режиме:

$$\frac{d\bar{\theta}_p}{dt} = \frac{A\bar{\theta}_n}{\sqrt{R^2 + \left(\Omega I - \frac{A}{\Omega}\right)^2}} e^{-j\psi}, \quad (5-38)$$

где

$$\psi = \arctg \frac{\Omega I - \frac{A}{\Omega}}{R}.$$

В формуле (5-38) знаменатель представляет модуль так называемо-

го комплексного механического сопротивления, а ψ — его фазовый угол. Выражение для комплексного механического сопротивления полностью аналогично выражению комплексного сопротивления цепи, состоящей из последовательно соединенных индуктивности, емкости и активного сопротивления.

Воспользовавшись уравнениями (5-37) и (5-38), получим:

$$\frac{d\bar{\theta}_p}{dt} = \frac{2\pi A \Delta f_1}{j\Omega} e^{j\Omega t} \frac{e^{-j\psi}}{\sqrt{R^2 + \left(\Omega I - \frac{A}{\Omega}\right)^2}}. \quad (5-39)$$

В соответствии с уравнениями (5-35) и (5-39) изменение частоты стабилизируемого генератора будет равно:

$$\Delta \bar{f}_2 = M \int_0^t \frac{d\bar{\theta}_p}{dt} dt = -M \frac{2\pi A \Delta f_1}{\Omega^2} e^{j\Omega t} \times \\ \times \frac{e^{-j\psi}}{\sqrt{R^2 + \left(\Omega I - \frac{A}{\Omega}\right)^2}}.$$

Для определения устойчивости системы по Найквисту составим выражение для комплексного коэффициента передачи:

$$\bar{N} = \frac{\Delta \bar{f}_2}{\Delta \bar{f}_1} = \frac{2\pi A M}{\Omega^2} \frac{e^{-j(\psi+\pi)}}{\sqrt{R^2 + \left(\Omega I - \frac{A}{\Omega}\right)^2}}.$$

Последняя зависимость получена без учета того обстоятельства, что в нормально действующей системе ЧАП между $\Delta \bar{f}_2$ и $\Delta \bar{f}_1$ независимо от наличия каких-либо реактивных элементов всегда существует сдвиг фаз, равный π . С учетом этого можно записать:

$$\bar{N} = \frac{2\pi A M}{\Omega^2} \frac{e^{-j\psi}}{\sqrt{R^2 + \left(\Omega I - \frac{A}{\Omega}\right)^2}}. \quad (5-40)$$

Система будет устойчива по Найквисту, если при $\psi=0$ $|N| < 1$.

Фазовый угол $\psi=0$ при $\Omega = \sqrt{\frac{A}{I}}$,

при этом $|N| = \frac{2\pi M I}{R}$, т. е. система устойчива, если

$$\frac{2\pi M I}{R} < 1.$$

Это уравнение ограничивает максимально допустимое значение M , т. е. наибольшую величину полосы схватывания, поскольку последняя определяется M . В подобных системах всегда имеет место эффект запаздывания, определяемый в первую очередь индуктивностью катушек статора. Если обозначить время запаздывания через τ_3 , то уравнение (5-40) примет вид:

$$\bar{N} = \frac{2\pi A M}{\Omega^2 \sqrt{R^2 + \left(\Omega I - \frac{A}{\Omega}\right)^2}} \times \\ \times e^{-j \left[\arctg \left(\frac{\Omega I - \frac{A}{\Omega}}{R} \right) + \tau_3 \Omega \right]}.$$

Критическое время запаздывания (см. гл. 4), при котором система возбуждается, определится из следующих уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{2\pi A M}{\Omega_{kp}^2 \sqrt{R^2 + \left(\Omega_{kp} I - \frac{A}{\Omega_{kp}}\right)^2}} &= 1; \\ \arctg \frac{\Omega_{kp} I - \frac{A}{\Omega_{kp}}}{R} + \tau_{kp} \Omega_{kp} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (5-41)$$

или

$$-\operatorname{tg} \Omega_{kp} \tau_{kp} = \frac{\Omega_{kp} I - \frac{A}{\Omega_{kp}}}{R}. \quad (5-42)$$

Из уравнений (5-41) и (5-42) после преобразований получим уравнение для определения τ_{kp} в виде:

$$M \tau_{kp} = \frac{R \Omega_{kp}^2 \tau_{kp}}{A \cos(\Omega_{kp} \tau_{kp})}. \quad (5-43)$$

Если предположить, что самовозбуждение происходит на достаточно низкой частоте $\Omega_{кр}$ и, следовательно, инерционность системы достаточно мала, то можно записать:

$$\Omega_{кр} I \ll \frac{A}{\Omega_{кр}}.$$

Тогда из (5-42) и (5-43) получим:

$$M\tau_{кр} = \frac{\Omega_{кр} \tau_{кр}}{\sin(\Omega_{кр} \tau_{кр})}.$$

В реальных устройствах подобного рода обычно $\Omega_{кр} \tau_{кр} \ll \frac{\pi}{2}$; тогда окончательно получим:

$$M\tau_{кр} = 1.$$

Так же как и для механического управляющего элемента, изображенного на фиг. 5-14, расширение полосы схватывания в данном случае может быть достигнуто увеличением коэффициента M , однако при этом, как видно из последней формулы, уменьшается критическое время запаздывания, что следует учитывать при проектировании подобных систем автоподстройки.

При анализе работы механических управляющих элементов не учитывались неизбежно имеющееся сухое трение и люфты в подвижных элементах системы. Анализ получающихся при этом процессов может быть произведен методами, развиваемыми в качественной теории нелинейных дифференциальных уравнений. Аналогичные задачи решаются в теории следящих систем (см. [Л. 50 и 51]).

Нетрудно заметить принципиальное отличие систем ЧАП с электронными управляющими элементами от систем с механическими управляющими элементами. В первом случае величина остаточной расстройки определяется величиной управляющего напряжения и при исчезновении напряжения эталонной частоты увеличивается до значения начальной расстройки. Во втором случае остаточная расстройка сохраняется незави-

симо от наличия или отсутствия напряжения эталонной частоты.

Указанное свойство является преимуществом систем с механическим управляющим элементом.

Системы, подобные схемам ЧАП с электронным управляющим элементом, в теории автоматического регулирования носят название статических.

Системы, аналогичные схемам ЧАП с механическим управляющим элементом, носят название астатических.

Для статических систем характерным является следующее соотношение:

$$\Delta f_0 = \frac{\Delta f_n}{1 + S_\partial S_y}.$$

При больших значениях произведения $S_\partial S_y$ остаточная расстройка мала, но всегда отлична от нуля. Отношение $\frac{1}{1 + S_\partial S_y}$ называется статизмом.

В системах астатических, если пренебречь трением и инерцией, можно считать, что двигатель остановится в положении, когда $\Delta \dot{f}_0 = 0$.

Угол поворота ротора двигателя для схемы фиг. 5-14 в предположении, что скорость вращения пропорциональна приложенному напряжению U_∂ , будет равен:

$$\theta_p = k_1 \int U_\partial dt,$$

где k_1 — коэффициент пропорциональности.

Для схемы фиг. 5-17 угол поворота асинхронного двигателя найдется из выражения

$$\theta_p = k_2 \int \Delta \omega dt,$$

где $\Delta \omega$ — разностная частота;

k_2 — коэффициент пропорциональности, который может быть определен из формул (5-34) и (5-39).

В обоих случаях двигатель можно рассматривать как звено, входной величиной которого является напряжение или частота, а выходной — угол поворота ротора. Управляющие эле-

менты, в которых выходная величина определяется как интеграл входной величины, называются интегрирующими. Для астатических систем характерным является наличие интегрирующих управляющих элементов.

В заключение настоящей главы отметим, что в тех случаях, когда необходимо обеспечить достаточно малое значение остаточной расстройки в сочетании с широкой полосой схватывания, применяются электронно-механические управляющие элементы. В этом случае управляющее напряжение с выхода дискриминатора по-

дается как на двигатель, так и на реактивную лампу. При расстройках стабилизируемого генератора, превышающих половину раствора статической характеристики реактивной лампы, подстройка частоты осуществляется двигателем.

При уменьшении расстройки до величины, меньшей Δf_{\max} , управление частотой производится как двигателем, так и реактивной лампой, причем последняя определяет величину остаточной расстройки, т. е. стабильность рабочей частоты.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ФАЗОВАЯ АУТОПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

6-1. Основные соотношения

В гл. 1 указывалось, что автоматическая подстройка частоты может осуществляться в схемах, реагирующих на фазу колебаний стабилизируемого генератора.

Является очевидным тот факт, что разность фаз двух колебаний может оставаться неизменной во времени лишь в том случае, если частоты этих колебаний равны между собой, и обратно, обеспечение постоянной разности фаз гарантирует равенство частот двух колебаний. Это обстоятельство является основным для понимания физических процессов, происходящих в системах ФАП.

Если частоты колебаний не равны и отличаются друг от друга на постоянную величину, то разность фаз θ между ними будет равна:

$$\theta = (\omega_{c.z} - \omega_{эм}) t + \theta_0 = \Delta\omega t + \theta_0,$$

где θ_0 — начальная разность фаз; $\omega_{эм}$ и $\omega_{c.z}$ — частоты колебаний;

$\Delta\omega$ — разностная частота.

В том случае, если разность частот двух колебаний не постоянна во времени, то мгновенное значение разности фаз можно определить по формуле

$$\theta = \int \Delta\omega dt. \quad (6-1)$$

Из (6-1) имеем:

$$\Delta\omega = \frac{d\theta}{dt}, \quad (6-2)$$

где θ — значение текущей разности фаз.

Предположим, что на лампу, имеющую анодно-сеточную характеристику, выражаемую уравнением

$$i_a = I_{a0} + a u + \beta u^2,$$

подаются два синусоидальных напряжения: от стабилизируемого генератора с частотой $\omega_{c.z}$ и от эталонного генератора с частотой $\omega_{эм}$.

Тогда в анодной цепи смесителя среди колебаний различных комбинационных частот будет иметься колебание разностной частоты

$$e_y = k_a U_{c.z} U_{эм} \cos(\omega_{c.z} - \omega_{эм}) t,$$

где k_a — коэффициент, зависящий от параметров лампы;

$U_{c.z}$ — амплитуда подаваемого на смеситель напряжения стабилизируемого генератора;

$U_{эм}$ — амплитуда напряжения эталонной частоты, подаваемого на смеситель.

Представим себе, что в анодную цепь смесителя включен фильтр ниж-

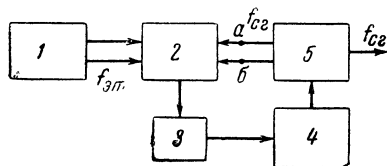
них частот, на выходе которого имеются лишь колебания разностной частоты. В этом случае напряжение на выходе фильтра будет пропорционально косинусу текущего сдвига фаз между колебаниями, т. е. будет равно:

$$e_y = k U_{c.2} U_{\text{энт}} \cos \theta, \quad (6-3)$$

где $\theta = (\omega_{c.2} - \omega_{\text{энт}}) t$.

Это управляющее напряжение e_y используется в схемах ФАП для подстройки частоты при помощи реактивной лампы.

Блок-схема ФАП в наиболее общем виде изображена на фиг. 6-1. Как видно из блок-схемы, на смеситель 2



Фиг. 6-1. Блок-схема системы фазовой автоматической подстройки частоты.

подаются напряжения от генератора эталонных частот 1 и стабилизируемого генератора 5. Напряжение с выхода фильтра нижних частот 3 подается на сетку реактивной лампы 4, которая подключается к контуру стабилизируемого генератора обычным способом. Вследствие наличия на сетке периодически изменяющегося управляющего напряжения e_y эквивалентное сопротивление реактивной лампы также будет изменяться периодически.

Последнее приведет к такому же закону изменения частоты стабилизируемого генератора.

Следовательно, изменение частоты последнего в данном случае будет определяться изменением сдвига фаз между колебаниями частот эталонной и стабилизируемого генератора.

Как видно из фиг. 6-1, блок-схема ФАП имеет лишь то структурное отличие от схем ЧАП, что не содержит дискриминатора, осуществляющего частотное детектирование колебаний разностной частоты. Однако это структурное отличие обуславливает принципиально различные физические процессы, происходящие в системах ЧАП

и ФАП, что в первую очередь сказывается на выборе частотных характеристик фильтров, предшествующих управляющему элементу. В системах ЧАП при достаточно медленных изменениях частоты $\omega_{c.2}$ к частотной характеристике фильтра не предъявляется каких-либо специальных требований, так как должна быть обеспечена передача практически лишь постоянного напряжения. Совершенно иным должен быть подход к выбору частотной характеристики фильтра, устанавливаемого между смесителем и управляющим элементом в системах ФАП. В последних независимо от характера изменений частоты $\omega_{c.2}$ на управляющий элемент должно быть передано колебательное напряжение в соответствии с равенством (6-3). Следовательно, частотная характеристика фильтра ФАП должна быть выбрана таким образом, чтобы затухание на частотах управляющего напряжения в нем было минимальным.

Представим, что стабилизируемый генератор имеет начальную расстройку $\Delta\omega_n = \omega_{c.2} - \omega_{\text{энт}}$. Под действием автоподстройки расстройка будет уменьшаться. В какой-то момент времени управляющий элемент изменит частоту стабилизируемого генератора на $\Delta\omega_{y.э}$. В результате $\Delta\omega$ — текущее значение отклонения частоты стабилизируемого генератора от значения $\omega_{\text{энт}}$ будет равно сумме

$$\Delta\omega = \Delta\omega_n + \Delta\omega_y. \quad (6-4')$$

Для упрощения дальнейшего анализа сделаем следующие предположения:

1. Статическая характеристика управляющего элемента (реактивной лампы) — неограниченная прямая с крутизной S_y .

2. Коэффициент передачи фильтра равен 1 во всем диапазоне частот $\Delta\omega$.

Тогда можно записать:

$$\Delta\omega_y = 2\pi S_y e_y. \quad (6-4'')$$

Следует указать, что второе из сделанных допущений является весьма важным, так как существенным образом определяет характер процессов, происходящих в системах ФАП. Од-

нако для облегчения понимания физики работы ФАП в первоначальном анализе сделаны указанные выше допущения.

Решив совместно последние два уравнения, получим:

$$\Delta\omega = \Delta\omega_n + 2\pi S_y e_y.$$

Приняв во внимание уравнения (6-2) и (6-3), получим:

$$\frac{d\theta}{dt} = \Delta\omega_n + \Delta\omega_y \cos \theta, \quad (6-5)$$

где

$$\Delta\omega_y = 2\pi S_y k_A U_{c.2} U_{эм}. \quad (6-6)$$

Ниже будет показано, что величина $\Delta\omega_y$, соответствующая максимально возможному в данной системе ФАП изменению частоты стабилизируемого генератора, равна полосе удержания. Равенство (6-5) является нелинейным дифференциальным уравнением первого порядка. Нелинейность его определяется наличием члена $\Delta\omega_y \cos \theta$.

$$\int \frac{d\theta}{\Delta\omega_n + \Delta\omega_y \cos \theta} = \frac{1}{\sqrt{(\Delta\omega_y)^2 - (\Delta\omega_n)^2}} \ln \frac{(\Delta\omega_y - \Delta\omega_n) \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} + \sqrt{(\Delta\omega_y)^2 - (\Delta\omega_n)^2}}{(\Delta\omega_y - \Delta\omega_n) \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} - \sqrt{(\Delta\omega_y)^2 - (\Delta\omega_n)^2}}.$$

Для решения этого уравнения разделим переменные. В результате получим:

$$\int \frac{d\theta}{\Delta\omega_n + \Delta\omega_y \cos \theta} = \int dt + C. \quad (6-7)$$

Решение интеграла, стоящего в левой части равенства (6-7), имеется в соответствующих справочниках [Л. 22]. Вид решения зависит от соотношения величин $(\Delta\omega_n)^2$ и $(\Delta\omega_y)^2$.

Рассмотрим случай, когда $(\Delta\omega_n)^2 > (\Delta\omega_y)^2$. Решение интеграла, стоящего в левой части (6-7), имеет вид:

$$\int \frac{d\theta}{\Delta\omega_n + \Delta\omega_y \cos \theta} = \frac{2}{\sqrt{(\Delta\omega_n)^2 - (\Delta\omega_y)^2}} \times \operatorname{arctg} \frac{(\Delta\omega_n - \Delta\omega_y) \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}{\sqrt{(\Delta\omega_n)^2 - (\Delta\omega_y)^2}}.$$

Проинтегрировав правую часть (6-7) с учетом последнего равенства, получим:

$$\begin{aligned} & \sqrt{(\Delta\omega_n)^2 - (\Delta\omega_y)^2} \times \\ & \times \operatorname{tg} \left[\frac{\sqrt{(\Delta\omega_n)^2 - (\Delta\omega_y)^2}}{2} (t + C) \right] = \\ & = (\Delta\omega_n - \Delta\omega_y) \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}. \end{aligned} \quad (6-8)$$

При изменении t независимо от значения C левая часть равенства (6-8) не приближается к какому-либо определенному значению, а периодически изменяет свою величину в соответствии с изменением значения тангенса от $-\infty$ до $+\infty$. Из этого следует, что разность фаз колебаний стабилизируемого и эталонного генераторов будет также периодически изменяться и установившийся режим в системе невозможен. Следовательно, при начальной расстройке, превышающей $\Delta\omega_y$, система ФАП не может синхронизировать, т. е. уловить частоты колебаний $\omega_{c.2}$ и $\omega_{эм}$. Если $(\Delta\omega_n)^2 < (\Delta\omega_y)^2$, решение интеграла запишется в виде:

Проинтегрировав, как и в предыдущем случае, правую часть равенства (6-7), получим:

$$\begin{aligned} & e^{(t+C) \sqrt{(\Delta\omega_y)^2 - (\Delta\omega_n)^2}} = \\ & = \frac{(\Delta\omega_y - \Delta\omega_n) \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} + \sqrt{(\Delta\omega_y)^2 - (\Delta\omega_n)^2}}{(\Delta\omega_y - \Delta\omega_n) \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} - \sqrt{(\Delta\omega_y)^2 - (\Delta\omega_n)^2}}. \end{aligned}$$

С течением времени, т. е. при $t \rightarrow \infty$, независимо от величины C левая часть последнего равенства также стремится к бесконечности. Для удовлетворения этого равенства необходимо, чтобы при $t \rightarrow \infty$ значение правой части также стремилось к бесконечности. Единственным параметром в правой части равенства, зависящим от времени, является θ . Правая часть равенства может быть равна бесконечности при равенстве нулю знаме-

нателя или бесконечности числителя. Последнее возможно при $\operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \rightarrow \infty$, но при этом дробь в целом будет стремиться к единице.

Таким образом, при $t \rightarrow \infty$ последнее равенство выполняется, если справедливо уравнение

$$(\Delta\omega_y - \Delta\omega_\kappa) \operatorname{tg} \frac{\theta_0}{2} - \sqrt{(\Delta\omega_y)^2 - (\Delta\omega_\kappa)^2} = 0, \quad (6-9)$$

где θ_0 — разность фаз в установившемся режиме, т. е. при $t \rightarrow \infty$. Воспользовавшись известной формулой

$$\operatorname{tg} \frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{1 - \cos \theta}{1 + \cos \theta}},$$

получим решение уравнения (6-9) в виде:

$$\cos \theta_0 = -\frac{\Delta\omega_\kappa}{\Delta\omega_y}. \quad (6-10)$$

Из (6-10) следует, что начальная расстройка стабилизируемого генератора при эффективной работе ФАП ни при каких условиях не должна превосходить $\Delta\omega_y$. Иначе говоря, полоса удержания ФАП равна $\Delta\omega_y$.

Из приведенного анализа далее следует, что при $\Delta\omega_\kappa \leq \Delta\omega_y$ в системе устанавливается постоянная разность фаз θ_0 , т. е. обеспечивается равенство частот $\omega_{c.2}$ и $\omega_{эм}$ и стабилизируемый генератор синхронизируется на эталонной частоте. Таким образом, величина $\Delta\omega_y$ для рассматриваемого случая работы ФАП без фильтра нижних частот определяет также и полосу схватывания, т. е. максимально допустимую область расстроек стабилизируемого генератора, в которой обеспечивается эффективная подстройка частоты при любых начальных условиях.

Как будет видно из дальнейшего, в реальных системах ФАП под действием фильтра нижних частот полоса схватывания уменьшается по сравнению с величиной $\Delta\omega_y$, однако полоса удержания при этом остается без изменений и равняется попрежнему $\Delta\omega_y$.

При изменении разности фаз в пределах 2π , как видно из (6-10), воз-

можны два значения θ_0 , удовлетворяющих равенству. Эти два значения равны:

$$\theta_{01} = \arccos \left(-\frac{\Delta\omega_\kappa}{\Delta\omega_y} \right), \quad (6-11)$$

$$\theta_{02} = 2\pi - \arccos \left(-\frac{\Delta\omega_\kappa}{\Delta\omega_y} \right). \quad (6-12)$$

Для положительных значений $\Delta\omega_\kappa$ условимся считать, что

$$\pi > \theta_{01} > \frac{\pi}{2}, \quad \text{а} \quad \frac{3}{2}\pi > \theta_{02} > \pi.$$

Тогда с учетом возможных отрицательных значений $\Delta\omega_\kappa$ следует считать $\pi > \theta_{01} > 0$ и $2\pi > \theta_{02} > \pi$.

В § 6-2 при анализе устойчивости ФАП будет показано, что устойчивое равновесие достигается при $\theta_{уст} = \theta_{01}$.

Таким образом,

$$\theta_{уст} = \arccos \left(-\frac{\Delta\omega_\kappa}{\Delta\omega_y} \right). \quad (6-13)$$

Если не ограничивать максимально возможное значение начальной разности фаз величиной 2π , то (6-13) может быть преобразовано к виду:

$$\theta_{уст} = \frac{\pi}{2} + \arcsin \frac{\Delta\omega_\kappa}{\Delta\omega_y} + 2n\pi, \quad (6-14)$$

где n — любое целое положительное или отрицательное число.

При этом значении разности фаз удовлетворяется равенство $\frac{d\theta}{dt} = 0$, поскольку при $t \rightarrow \infty$

$$\theta \rightarrow \theta_{уст}, \quad \text{а} \quad \omega_{c.2} \rightarrow \omega_{эм}.$$

Строго говоря, установившийся режим, т. е. синхронизация частот $\omega_{c.2}$ и $\omega_{эм}$, наступит лишь при $t \rightarrow \infty$. Однако следует оценить время, в течение которого разность фаз колебаний под действием ФАП настолько приблизится к $\theta_{уст}$, что практически частота стабилизируемого генератора может быть приравнена эталонной.

Предположим, что в некоторый момент времени текущая разность фаз близка к $\theta_{уст}$ и равна $\theta_{уст} + \Delta\theta$. Тогда уравнение (6-5) запишется в виде:

$$\frac{d(\theta_{уст} + \Delta\theta)}{dt} = \Delta\omega_\kappa + \Delta\omega_y \cos(\theta_{уст} + \Delta\theta)$$

или

$$\begin{aligned} \frac{d(\Delta\theta)}{dt} = & \Delta\omega_{\kappa} + \\ & + \Delta\omega_y \cos \theta_{ycm} \cos \Delta\theta - \\ & - \Delta\omega_y \sin \theta_{ycm} \sin \Delta\theta. \end{aligned}$$

Если $\Delta\theta$ мало, то $\cos \Delta\theta \approx 1$; $\sin \Delta\theta \approx \Delta\theta$. Тогда

$$\begin{aligned} \frac{d(\Delta\theta)}{dt} = & \Delta\omega_{\kappa} + \Delta\omega_y \cos \theta_{ycm} - \\ & - \Delta\omega_y \Delta\theta \sin \theta_{ycm}. \end{aligned}$$

Поскольку при $\theta = \theta_{ycm}$ правая часть (6-5) равняется нулю, из последнего равенства получим:

$$\frac{d(\Delta\theta)}{dt} = -\Delta\theta \Delta\omega_y \sin \theta_{ycm}.$$

Проинтегрировав последнее уравнение, приходим к равенству

$$\Delta\theta = C e^{-\Delta\omega_y \sin \theta_{ycm} t},$$

где C — произвольная постоянная интегрирования.

Разность фаз $\Delta\theta$ уменьшается по экспоненциальному закону с постоянной времени τ , определяемой выражением

$$\tau = \frac{1}{\Delta\omega_y \sin \theta_{ycm}}.$$

Воспользовавшись формулой (6-14), получим:

$$\tau = \frac{1}{V(\Delta\omega_y)^2 - (\Delta\omega_{\kappa})^2}.$$

Из этой формулы можно сделать вывод, что система ФАП подстроит частоту стабилизируемого генератора к эталонной тем быстрее, чем больше $\Delta\omega_y$ и меньше $\Delta\omega_{\kappa}$.

Одна из характерных особенностей ФАП заключается в том, что эффективность работы системы не зависит от переключения выходных зажимов смесителя при соединении их с входом управляющего элемента. Действительно, при двух возможных вариантах этого соединения фаза напряжения на входе управляющего элемента будет изменяться на π . Очевидно, это изменение фазы на π эквивалентно по конечному результату изменению знака S_y при сохранении знака управляющего напряжения. Как видно из (6-6),

изменение знака S_y приводит к изменению знака $\Delta\omega_y$. Тогда, как это следует из (6-10), синхронизация наступит при условии

$$\cos \theta_0 = \frac{\Delta\omega_{\kappa}}{\Delta\omega_y}.$$

Следовательно, в схемах ФАП переключение концов входных и выходных цепей управляющего элемента и смесителя соответственно приводит лишь к изменению θ_{ycm} на π , но не влияет на эффективность работы автоподстройки. Напомним, что в противоположность этому в схемах ЧАП для нормальной работы требуется определенный порядок соединения выхода дискриминатора с управляющим элементом, обеспечивающий противоположность знаков S_o и S_y .

В схемах ФАП для управления частотой стабилизируемого генератора применяются электронные управляющие элементы — реактивные лампы. Все основные соображения, касающиеся работы реактивных ламп в схемах ЧАП, изложенные в § 5-2, применимы для схем ФАП.

6-2. Переходные процессы в системах фазовой автоподстройки

Наиболее полное представление о переходном процессе может быть получено из решения дифференциального уравнения, составленного для исследуемой системы. Этот метод был применен при исследовании переходных процессов в системе ЧАП (§ 4-2) и ФАП без фильтра нижних частот (§ 6-1). Система ФАП с фильтром нижних частот описывается нелинейными дифференциальными уравнениями не менее чем второго порядка, интегрирование которых в общем виде невозможно.

В этом случае следует воспользоваться методами качественного решения дифференциальных уравнений, развиваемыми в теории колебаний [Л. 30 и 31].

Для изображения процессов, происходящих в динамических системах, в теории колебаний широко используется понятие фазового пространства. Каждая точка этого фазового пространства соответствует определенному мгновенному динамическому состоянию системы.

Порядок дифференциального уравнения, описывающего систему, определяет число измерений фазового пространства. Поэтому изображение процессов, происходящих в системах, описываемых дифференциальными уравнениями второго порядка, возможно не в пространстве, а на так называемой фазовой плоскости. Система координат в фазовой плоскости должна быть выбрана таким образом, чтобы координаты каждой точки этой плоскости однозначно соответствовали определенному мгновенному динамическому состоянию системы. Поэтому точки фазовой плоскости называются изображающими. При механическом движении состояние системы второго порядка полностью определяется положением и скоростью движущегося тела.

В электрическом колебательном контуре динамическое состояние определяется зарядом и скоростью его изменения, т. е. током. В системах ФАП такими координатами являются разность фаз θ и скорость ее изменения $\frac{d\theta}{dt} = \Delta\omega$ (6-2). Таким образом, изменение

динамического состояния системы во времени до $t = \infty$ изобразится в фазовой плоскости некоторой линией, называемой фазовой траекторией. Совокупность фазовых траекторий, отличающихся начальными условиями, называется фазовым портретом системы.

Покажем, как может быть построен фазовый портрет системы, описываемой линейным дифференциальным уравнением второго порядка:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2\delta \frac{dx}{dt} + \beta^2 x = 0. \quad (6-15)$$

Равенство (6-15), как известно, представляет собой уравнение собственных колебаний системы второго порядка, например электрического резонансного контура [Л. 31].

Если ввести обозначение $y = \frac{dx}{dt}$, то уравнение (6-15) может быть заменено двумя дифференциальными уравнениями первого порядка:

$$\frac{dx}{dt} = y; \quad (6-16')$$

$$\frac{dy}{dt} = -(2\delta y + \beta^2 x). \quad (6-16'')$$

Разделив (6-16'') на (6-16'), получим:

$$\frac{dy}{dx} = -\frac{2\delta y + \beta^2 x}{y}. \quad (6-17)$$

Графические изображения решений этого уравнения $y = f(x; C)$ представляют собой так называемые интегральные кривые, которые отображают динамические процессы, происходящие в системе при различных начальных условиях, определяемых произвольной постоянной интегрирования. Фазовые траектории, как указывалось выше, также дают зависимость между производной интересующей нас функции и самой функцией. Однако между этими понятиями имеется некоторая разница. Как будет показано ниже, возможны случаи, когда одна интегральная кривая соот-

ветствует не одной, а нескольким фазовым траекториям.

При помощи равенства (6-17) в любой точке интегральной кривой может быть определено направление касательной. Исключение составляют точки с координатами $x=0$, $y=0$.

Из теории дифференциальных уравнений известно, что через те точки, в которых выполняются условия теоремы Коши [Л. 30], проходит единственная интегральная кривая. Одним из условий упомянутой теоремы Коши является однозначность направления касательной к интегральной кривой, т. е. в нашем случае однозначность правой части равенства (6-17). Точки фазовой плоскости, в которых направление касательной становится неопределенным, называются особыми точками. Таким образом, особой точкой системы, описываемой дифференциальным уравнением (6-15), является точка с координатами $x=0$ и $y=0$. В особых точках условия теоремы Коши заведомо не выполняются и поэтому можно утверждать, что через эти точки проходит во всяком случае не одна интегральная кривая, а или ни одной, или более одной. При анализе процессов, происходящих в динамических системах вообще и в системах автоматической подстройки частоты в частности, изучение особых точек весьма важно, поскольку они соответствуют состояниям равновесия системы. Действительно, рассматриваемая нами система второго порядка находится в равновесии, если $\frac{dx}{dt} = 0$ и $\frac{dy}{dt} = 0$,

т. е. в механических системах должны быть равны нулю скорость и ускорение, в резонансном контуре — ток и напряжение, а в системе фазовой подстройки частоты — отклонение частоты и скорость его изменения.

Из (6-16') и (6-16'') видно, что последние два равенства удовлетворяются при $x=0$ и $y=0$, т. е. состояние равновесия изображается на фазовой плоскости особой точкой.

Существуют различные типы особых точек, отличающихся видом интегральных кривых, расположенных в непосредственной близости от них. Линейное дифференциальное уравнение (6-15) может быть решено известными методами. Изложим на примере этого уравнения один из возможных качественных методов решения линейных и нелинейных уравнений — метод изоклин. Применение этого метода позволяет построить фазовый портрет системы. Для решения методом изоклин следует понизить порядок дифференциального уравнения так, как это сделано выше, т. е. привести уравнение (6-15) к уравнению (6-17).

Обозначив $\frac{dy}{dx} = k$, где k — постоянная величина, получим уравнение

$$k = -\frac{2\delta y + \beta^2 x}{y}. \quad (6-18)$$

Из (6-18) получим:

$$y = -\frac{\beta^2}{k + 2\delta} x. \quad (6-19)$$

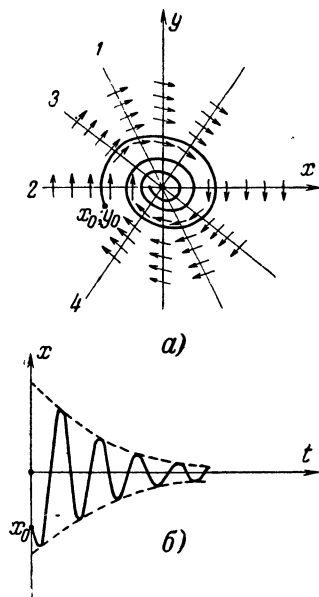
Уравнение (6-19) есть уравнение изоклины, т. е. кривой, в любой точке которой касательная имеет заданный наклон k .

тельные ко всем интегральным кривым имеют равный наклон и образуют с осью абсцисс угол, равный $\arctg k$.

Задаваясь различными значениями k , в рассматриваемом случае получим семейство изоклин в виде пучка прямых, проходящих через начало координат (фиг. 6-2,а).

Уравнения этих изоклин будут:

$$\left. \begin{aligned} 1. \quad k=0; \quad y &= -\frac{\beta^2}{2\delta} x. \\ 2. \quad k=\infty; \quad y &= 0. \\ 3. \quad k=1; \quad y &= -\frac{\beta^2}{1+2\delta} x. \\ 4. \quad k=-1; \quad y &= \frac{\beta^2}{1-2\delta} x. \end{aligned} \right\} \quad (6-20)$$



Фиг. 6-2. Особая точка типа устойчивого фокуса.

а — фазовый портрет; б — временная зависимость.

Построив достаточное количество изоклин и воспользовавшись дополнительно характеристическими соотношениями, как, например, при $x=0$, $\frac{dy}{dx} = -2\delta$, можно провести интегральную кривую. Для того чтобы правильно оценить развитие процесса, происходящего в системе, во времени, необходимо знать не только интегральную кривую, но и определить направление движения по ней изображающей точки, т. е. уметь проследить процесс от начального момента до $t=\infty$. Для этого существует следующее правило: в верхней полуплоскости, т. е. при $y > 0$, изображающая точка движется всегда вправо, так как при положительном значении скорости сама функция увеличивается. В нижней полуплоскости при $y < 0$ изображающая точка движется всегда влево, так как при отрицательном значении скорости функция убывает. Соответ-

ственно этому правилу на фиг. 6-2,а расставлены стрелки, показывающие направление движения изображающей точки во времени.

Для определения вида интегральных кривых важно знать, не совпадает ли одна из изоклин с интегральной кривой. Если такая интегральная кривая существует, то она является прямой, проходящей, как и все изоклины, через начало координат. Уравнение этой прямой будет:

$$y = kx. \quad (6-21)$$

Если эта прямая является изоклиной, то она должна также удовлетворять равенству (6-19). Приравняв (6-19) и (6-21), получим выражение для тангенса угла наклона изоклины, являющейся одновременно интегральной кривой:

$$k = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \beta^2}. \quad (6-22)$$

При $\beta > \delta$ таких изоклин нет и фазовый портрет системы получается в виде семейства скручивающихся спиралей, которые, нигде друг с другом не пересекаясь, сходятся к особой точке $x=0$, $y=0$, соответствующей равновесию системы. Такая особая точка носит название устойчивого фокуса (фиг. 6-2). Интегральные кривые, изображенные на фиг. 6-2,а, отличаются друг от друга лишь начальными условиями. Устойчивость такого рода особой точки определяется тем, что при любых начальных условиях изображающая точка с течением времени приближается к началу координат, т. е. система стремится к положению равновесия. Зная x_0 и y_0 для какого-то момента времени, можно через точку с этими координатами провести интегральную кривую, построенную методом изоклин, т. е. получить полное представление о возможных состояниях системы при данных начальных условиях.

По фазовому портрету системы может быть построена ее временная характеристика, т. е. зависимость от времени величины x . Если в момент $t=0$ состояние системы изображается точкой, имеющей координаты x_0 , y_0 , то с течением времени абсцисса изображающей точки, движущейся в направлении, указываемом стрелками на фиг. 6-2,а, будет изменяться так, как показано на фиг. 6-2,б. Из этой фигуры видно, что устойчивый фокус соответствует затухающему колебательному процессу в системе второго порядка. Кроме устойчивого фокуса, известен еще ряд разновидностей особых точек.

Характерные особенности этих различных видов особых точек, изображающих на фазовой плоскости возможные состояния равновесия динамических систем, подробно излагаются в курсах теории колебаний [Л. 30 и 31].

Ниже кратко охарактеризованы лишь такие виды особых точек, знание которых необходимо для анализа устойчивости системы ФАП.

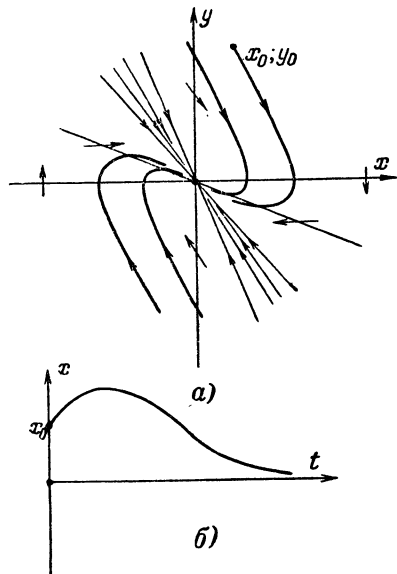
Особая точка, называемая устойчивым узлом, соответствует затухающему аperiodическому процессу в системе второго порядка. Фазовый портрет системы с равновесием типа устойчивого узла может быть также получен методом изоклин. В отличие от рассмотренного выше случая будем считать, что в системе, описываемой уравнениями (6-15) и (6-17),

$\delta > \beta$. Тогда в соответствии с (6-22) в фазовом портрете будут содержаться две изоклины, совпадающие с интегральными кривыми и определяемые следующими равенствами:

$$y = -(\delta \mp \sqrt{\delta^2 - \beta^2})x; \quad (6-23')$$

$$y = (\sqrt{\delta^2 - \beta^2} - \delta)x. \quad (6-23'')$$

Интегральные кривые, лежащие между этими прямыми, не пересекаясь, проходят через начало координат так, как это показано на фиг. 6-3 а, соответствующей фазовому портрету системы с равновесием типа устойчивого узла.



Фиг. 6-3. Особая точка типа устойчивого узла.

а — фазовый портрет; б — временная зависимость.

При равновесии типа устойчивого узла движение изображающей точки по интегральной кривой, начиная с некоторого момента, происходит с непрерывно убывающей и в пределе равной нулю скоростью. Такое движение называется лимитационным. Если в системе второго порядка, описываемой уравнением (6-15), $\beta^2 < 0$, то равновесие является неустойчивым, а особая точка с координатами $x = 0$, $y = 0$ носит название седла. Определим для этого случая уравнения изоклин:

$$k = 0; \quad y = \frac{-\beta^2}{2\delta}x;$$

$$k = \infty; \quad y = 0.$$

Изоклины, совпадающие с интегральными кривыми, получим в виде, аналогичном (6-23):

$$y = (-\delta - \sqrt{\delta^2 - \beta^2})x; \quad (6-24')$$

$$y = (-\delta + \sqrt{\delta^2 - \beta^2})x. \quad (6-24'')$$

Поскольку в особой точке типа седла $\beta^2 < 0$, корни в (6-24') и (6-24'') имеют всегда действительные значения.

9 М. Р. Капланов и В. А. Левин

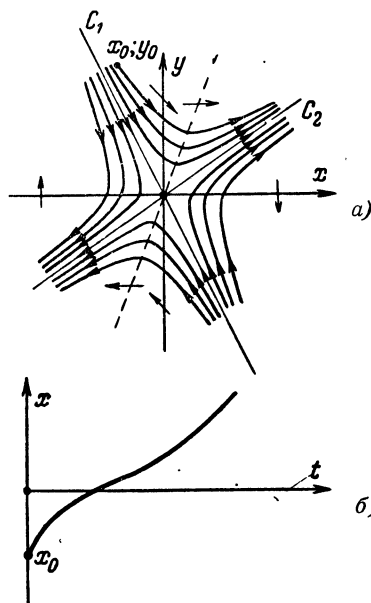
Определим угол, под которым интегральные кривые пересекают ось ординат. При $x = 0$ (6-18) имеет вид:

$$k = -2\delta.$$

Из этого следует, что интегральные кривые пересекают ось ординат под углом, тангенс которого имеет постоянное отрицательное значение.

Построив по найденным изоклинам фазовый портрет с особой точкой типа седла (фиг. 6-4, а), получим семейство кривых гиперболического типа и их асимптоты C_1 и C_2 , выражаемые уравнениями (6-24') и (6-24'') соответственно. Как легко видеть из фазового портрета фиг. 6-4, а, седло всегда соответствует неустойчивому положению равновесия и нельзя указать такой области, за пределы которой изображающая точка никогда не выйдет. Исключение составляет поведение изображающей точки на интегральных кривых, совпадающих с асимптотой C_1 .

При лимитационном движении по асимптоте C_1 изображающая точка стремится к состоянию равновесия.



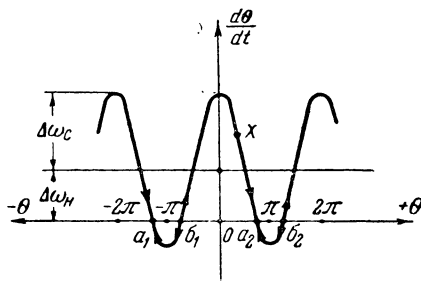
Фиг. 6-4. Особая точка типа седла.

а — фазовый портрет; б — временная зависимость.

Однако это движение к состоянию равновесия возможно лишь при строго определенных начальных условиях, когда изображающая точка в какой-то момент времени расположена на асимптоте C_1 . В реальной системе точно осуществить такое состояние невозможно. Если же начальные условия будут сколь угодно мало отличны от тех, которые необходимы для движения по асимптоте C_1 , то движения к точке равновесия не будет, а изображающая точка по одной из интегральных кривых удалится от начала координат. Следовательно, реально осуществимые системы при наличии особой точки типа седла всегда неустойчивы.

Асимптоты, проходящие через начало координат, называются сепаратрисами. Как будет показано ниже, знание сепаратрис позволяет разделить фазовую плоскость на области устойчивого и неустойчивого состояния равновесия.

После ознакомления с необходимыми для дальнейшего понятиями качественной теории нелинейных дифференциальных уравнений перейдем



Фиг. 6-5. Интегральная кривая уравнения (6-5).

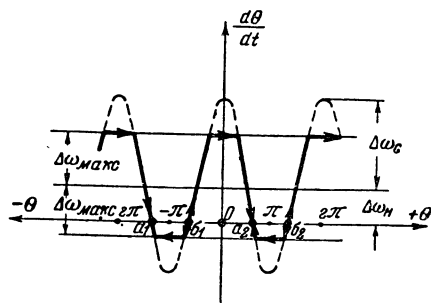
к анализу переходных процессов в системах ФАП.

Начнем с рассмотрения дифференциального уравнения (6-5), описывающего систему ФАП при линейной характеристике управляющего элемента и при весьма существенном предположении об отсутствии в фильтре частотных и фазовых искажений. На фиг. 6-5 изображена интегральная кривая, построенная по уравнению (6-5). Эта интегральная кривая представляет фазовый портрет системы ФАП при данной величине начальной расстройки $\Delta\omega_n$.

В отличие от системы второго порядка, где фазовый портрет образовывался семейством интегральных кривых, система первого порядка на фазовой плоскости изображается лишь одной интегральной кривой.

Система находится в равновесии, когда $\frac{d\theta}{dt} = \Delta\omega = 0$, т. е. точки пересечения интегральной кривой с осью абсцисс соответствуют полной компенсации начальной расстройки. Покажем, что лишь точки a_1 и a_2 на фиг. 6-5, удовлетворяющие уравнению (6-14), соответствуют устойчивым состояниям равновесия, а точки b_1 и b_2 — неустойчивому. Доказательство этого основано на применении критерия Ляпунова (см. стр. 16). Равновесие,

соответствующее точкам b_1 и b_2 , физически неосуществимо, поскольку малейшая флюктуация приведет к „перескоку“ разности фаз θ в точки a_1 или a_2 . Следовательно, в результате действия ФАП в системе устанавливается динамическое равновесие, при котором остаточная разность фаз θ_0 соответствует абсциссе одной из точек a_1 или a_2 .



Фиг. 6-6. Интегральная кривая.

Из рассмотрения фиг. 6-5 следует, что при выбранном знаке $S_y > 0$ устойчивое равновесие возможно, если интегральная кривая пересекает ось θ на участке, где

$$\frac{d}{d\theta}(\cos \theta) < 0.$$

Из этого следует, что абсциссы точек a_1 или a_2 , обозначенные [см. (6-14)] через $\theta_{уст}$, лежат в пределах от $2n\pi$ до $(2n+1)\pi$, где n — любое целое положительное или отрицательное число. Следовательно, при $n=0$ $\pi > \theta_{уст} > 0$.

Анализ явлений, происходящих в системе ФАП, был произведен в предположении, что реактивная лампа не ограничивает линейного изменения частоты в зависимости от управляющего напряжения. Реальные характеристики реактивной лампы как управляющего элемента являются линейными, как указывалось выше (гл. 5), лишь в пределах, определяемых раствором этих характеристик.

Если управляющее напряжение или крутизна S_y таковы, что $\Delta\omega_y$ больше $\Delta\omega_{\max}$ — половины раствора характеристики (фиг. 6-6), то в этом случае подстройка возможна при выполнении условия $|\Delta\omega_n| < |\Delta\omega_{\max}|$,

т. е. полосы схватывания и удержания определяются характеристикой управляющего элемента.

Действительно, при выполнении последнего неравенства изображающая точка при значениях

$$\theta < \arccos \frac{|\Delta\omega_{\max}|}{|\Delta\omega_y|}$$

с течением времени будет двигаться по отрезкам одной из прямых, параллельных оси абсцисс, в направлении, указанном стрелкой. Уравнения этих прямых можно записать в виде:

$$\frac{d\theta}{dt} = \Delta\omega_n \pm \Delta\omega_{\max}. \quad (6-25)$$

При движении изображающей точки по отрезку горизонтальной прямой разностная частота будет постоянна [см. уравнение (6-25)]; разность фаз θ будет изменяться по линейному закону, а управляющее напряжение — в соответствии с уравнением (6-3). При достижении θ значения

$$\theta = \arccos \frac{|\Delta\omega_{\max}|}{|\Delta\omega_y|}$$

изображающая точка перейдет на интегральную кривую и по ней будет двигаться к значению $\frac{d\theta}{dt} = 0$. В случае, если $|\Delta\omega_n| > |\Delta\omega_{\max}|$, установившийся режим в системе невозможен независимо от соотношения величин $\Delta\omega_n$ и $\Delta\omega_{\max}$.

Как видно из вышеизложенного, учет нелинейности характеристики управляющего элемента не вносит существенных изменений в характер процессов, происходящих в системе ФАП, за исключением того, что полосы схватывания и удержания в этом случае ограничиваются не величиной $\Delta\omega_y$, а характеристикой управляющего элемента. Однако специфичным для фазовой автоподстройки является именно работа фазового детектора, а не управляющего элемента, поэтому в целях устранения неоправданных усложнений при дальнейшем анализе характеристика управляющего элемента предполагается прямолинейной.

Необходимо подчеркнуть, что проведенный анализ исходит из предположения полной безинерционности системы ФАП. В пределах этого допущения из фиг. 6-5 можно заключить, что при любой начальной разности фаз θ последняя в результате подстраивающего действия изменится не более чем на 2π . Действительно, представим, что начальное состояние системы соответствует произвольно выбранной точке x . Действие ФАП скажется в том, что точка x будет двигаться по интегральной кривой в направлении, указанном стрелкой. По мере приближения точки x к оси абсцисс скорость будет уменьшаться, стремясь к нулю. Следовательно, строго говоря, точка x достигнет положения, когда $\frac{d\theta}{dt} = 0$ при $t = \infty$,

т. е. движение изображающей точки в данном случае является лимитационным.

На примере фазового портрета, изображенного на фиг. 6-5, легко понять разницу между интегральной кривой и фазовой траекторией. Интегральная кривая на фиг. 6-5 является графическим изображением решения дифференциального уравнения (6-5), фазовых же траекторий на этой кривой расположено несколько, и разделены они между собой точками равновесия a_1 ; b_1 ; a_2 ; b_2 . В рассматриваемом случае фазовая траектория изображает процесс с определенными начальными условиями, заканчивающийся в точке устойчивого равновесия. Отсюда следует, что расположенные на одной интегральной кривой, примыкающие друг к другу и разделенные точками равновесия фазовые траектории представляют совершенно независимые процессы, имеющие различные начальные условия.

Перейдем к рассмотрению работы ФАП в случае, когда между фазовым детектором и реактивной лампой включен однозвенный фильтр R - C , схема которого изображена на фиг. 3-44. В аппаратуре часто используются более сложные схемы фильтров нижних частот, что вызывается стремлением расширить область начальных расстройк стабилизируемого

генератора, в которой обеспечивается устойчивая работа ФАП. Качественная сторона процессов, происходящих при наличии однозвенного фильтра, не отличается существенно от явлений, происходящих при более сложных схемах фильтров. Однако математические трудности при этом резко возрастают, и доведение решения до конечного результата в рамках настоящей книги нецелесообразно. Поэтому ниже рассматривается устойчивость системы ФАП лишь с однозвенным фильтром $R-C$.

Воспользуемся уравнением (6-4'), справедливым при любом значении коэффициента передачи фильтра:

$$\Delta\omega = \Delta\omega_{\kappa} + \Delta\omega_y. \quad (6-4')$$

Напряжение e_y на выходе фильтра нижних частот, т. е. на входе управляющего элемента, связано с напряжением на входе фильтра e_{∂} соотношением:

$$e_{\partial} = e_y + RC \frac{de_y}{dt}. \quad (6-26)$$

Выше было выведено уравнение фазового детектора (6-3). При анализе ФАП с фильтром в (6-3) e_y должно быть заменено на e_{∂} — напряжением на выходе фазового детектора.

Тогда получим:

$$e_{\partial} = k_A U_{c,z} U_{\text{эм}} \cos \theta. \quad (6-27)$$

Значение $\Delta\omega_y$ определится равенством (6-4'')

$$\Delta\omega_y = 2\pi S_y e_y. \quad (6-4'')$$

Для получения дифференциального уравнения системы ФАП воспользуемся полученными равенствами. Из (6-2) и (6-4') получим:

$$\frac{d(\Delta\omega)}{dt} = \frac{d^2\theta}{dt^2} = \frac{d(\Delta\omega_y)}{dt}. \quad (6-28)$$

Воспользовавшись (6-4'') и (6-28), можем записать:

$$\frac{de_y}{dt} = \frac{1}{2\pi S_y} \frac{d^2\theta}{dt^2}. \quad (6-29)$$

Сложив (6-4') и (6-4''), получим:

$$e_y = \frac{1}{2\pi S_y} \frac{d\theta}{dt} - \frac{1}{2\pi S_y} \Delta\omega_{\kappa}. \quad (6-30)$$

Подставив (6-27), (6-29) и (6-30) в (6-26), приходим к уравнению

$$\tau \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{d\theta}{dt} - \Delta\omega_y \cos \theta = \Delta\omega_{\kappa}, \quad (6-31)$$

где

$$\Delta\omega_y = 2\pi S_y k_A U_{c,z} U_{\text{эм}};$$

$\tau = RC$ — постоянная времени фильтра.

Полоса удержания $\Delta\omega_y$, как указывалось на стр. 125, равна полосе схватывания ФАП при коэффициенте передачи фильтра, равном единице. В рассматриваемом случае, как будет показано ниже, величина полосы схватывания $\Delta\omega_c$ будет меньше, чем $\Delta\omega_y$. Эта особенность схем ФАП с фильтром нижних частот определяется тем, что в процессе схватывания через фильтр должно быть передано переменное напряжение. Напряжение, частота которого лежит выше частоты среза фильтра нижних частот, не поступит на реактивную лампу и не окажет регулирующего действия. Следовательно, полоса схватывания будет во всяком случае меньше частоты среза фильтра нижних частот. Вторая причина, приводящая к уменьшению $\Delta\omega_c$ по сравнению с $\Delta\omega_y$, заключается в фазовых сдвигах, создаваемых фильтром нижних частот при передаче через него переменного напряжения. Чем ближе частота этого напряжения к частоте среза фильтра, тем больше создаваемые последним фазовые сдвиги. Если фазовые сдвиги превышают определенное значение, зависящее от параметров фильтра, то синхронизация оказывается невозможной, так как момент времени, когда $\Delta\omega = 0$, не может совпасть с моментом равенства напряжений на входе и выходе фильтра. Это приводит к возникновению в системе ФАП периодических колебаний частоты стабилизируемого генератора. Поскольку влияние фильтра нижних частот сказывается лишь на переходных процессах, полоса удержания системы ФАП с фильтром нижних частот остается равной $\Delta\omega_y$.

Перейдем к анализу уравнения (6-31).

Нелинейное дифференциальное уравнение второго порядка (6-31) мо-

жет быть решено методами численного интегрирования, изложенными в литературе [Л. 32 и 33]. Однако для инженерных расчетов эти методы по существу неприемлемы, так как для каждого значения начальных условий требуется повторение сложных выкладок. Поэтому воспользуемся методами качественного решения дифференциальных уравнений.

Будем предполагать, что система, описываемая уравнением (6-31), стремится к состоянию равновесия, при котором $\theta_0 = \text{const}$.

Тогда (6-31) удовлетворяется при

$$\cos \theta_0 = -\frac{\Delta \omega_{\kappa}}{\Delta \omega_{\gamma}}. \quad (6-10)$$

Следовательно, как и в системе с фильтром, имеющим коэффициент передачи, равный единице, равновесие возможно лишь при $\Delta \omega_{\kappa} \leq \Delta \omega_{\gamma}$. Однако, если в ранее рассмотренном случае выполнение этого неравенства необходимо и достаточно для устойчивой работы ФАП, то, как будет показано ниже, в рассматриваемом случае выполнение этого условия необходимо, но недостаточно для устойчивой работы. Таким образом, в последующем анализе следует предполагать $\Delta \omega_{\kappa} \leq \Delta \omega_{\gamma}$.

Построим при помощи изоклин фазовый портрет системы, описываемой уравнением (6-31), в координатах $\Delta \omega$; θ . Воспользовавшись (6-2), из (6-31) получим дифференциальное уравнение интегральных кривых

$$\frac{d(\Delta \omega)}{d\theta} = \frac{\Delta \omega_{\kappa}}{\tau \Delta \omega} + \frac{\Delta \omega_{\gamma} \cos \theta}{\tau \Delta \omega} - \frac{1}{\tau}. \quad (6-32)$$

Обозначив

$$\frac{d(\Delta \omega)}{d\theta} = k,$$

получим

$$k = \frac{\Delta \omega_{\kappa}}{\tau \Delta \omega} + \frac{\Delta \omega_{\gamma} \cos \theta}{\tau \Delta \omega} - \frac{1}{\tau}. \quad (6-33)$$

Уравнение изоклин в явной форме запишется в виде:

$$\Delta \omega = \frac{\Delta \omega_{\kappa} + \Delta \omega_{\gamma} \cos \theta}{\tau k + 1}. \quad (6-34)$$

Задаваясь различными k , получим уравнения для нескольких изоклин:

$$1. \quad k = \infty; \Delta \omega = 0,$$

$$2. \quad k = 0; \Delta \omega = \Delta \omega_{\kappa} + \Delta \omega_{\gamma} \cos \theta. \quad (6-35)$$

Эта изоклина в отличие от встречавшихся ранее представляет собой косинусоиду, сдвинутую параллельно оси абсцисс на $\Delta \omega_{\kappa}$.

$$3. \quad k = -\frac{1}{\tau};$$

$$\theta_0 = \arccos \left(-\frac{\Delta \omega_{\kappa}}{\Delta \omega_{\gamma}} \right).$$

Уравнение этой изоклины получено из того соображения, что при знаменателе равенства (6-34), равном нулю, конечное значение $\Delta \omega$ возможно, если числитель также равен нулю, т. е. при $\Delta \omega_{\kappa} = -\Delta \omega_{\gamma} \cos \theta$. Таким образом, данная изоклина является прямой, параллельной оси ординат фазовой плоскости.

Определим, под каким углом интегральные кривые пересекают ось ординат.

Если $\theta = 0$, из (6-33) получим:

$$k = \frac{1}{\tau} \left(\frac{\Delta \omega_{\kappa} + \Delta \omega_{\gamma}}{\Delta \omega} - 1 \right).$$

При

$$\Delta \omega < 0; \quad k = 0;$$

$$0 > \Delta \omega < \Delta \omega_{\kappa} + \Delta \omega_{\gamma}; \quad k > 0;$$

$$\Delta \omega = \Delta \omega_{\kappa} + \Delta \omega_{\gamma}; \quad k = 0;$$

$$\Delta \omega > \Delta \omega_{\kappa} + \Delta \omega_{\gamma}; \quad k < 0.$$

Прямую $\theta = \frac{\pi}{2}$, как видно из (6-33), интегральные кривые пересекают под углом, тангенс которого равен:

$$k = \frac{1}{\tau} \left(\frac{\Delta \omega_{\kappa}}{\Delta \omega} - 1 \right).$$

При

$$\Delta \omega > \Delta \omega_{\kappa}; \quad k < 0;$$

$$\Delta \omega = \Delta \omega_{\kappa}; \quad k = 0;$$

$$0 < \Delta \omega < \Delta \omega_{\kappa}; \quad k > 0;$$

$$\Delta \omega < 0; \quad k < 0.$$

Прямую $\theta = \pi$, как видно из (6-33), интегральные кривые пересекают под углом, тангенс которого равен:

$$k = \frac{1}{\tau} \left(\frac{\Delta \omega_{\kappa} - \Delta \omega_{\gamma}}{\Delta \omega} - 1 \right).$$

Поскольку $\Delta\omega_n < \Delta\omega_y$, то при

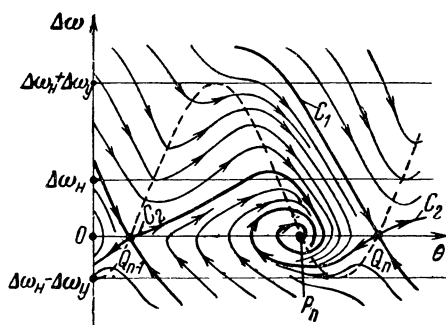
$$\Delta\omega > \Delta\omega_n - \Delta\omega_y; \quad k < 0;$$

$$\Delta\omega < \Delta\omega_n - \Delta\omega_y; \quad k > 0;$$

$$\Delta\omega = \Delta\omega_n - \Delta\omega_y; \quad k = 0.$$

Прежде чем приступить к построению фазового портрета системы, существенно отметить следующее.

Отклонение частоты стабилизируемого генератора от эталонного значения в течение переходного процес-



Фиг. 6-7. Фазовый портрет системы ФАП при $\tau < \tau_0$.

са не может превысить суммы абсолютных значений $\Delta\omega_n$ и $\Delta\omega_y$. Это обстоятельство ясно из физических соображений, поскольку отклонение частоты контура от эталонного значения определяется лишь начальной расстройкой и регулирующим действием реактивной лампы. Из этого следует, что все фазовые траектории должны располагаться в части фазовой плоскости, ограниченной прямыми

$$\Delta\omega = \Delta\omega_n + \Delta\omega_y \text{ и } \Delta\omega = \Delta\omega_n - \Delta\omega_y.$$

Фазовый портрет может быть построен для определенного значения $\Delta\omega_n$, и поэтому фазовые траектории изображают процессы в системе, возникающие при расстройке стабилизируемого генератора относительно эталонного значения на $\Delta\omega_n$. Следовательно, все фазовые траектории имеют своим началом точки, расположенные на прямой $\Delta\omega = \Delta\omega_n$. Абсцисса начальной точки фазовой траектории зависит от разности фаз колебаний $\omega_{с.з}$ и $\omega_{эт}$ в момент, когда расстройка стабилизируемого генератора становится равной $\Delta\omega_n$.

Этот случай характеризует процесс установления частоты стабилизируемого генератора, имеющего начальную расстройку $\Delta\omega_n$ при воздействии системы ФАП, т. е. процесс схватывания. Однако, несмотря на ограниченность области существования фазовых траекторий, интегральные кривые уравнения (6-31) целесообразно проследить на всей фазовой плоскости.

Как видно из (6-32) и из результатов расчета по (6-33) величины тангенса наклона касательных к интегральным кривым, вид последних на фазовой плоскости при данном $\Delta\omega_n$ полностью определяется постоянной времени фильтра τ .

На фиг. 6-7 изображен фазовый портрет системы ФАП при некотором значении τ , причем изображена лишь одна изоклина, определяемая равенством (6-35) и соответствующая горизонтальным касательным к интегральным кривым. Остальные изоклины, уравнения которых были получены выше, не изображены в целях упрощения рисунка.

Для этого фазового портрета характерно наличие двух особых точек при изменении θ в пределах 2π . Из этих двух особых точек одна типа устойчивого фокуса, другая неустойчивая, типа седла.

Об устойчивости особых точек можно судить по направлению стрелок на фазовых траекториях. Более строгий метод определения устойчивости заключается в линеаризации уравнения (6-31) близ особых точек и в применении критерия Ляпунова.

Независимо от начальной разности фаз при данном $\Delta\omega_n$ в системе устанавливается устойчивое равновесие, изображаемое на фиг. 6-7 точкой P_n , которая образуется пересечением оси абсцисс с изоклиной, определяемой уравнением (6-35). Последнее совпадает с уравнением интегральной кривой (6-5). Поэтому можно утверждать, что абсцисса этой точки равняется $\theta_{уст}$ и определяется уравнением (6-13) с точностью до $2n\pi$. Абсцисса точки Q_n , представляющей на фиг. 6-7 неустойчивое равновесие, по тем же соображениям определяется (6-12), т. е. равняется θ_{02} с точностью до $2n\pi$.

Аналогично рассмотренному выше фазовому портрету линейной системы интегральные кривые, проходящие через особые точки типа седла, например Q_n и Q_{n-1} , называются сепаратриссами.

Для пояснения фиг. 6-7 следует отметить, что если не ограничиваться определенными значениями абсциссы, а произвести построение для значений θ от 0 до 2π , то плоскость будет заполнена одинаковыми, примыкающими друг к другу фазовыми портретами. Процессы, представляемые каждым из этих фазовых портретов, происходят при изменении θ в пределах 2π . Эти соображения позволяют ограничиться для рассматриваемого случая изображением на фазовой плоскости процесса, происходящего при изменении θ в пределах 2π .

Из фиг. 6-7 видно, что при начальной расстройке, соответствующей $\Delta\omega_n$, фазовая траектория заканчивается в P_n — точке устойчивого равновесия; при этом θ относительно любого начального значения изменяется не более чем на 2π .

Для τ , соответствующего значению, выбранному при построении фазового портрета фиг. 6-7, наличие фильтра не сказывается на устойчивости системы, а лишь изменяет время установления. При отсутствии фильтра процесс установления во времени всегда имеет апериодический характер, а при наличии фильтра R - C возможен колебательный характер установления частоты. Изменение τ приводит к существенному изменению характера процессов, происходящих в системе ФАП. Эти изменения определяются тем, что выполнение условия (6-10) является необходимым, но недостаточным для обеспечения устойчивой работы ФАП. Условие устойчивой работы может быть определено по фазовому портрету, структура которого зависит от величины τ .

Наиболее характерными для фазового портрета являются вид и расположение особых точек, лежащих на оси абсцисс и представляющих устойчивое или неустойчивое равновесие системы.

Как показано ниже, сепаратриссы, проходящие через особые точки типа

седла, при определенных значениях τ разделяют фазовую плоскость на области устойчивой и неустойчивой работы.

Это означает, что изображающая точка, принадлежащая любой из интегральных кривых в ограниченной сепаратриссами области неустойчивой работы, никогда не сможет прийти в точку устойчивого равновесия.

Если же изображающая точка находится в области устойчивой работы, то соответствующая интегральная кривая проходит сколь угодно близко к особой точке типа фокус.

Для того чтобы определить ход сепаратрисс при различных значениях τ , в рассматриваемом случае достаточно найти тангенс угла наклона касательной к сепаратриссе в особой точке. Для этого воспользуемся основным дифференциальным уравнением (6-31), написав его для области малых отклонений θ от θ_{02} — абсциссы особой точки Q_n типа седла, определяемой (6-12). Рассмотрение поведения системы при малых отклонениях θ от θ_{02} позволяет линеаризировать (6-31).

Перенесем начало координат в точку Q_n . Абсциссу новой системы координат обозначим через ξ , тогда можно записать:

$$\xi = \theta - \theta_{02}.$$

Для линеаризации (6-31) необходимо представить $\cos \theta$ в виде линейной функции от θ . При малых ξ изменение $\cos \theta$ может быть рассчитано из равенства

$$\cos \theta = \cos (\xi + \theta_{02}) = \cos \theta_{02} + \left[\frac{d}{d\xi} \cos (\xi + \theta_{02}) \right]_{\xi=0} \xi. \quad (6-36)$$

Вычислим значение производной, входящей в правую часть (6-36). Для этого напомним равенство

$$\frac{d}{d\xi} \cos (\xi + \theta_{02}) = -\sin (\xi + \theta_{02}).$$

Приняв во внимание (6-12) при $\xi=0$, из последнего равенства получим:

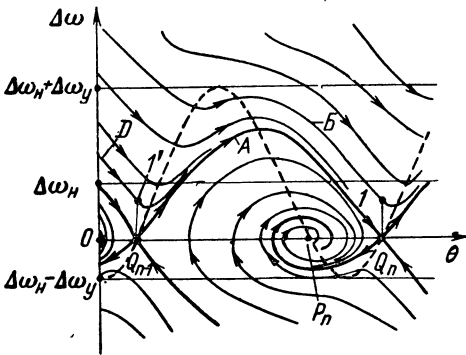
$$\begin{aligned} \left[\frac{d}{d\xi} \cos (\xi + \theta_{02}) \right]_{\xi=0} &= \\ &= -\sin \left[2\pi - \arccos \left(-\frac{\Delta\omega_n}{\Delta\omega_y} \right) \right], \end{aligned}$$

или с учетом (6-11) имеем:

$$\left[\frac{d}{d\xi} \cos(\xi + \theta_{02}) \right]_{\xi=0} = \\ = \sin \arccos \left(-\frac{\Delta\omega_n}{\Delta\omega_y} \right) = \sin \theta_{01}.$$

Поскольку, как указывалось на стр. 125 при $\Delta\omega_n > 0$, $\pi > \theta_{01} > \frac{\pi}{2}$, искомое значение производной больше нуля. Введем обозначение $\sin \theta_{01} = a$ и запишем с учетом (6-36) для функции ξ уравнение (6-31):

$$\frac{d^2\xi}{dt^2} + \frac{1}{\tau} \frac{d\xi}{dt} - \frac{\Delta\omega_y a}{\tau} \xi = 0. \quad (6-37)$$



Фиг. 6-8. Фазовый портрет системы ФАП при $\tau = \tau_0$.

Полученное уравнение аналогично уравнению (6-15) и имеет лишь другие обозначения. Приведенный выше анализ уравнения (6-15) полностью применим к уравнению (6-37). При этом должны быть учтены следующие соотношения между коэффициентами:

$$2\delta = \frac{1}{\tau}; \\ \beta^2 = -\frac{\Delta\omega_y a}{\tau}.$$

Поскольку в (6-37) $\beta^2 < 0$, фазовый портрет системы, описываемой этим уравнением, имеет особую точку типа седла. Следовательно, при переходе к линеаризованной при малых отклонениях системе характер особой точки сохранился.

Тангенсы углов наклона сепаратрис равняются коэффициентам при x в уравнениях (6-24') и (6-24''). Тогда в обозначениях уравнения (6-37) наклон сепаратрис в точке $\xi = 0$, т. е. вблизи

особой точки типа седла, будет равен для сепаратрисы C_1 (фиг. 6-7)

$$k_1 = -\frac{1}{\tau} \left[\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + (\Delta\omega_y a)^2} \right], \quad (6-38)$$

а для сепаратрисы C_2

$$k_2 = +\frac{1}{\tau} \left[\sqrt{\frac{1}{4} + (\Delta\omega_y a)^2} - \frac{1}{2} \right]. \quad (6-39)$$

Из (6-38) и (6-39) можно сделать вывод о том, что с увеличением τ наклон сепаратрис, проходящих через точки Q_{n-1} и Q_n , уменьшается, т. е. восходящие ветви сепаратрис располагаются все ближе к оси абсцисс. Дальнейшее представление об изменении формы и расположения сепаратрис при увеличении τ можно получить из рассмотрения изоклины, определяемой уравнением, приведенным на стр. 133:

$$\theta_0 = \arccos \left(-\frac{\Delta\omega_n}{\Delta\omega_y} \right). \quad (6-40)$$

Эта изоклина проходит через точку устойчивого равновесия P_n . Как было показано выше, интегральные кривые пересекают ее под углом, тангенс которого равен $-\frac{1}{\tau}$. В частности, сепаратрисы C_1 и C_2 также пересекают изоклину (6-40) под углом $-\frac{1}{\tau}$. С увеличением τ наклон уменьшается, вследствие чего поднимается падающая ветвь сепаратрисы C_2 . По этой же причине при увеличении τ сепаратриса C_1 проходит ниже, чем при меньших значениях τ .

При каком-то значении $\tau = \tau_0$ сепаратриса C_2 пройдет через точку Q_n (фиг. 6-8). Это будет означать, что сепаратрисы C_1 и C_2 сливаются, поскольку через особую точку типа седла всегда проходят лишь две сепаратрисы.

Таким образом, сепаратрисы C_1 и C_2 образуют интегральную кривую A . Как видно из фиг. 6-8, кривая A делит фазовую плоскость на области устойчивой и неустойчивой работы. Если в какой-то произвольный момент времени колебания стабилизируемого генератора будут иметь такую частоту и фазу, что изображающая точка окажется над кривой A , то устойчивое равновесие в системе невозможно.

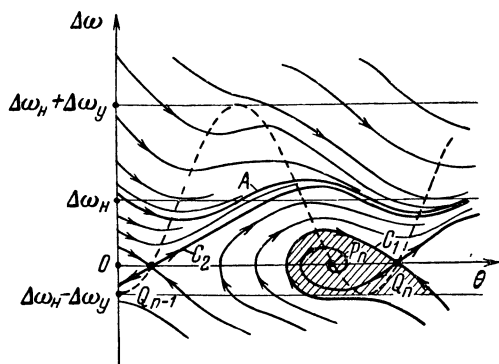
Следовательно, часть фазовой плоскости, расположенная выше кривой A , является областью неустойчивой работы.

Характерным для этой области является то, что частота стабилизируемого генератора непрерывно изменяется, при этом, естественно, происходит непрерывное нарастание разности фаз. Поэтому неправильно для рассматриваемого случая ограничивать рассмотрение процессов изменением θ в пределах 2π . На фиг. 6-8 изображен фазовый портрет системы в пределах изменения абсциссы, несколько превышающих 2π .

Фазовые портреты при всех других значениях θ как бы совмещены на одном рисунке. Следовательно, для того чтобы проследить ход какой-либо интегральной кривой, например B на фиг. 6-8, необходимо, дойдя до точки I , имеющей абсциссу Q_n , вернуться к точке I' , расположенной на кривой D и имеющей абсциссу Q_{n-1} , а ординату, равную ординате точки I . Далее процесс в системе протекает в соответствии с кривой D . В течение каждых последующих 2π процесс будет происходить по интегральной кривой, расположенной ниже предыдущей. В результате при любых начальных условиях, соответствующих области неустойчивой работы, изображение процесса на фазовой плоскости будет приближаться к интегральной кривой A на фиг. 6-8. Эта кривая имеет периодический характер и носит название предельного цикла. Наличие предельного цикла свидетельствует о возможности установления такого режима в системе ФАП, при котором частота стабилизируемого генератора будет периодически изменяться.

Из фазового портрета фиг. 6-8 видно, что при начальных условиях, соответствующих области устойчивой работы, в системе наступает синхронизация при остаточной разности фаз, определяемой абсциссой точки устойчивого равновесия. Эта точка обозначена на фиг. 6-8 P_n и является устойчивым фокусом. Фазовый портрет, изображенный на фиг. 6-8, физически неосуществим, поскольку требует точного соблюдения равенства $\tau = \tau_0$. При сколь угодно малом отклонении τ

от значения τ_0 сепаратриссы C_1 и C_2 не совпадают. Если это отклонение соответствует неравенству $\tau < \tau_0$, то процесс установления частоты стабилизируемого генератора изображается фазовым портретом на фиг. 6-7. При $\tau > \tau_0$ фазовый портрет существенно изменяется и соответствует изображенному на фиг. 6-9. Таким образом, поведение ФАП при $\tau = \tau_0$ представ-



Фиг. 6-9. Фазовый портрет системы ФАП при $\tau > \tau_0$.

ляет интерес как критический режим, являющийся граничным по отношению к двум физически осуществимым и принципиально отличающимся состояниям системы.

Как было показано выше, при увеличении τ сепаратрисса C_1 приближается к оси абсцисс, а падающая ветвь сепаратриссы C_2 от нее удаляется. В критическом режиме при $\tau = \tau_0$ это обстоятельство приводит к слиянию сепаратрисс C_1 и C_2 . Очевидно, что при дальнейшем увеличении τ сепаратрисса C_2 будет располагаться выше сепаратриссы C_1 и фазовый портрет примет вид, изображенный на фиг. 6-9. Как видно из этой фигуры, фазовая плоскость делится на области устойчивой и неустойчивой работы. Область устойчивой работы на фиг. 6-9 заштрихована. На фиг. 6-9, так же как и на фиг. 6-7 и 6-8, совмещено в пределах 2π изображение процессов, происходящих в ФАП при неограниченном изменении θ .

Основываясь на соображениях, приведенных при рассмотрении фазового портрета фиг. 6-8, можно утверждать, что изображение процесса, начавшегося в любой точке области, расположенной выше интегральной кривой A

фиг. 6-9, будет приближаться к этой кривой. Если процесс начинается в точке, расположенной ниже кривой A , но не в области устойчивой работы, то, как это следует из рассмотрения фиг. 6-9, изображение процесса также будет приближаться к кривой A . Для кривой A характерно то, что она является единственной периодической интегральной кривой с периодом, равным 2π .

Из сказанного следует, что процесс, начавшийся в любой точке области неустойчивой работы, будет протекать таким образом, что с течением времени в системе установятся периодические колебания частоты стабилизируемого генератора в соответствии с предельным циклом A . В данном случае при $\tau > \tau_0$ предельный цикл является устойчивым, т. е. раз возникшие в системе колебания частоты стабилизируемого генератора будут непрерывно поддерживаться. Устойчивость предельного цикла определяется тем, что при случайных перемещениях изображающей точки выше или ниже кривой A процесс будет развиваться по одной из интегральных кривых, приближающихся с течением времени обратно к предельному циклу.

Несмотря на наличие области устойчивой работы, соответствующей на фиг. 6-9 заштрихованному участку, практически при $\tau > \tau_0$ синхронизация неосуществима и в системе неизбежны периодические изменения частоты стабилизируемого генератора. Объясняется это тем, что ФАП воздействует на стабилизируемый генератор, имеющий определенную начальную расстройку, равную $\Delta\omega_n$. Следовательно, в этом случае процесс всегда начинается от одной из точек, расположенных на прямой $\Delta\omega = \Delta\omega_n$. Из фиг. 6-9 видно, что эта прямая полностью расположена в области неустойчивой работы и синхронизация невозможна.

Практически неустойчивая работа ФАП может быть обнаружена как при измерении частоты стабилизируемого генератора, так и на выходе фазового детектора по наличию низкочастотного периодического напряжения. Характер процессов, происходящих в системе ФАП с фильтром R - C на выходе фазового детектора при неустойчивой

работе, в основных чертах сходен с процессами, рассмотренными выше при анализе работы ФАП без фильтра при $\Delta\omega_y < \Delta\omega_n$.

Такова качественная картина процессов, происходящих в системе ФАП при различных значениях τ . Основным вывод, который может быть сделан из проведенного анализа, заключается в том, что выполнение неравенства $\Delta\omega_y \geq \Delta\omega_n$ при наличии фильтра R - C на выходе фазового детектора не гарантирует синхронизации колебаний стабилизируемого генератора.

Для инженерной практики существенно знать, каким образом может быть обеспечена устойчивая работа ФАП при данном значении τ .

Проведенный качественный анализ не дает зависимостей, необходимых для выбора величины τ и максимального допустимого значения $\Delta\omega_n$ при проектировании ФАП.

Количественное определение условия устойчивой работы ФАП должно быть произведено из рассмотрения граничного режима, поскольку при $\tau > \tau_0$ система неустойчива, а при $\tau < \tau_0$ — устойчива. Критический режим наступает тогда, когда при некотором значении τ сепаратрисса C_1 или C_2 , пройдя особую точку типа седла, например Q_{n-1} (см. фиг. 6-8), пересекает ось абсцисс также в особой точке типа седла, отстоящей от Q_{n-1} на 2π , т. е. в точке Q_n .

Таким образом, математическую формулировку условия, определяющего границу устойчивой и неустойчивой работы ФАП, можно получить из зависимости между параметрами системы, при которых сепаратрисса C_2 пересечет ось абсцисс в точке Q_n . Это требование аналогично условию пересечения сепаратриссой C_1 оси абсцисс в точке Q_{n-1} .

Очевидно, решение такой задачи не представляло трудностей, если бы было возможно решение уравнения (6-32). Воспользовавшись методами численного решения дифференциальных уравнений, можно, задавшись определенными начальными условиями, найти значение τ , при котором искомая интегральная кривая будет пересекать

ось абсцисс в точках, отстоящих друг от друга на 2π .

Для удобства численного решения дифференциального уравнения (6-32) следует записать его в безразмерной форме.

Введем относительную начальную расстройку $M = \frac{\Delta\omega_{\kappa}}{\Delta\omega_y}$, относительную постоянную времени $T = \tau\Delta\omega_y$, текущее значение относительной расстройки стабилизируемого генератора $\Delta\omega_1 = \frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_y}$. Тогда уравнение (6-32) примет вид:

$$\frac{d(\Delta\omega_1)}{d\theta} = \frac{M + \cos \theta - \Delta\omega_1}{T\Delta\omega_1}. \quad (6-41)$$

Уравнение (6-41) на фазовой плоскости изобразится так же, как и (6-32), изменится лишь масштаб осей координат. Очевидно, условие слияния сепаратрисс сохранится тем же, что и для (6-32). Уравнение, аналогичное (6-41), получается при рассмотрении движения маятника в сопротивляющейся среде. В [Л. 33] приведено численное решение этого уравнения. Полное изложение решения уравнения (6-41) в рамках настоящей книги не оправдано ввиду его громоздкости.

Ограничимся поэтому рассмотрением полученных в результате численного решения уравнения (6-41) нескольких значений критической величины относительной постоянной времени T_0 . Эти величины определены для нескольких значений относительной полосы схватывания $M_c = \frac{\Delta\omega_c}{\Delta\omega_y}$. Переход от M к M_c объясняется тем, что при расчете критического значения постоянной времени фильтра определяется максимально допустимая величина начальной расстройки $\Delta\omega_{\kappa}$, т. е. полоса схватывания $\Delta\omega_c$.

Результаты вычислений приведены в [Л. 34] в виде таблицы, графика и аппроксимирующей функции.

Приведем эту таблицу.

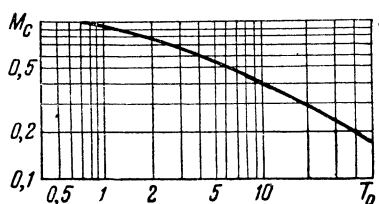
Таблица 6-1

T_0	0,75	1,35	2,5	5	$\rightarrow \infty$
M_c	1	0,9	0,72	0,56	$\rightarrow 0$

На фиг. 6-10 по данным табл. 6-1 построен график. По этому графику подобрана аппроксимирующая функция:

$$T_0 = \frac{1}{M_c^2} \left(\frac{4}{\pi} \right)^3 \sqrt{1 - M_c^2} - 1. \quad (6-42)$$

Результаты экспериментальной проверки с достаточной для инженерных расчетов точностью совпадают с формулой (6-42) и графиком фиг. 6-10.

Фиг. 6-10. Зависимость M_c от T_0 для системы ФАП.

Таким образом, зная $\Delta\omega_y$ и требуемую величину $\Delta\omega_c$, можно по приведенной зависимости определить T_0 , а следовательно, и τ_0 — критическое значение постоянной времени фильтра. Для обеспечения устойчивой работы ФАП при неизбежных разбросах параметров схемы следует выбирать постоянную времени фильтра не более $0,7 \tau_0$.

При проектировании системы ФАП особое значение имеет обеспечение минимально допустимой полосы пропускания фильтра нижних частот. Невыполнение этого требования приводит к появлению на управляющей сетке реактивной лампы напряжений комбинационных частот, неизбежно образующихся на выходе фазового детектора.

При недостаточном подавлении этих комбинационных частот может быть утрачено основное преимущество схем автоподстройки частоты, заключающееся в отсутствии на выходе стабилизируемого генератора каких-либо частот, кроме рабочей. Такого рода неудовлетворительная работа аппаратуры с фазовой автоподстройкой может быть результатом проникновения напряжений комбинационных частот с выхода фазового детектора через реактивную лампу или иные паразитные связи на контур стабилизируемого

генератора. Кроме того, низкочастотные комбинационные напряжения могут модулировать при помощи реактивной лампы колебания стабилизируемого генератора.

В большинстве практических случаев это недопустимо, так как, во-первых, приводит к появлению комбинационных частот, излучаемых вместе с колебанием рабочей частоты, и, во-вторых, к искажению принимаемого сигнала за счет паразитной частотной модуляции.

Указанные вредные напряжения должны быть ослаблены до допустимых пределов фильтром нижних частот. При проектировании системы ФАП обычно известны наиболее интенсивные из этих комбинационных напряжений. При равной интенсивности наибольшие трудности связаны с фильтрацией напряжений, имеющих наименьшую частоту. Задача определения основных параметров системы ФАП при заданной величине подавления наиболее опасной с указанной точки зрения комбинационной частоты решается следующим образом.

Пусть F_κ — комбинационная частота, которая должна быть подавлена фильтром R - C в $\frac{1}{D_\kappa}$ раз. Коэффициент D_κ может быть рассчитан по формуле (3-105). Считая, что $D_\kappa^2 \ll 1$ и $RC = 0,7\tau_0$, получим:

$$\tau_0 = \frac{0,23}{D_\kappa F_\kappa}.$$

Определив τ_0 и зная значение $\Delta\omega_y$, по формуле $T_0 = \tau_0 \Delta\omega_y$ можно рассчитать значение T_0 . Далее из графика фиг. 6-10 находится M_c и, наконец, из соотношения $M_c = \frac{\Delta\omega_c}{\Delta\omega_y}$ можно определить величину $\Delta\omega_c$.

При увеличении $\Delta\omega_y$ T_0 будет также расти. Как видно из фиг. 6-10, увеличение T_0 происходит быстрее, чем соответствующее падение M_c . Из этого можно сделать существенный вывод о том, что выбор наибольших возможных значений $\Delta\omega_y$ целесообразен с точки зрения увеличения полосы схватывания. Однако, как показано в § 6-3, при этом следует считаться с возмож-

ностью самовозбуждения системы при наличии запаздывания.

Приведем пример расчета $\Delta\omega_c$ при заданных значениях $\Delta f_y = 6$ кГц; $F_\kappa = 4$ кГц и $D_\kappa = 0,1$.

Воспользовавшись вышеприведенными формулами, получим:

$$\tau_0 = \frac{0,23}{0,1 \cdot 4 \cdot 10^3} = 0,57 \cdot 10^{-3} \text{ сек.};$$

$$T_0 = 0,57 \cdot 10^{-3} \cdot 2\pi \cdot 6 \cdot 10^3 = 21,4.$$

Из графика фиг. 6-10 найдем, что $M_c = 0,28$.

Тогда

$$\Delta f_c = 0,28 \cdot 6 \cdot 10^3 = 1,7 \cdot \text{кГц}.$$

Таким образом, в данном случае возможная полоса схватывания в 2,4 раза меньше полосы пропускания фильтра, рассчитываемой по ослаблению в 10 раз.

6-3. Устойчивость систем фазовой автоподстройки

В предыдущем параграфе рассмотрен процесс синхронизации частоты стабилизируемого генератора и определены условия устойчивой работы системы ФАП для случая, когда в начальный момент стабилизируемый генератор генерировал колебания с частотой, отличающейся от эталонной на $\Delta\omega_\kappa$.

Такого рода условия работы характерны для некоторых видов аппаратуры. Однако в ряде случаев (например, для приемных устройств) такой режим работы не является обязательным, так как в этих случаях возможна первоначальная независимая от системы ФАП точная настройка стабилизируемого генератора на эталонную частоту. Задача ФАП ограничивается здесь лишь дальнейшим поддержанием режима синхронизации, т. е. равенства частот стабилизируемого и эталонного генераторов. Такой процесс, как указывалось выше, носит название процесса удержания.

Величина полосы удержания в системе ФАП с фильтром, как и в системе без фильтра, равна $\Delta\omega_y$, так как при расстройке стабилизируемого генератора, превышающей $\Delta\omega_y$, управляющий элемент не сможет компенсировать начальной расстройки и синхронизация будет невозможна.

Условия устойчивой работы в процессе удержания принципиально отличны от полученных выше условий устойчивости в процессе схватывания. Основное отличие заключается в том, что анализ устойчивости в процессе удержания может быть произведен „в малом“, т. е. при флюктуационных нарушениях режима синхронизации. Действительно, для процесса удержания характерны медленные по сравнению с временем установления режима синхронизации изменения величины $\Delta\omega_n$, которые являются следствием изменения температуры, влажности и т. п. При анализе процесса удержания под $\Delta\omega_n$ следует понимать ту расстройку частоты стабилизируемого генератора, которая имела бы при отсутствии воздействия ФАП.

Поскольку в этом случае при изменении $\Delta\omega_n$ переходные процессы можно не учитывать, следовало бы считать, что в пределах полосы удержания при отсутствии флюктуационных изменений частоты синхронизация не нарушается. Однако флюктуации неизбежны и, как во всякой системе с обратной связью, они могут привести к нарушению устойчивости работы. При неустойчивом состоянии системы происходят самопроизвольные изменения частоты стабилизируемого генератора. Условия устойчивости в этом случае изучаются „в малом“ в силу малости флюктуационных изменений частоты. Исследования устойчивости систем фазовой автоподстройки проведены советскими учеными В. С. Дулицким и Ю. В. Эльтерманом.

Рассмотренные в § 6-2 условия устойчивости при неограниченных по величине мгновенных изменениях частоты стабилизируемого генератора, т. е. в процессе схватывания, характеризуют устойчивость системы в „большом“. Таким образом, условия устойчивости „в большом“ определяют возможность наступления синхронизации, а условия устойчивости „в малом“ определяют возможность сохранения уже имеющегося режима синхронизации. Как было показано выше, устойчивое состояние ФАП на фазовой плоскости представляется особой точкой типа устойчивый фокус, который является устойчивым также и „в малом“.

Следовательно, требование устойчивости „в большом“, т. е. синхронизации в режиме схватывания, обеспечивает устойчивую работу ФАП в режиме удержания частоты стабилизируемого генератора. Однако обратного заключения сделать нельзя, система может быть устойчива в режиме удержания и неустойчива в режиме схватывания. Сказанное наглядно иллюстрируется фиг. 6-9.

Система, фазовый портрет которой изображен на фиг. 6-9, неустойчива „в большом“, т. е. процесс схватывания в ней невозможен. Однако точно такой же фазовый портрет может представлять систему, устойчиво работающую в режиме удержания, несмотря на то, что $\tau > \tau_0$.

Для объяснения этого предположим, что при отключенной системе ФАП, у которой $\tau > \tau_0$, частота стабилизируемого генератора устанавливается равной эталонной. Затем ФАП включается и, поскольку $\Delta\omega_n = 0$, в соответствии с равенством (6-14) устанавливается разность фаз $\theta_{уст} = \frac{\pi}{2}$ при $n = 0$. В процессе дальнейшей работы под влиянием дестабилизирующих факторов настройка контура стабилизируемого генератора может измениться на $\Delta\omega_n$, т. е. при отключенной системе ФАП частота колебаний стабилизируемого генератора отличалась бы на эту величину от эталонного значения. Если же система ФАП не выключается с момента первоначального включения, то режим синхронизации сохраняется и фазовый портрет приобретает вид, изображенный на фиг. 6-9. Остаточная разность фаз будет определяться равенством (6-14) и будет соответствовать абсциссе точки P_n .

При флюктуациях, не превышающих области, заштрихованной на фиг. 6-9, синхронизация не нарушается. Если же в результате какого-либо скачка частота стабилизируемого генератора выйдет за заштрихованную область устойчивой работы, то синхронизация нарушится и в системе будут происходить непрерывные периодические изменения частоты.

Малые величины флюктуационных изменений частоты позволяют при анализе устойчивости линеаризовать си-

стему ФАП, т. е. считать, что напряжение на выходе фазового детектора прямо пропорционально разности фаз синхронизируемых колебаний.

В этом случае система ФАП описывается линейным дифференциальным уравнением, и для анализа ее устойчивости применимы изложенные в § 4-1 критерии Михайлова, Гурвица и Найквиста. Порядок линейного дифференциального уравнения определяется в первую очередь схемой фильтра на выходе фазового детектора. Применение указанных критериев позволяет исследовать устойчивость ФАП „в малом“ при любом порядке линейного дифференциального уравнения. Следует заметить, что во всех случаях более полное представление дает исследование устойчивости „в большом“ так, как это сделано в предыдущем параграфе для системы, описываемой нелинейным дифференциальным уравнением второго порядка. Однако анализ устойчивости „в большом“ для нелинейных систем выше второго порядка затруднен из-за отсутствия соответствующего математического аппарата.

Для анализа устойчивости линеаризованной системы применим критерий Найквиста. Представим, что система ФАП разомкнута в точках a и b (фиг. 6-1).

Предположим далее, что на вход фазового детектора в точках a и b подано периодическое колебание, частота которого по гармоническому закону изменяется около среднего значения, равного эталонному. Мгновенное значение этого гармонического отклонения частоты от среднего значения может быть записано в виде:

$$\overline{\Delta\omega_1} = \Delta\omega_1 e^{j\Omega t},$$

где $\Delta\omega_1$ — амплитуда отклонения частоты;

Ω — частота отклонения частоты;

$\overline{\Delta\omega_1}$ — мгновенное значение отклонения частоты, представленное символически комплексной величиной или соответствующим вектором.

При $\overline{\Delta\omega_1} = 0$ на выходе фазового детектора образуется постоянное напряжение, величина которого пропорциональна постоянной разности фаз

двух сравниваемых колебаний. При малых величинах $\overline{\Delta\omega_1}$, когда фазовый детектор является линейным, основываясь на принципе суперпозиции можно считать, что на выходе появится дополнительное гармоническое напряжение, пропорциональное фазе колебания, имеющего частоту $\overline{\Delta\omega_1}$.

В результате e_∂ — напряжение на выходе фазового детектора — в соответствии с (6-27) будет равно:

$$\overline{e_\partial} = k_A U_{c.z} U_{\partial m} \cos(\theta_0 + \overline{\Delta\theta}),$$

где

$$\overline{\Delta\theta} = \int_0^t \Delta\omega_1 e^{j\Omega t} dt. \quad (6-43)$$

Представив $\cos(\theta_0 + \overline{\Delta\theta})$ в виде ряда Тэйлора и отбросив вследствие малости $\Delta\theta$ все члены, порядок которых выше линейного, получим:

$$\overline{e_\partial} = k_A U_{c.z} U_{\partial m} \cos \theta_0 + \left[\frac{d(\cos \theta)}{d\theta} \right]_{\theta=\theta_0} \overline{\Delta\theta}. \quad (6-44)$$

Изменение напряжения на выходе фазового детектора $\overline{\Delta e_\partial}$ относительно среднего значения в соответствии с последним равенством будет равно:

$$\overline{\Delta e_\partial} = -k_A U_{c.z} U_{\partial m} \sin \theta_0 \overline{\Delta\theta}. \quad (6-45)$$

Найдем значение $\overline{\Delta\theta}$ из (6-43) в предположении, что при $t=0$, $\overline{\Delta\theta}=0$:

$$\overline{\Delta\theta} = \frac{\overline{\Delta\omega_1}}{j\Omega}. \quad (6-46)$$

Подставив (6-46) в (6-45), получим:

$$\overline{\Delta e_\partial} = j \frac{k_A U_{c.z} U_{\partial m}}{\Omega} \sin \theta_0 e^{j\Omega t} \overline{\Delta\omega_1}.$$

Тогда изменение напряжения на входе управляющего элемента будет равно:

$$\overline{\Delta e_y} = j \frac{k_A U_{c.z} U_{\partial m}}{\Omega} \sin \theta_0 \overline{D} \overline{\Delta\omega_1},$$

где $\overline{D} = D e^{j\varphi_\partial}$ — комплексный коэффициент передачи фильтра на выходе фазового детектора;

D — модуль \overline{D} ;

φ_∂ — фаза \overline{D} .

Запишем равенство (6-6) в форме

$$k_A U_{c.2} U_{sm} = \frac{\Delta\omega_y}{S_y}.$$

Воспользовавшись последними двумя равенствами, получим, что при изменении напряжения на входе управляющего элемента на $\overline{\Delta e_y}$ частота стабилизируемого генератора будет изменяться по следующему закону:

$$\overline{\Delta\omega_2} = S_y \overline{e_y} = j \frac{\Delta\omega_y}{\Omega} \sin \theta_0 \overline{\Delta\omega_1}. \quad (6-47)$$

Тогда комплексный коэффициент передачи разомкнутой системы ФАП \overline{N} будет равен:

$$\overline{N} = \frac{\overline{\Delta\omega_2}}{\overline{\Delta\omega_1}} = j \frac{\Delta\omega_y \sin \theta_0}{\Omega} \overline{D}. \quad (6-48)$$

Модуль коэффициента передачи определяется равенством

$$N = \frac{\Delta\omega_y \sin \theta_0}{\Omega} D. \quad (6-49)$$

Предположим далее, что систему ФАП замкнули и в ней установился режим синхронизации, т. е. разность фаз сравниваемых колебаний равна в соответствии с (6-14) $\theta_{уст}$. Эта разность фаз будет неизменной, если система устойчива „в малом“.

Если же система неустойчива, то в ней возникнут периодические колебания частоты стабилизируемого генератора и фаза этих колебаний также периодически будет изменяться вокруг значения $\theta_{уст}$.

Поскольку при разомкнутой системе периодические колебания фазы предполагались происходящими вокруг значения θ_0 , то в замкнутой системе производную $\frac{d}{d\theta}(\cos \theta)$ в формуле (6-44) и в последующих выкладках следует определять при $\theta = \theta_{уст}$.

Как следует из критерия Найквиста, нарушение устойчивости системы с обратной связью возможно лишь при $N > 1$. В практически реализуемых системах ФАП величина $\sin \theta_{уст}$ может принимать любые абсолютные значения от 0 до 1, поскольку $\theta_{уст}$ определяется соотношением $\Delta\omega_{\kappa}$ и $\Delta\omega_y$. Величина $\Delta\omega_{\kappa}$ не является постоянной и зависит от воздействия дестабилизирующих факторов на стабилизируемый

генератор, т. е. в определенных пределах может принимать любые значения.

Из сказанного и из рассмотрения формулы (6-49) можно сделать вывод о том, что самопроизвольное изменение частоты, т. е. нарушение устойчивости системы, тем более вероятно, чем больше величина $\sin \theta_{уст}$. Поэтому при дальнейшем анализе условия устойчивой работы должны изучаться два случая, когда $\sin \theta_{уст} = 1$, т. е. $\theta_{уст} = \frac{\pi}{2}$. Удовлетворение неравенства $N < 1$ при $\theta_{уст} = \frac{\pi}{2}$ гарантирует устойчивую работу ФАП при всех других значениях $\theta_{уст}$. Тогда равенство (6-49) может быть записано в виде:

$$N(\Omega) = \frac{\Delta\omega_y}{\Omega} D(\Omega). \quad (6-50)$$

Определим из (6-48) $\varphi(\Omega)$ — фазу коэффициента передачи \overline{N} :

$$\varphi(\Omega) = \frac{\pi}{2} + \varphi_{\phi}(\Omega). \quad (6-51)$$

Поскольку в фильтрах нижних частот напряжение на выходе отстает по фазе от напряжения на входе, $\varphi_{\phi}(\Omega)$ всегда меньше нуля. При некотором значении $\Omega = \Omega_0$ величина $\varphi_{\phi}(\Omega_0)$ может оказаться равной $-\frac{\pi}{2}$, тогда $\varphi(\Omega_0) = 0$, и система при $N(\Omega_0) > 1$ самовозбудится.

Для однозвенного фильтра $R-C$

$$\Omega_0 \rightarrow \infty \text{ и } D(\Omega_0) \rightarrow 0.$$

Таким образом, для рассмотренной в предыдущем параграфе схемы ФАП с однозвенным фильтром из формулы (6-50) получим, что при любых значениях $\Delta\omega_y$ $N(\Omega_0) < 1$, т. е. никаких ограничений на полосу удержания в этом случае не накладывается.

Следовательно, система ФАП с однозвенным фильтром „в малом“, т. е. в режиме удержания, всегда устойчива, если фазовые искажения вносятся лишь самим фильтром.

Условия устойчивости ФАП существенно изменяются при использовании на выходе фазового детектора двухзвенного фильтра $R-C$. В последнем фазовый сдвиг определяется суммой фазовых сдвигов каждого из звеньев в отдельности. В результате суммар-

ный фазовый сдвиг в двухзвенном фильтре $R-C$ может оказаться равным $\frac{\pi}{2}$ и при достаточной величине коэффициента передачи система ФАП возбуждается.

В этом существенное отличие условий устойчивой работы ЧАП и ФАП. Как указывалось на стр. 78, в ЧАП с двухзвенным фильтром при отсутствии фазовых сдвигов в других звеньях системы самовозбуждение невозможно. Это определяется тем, что необходимый для самовозбуждения ЧАП фазовый сдвиг, равный π , в двухзвенном фильтре $R-C$ возможен лишь при $\Omega \rightarrow \infty$, когда модуль коэффициента передачи стремится к нулю.

Отличие условий устойчивости ЧАП и ФАП аналитически определяется различием формул (4-2) и (6-51). Из этих формул следует, что сама по себе система ЧАП при $\varphi_\phi = 0$ создает фазовый сдвиг, равный π . Система ФАП при этих же условиях создает фазовый сдвиг, равный $\frac{\pi}{2}$. Напомним, что в системе ЧАП наличие фазового сдвига, равного π , вызывается лишь противоположностью знаков крутизна статистических характеристик дискриминатора и управляющего элемента. Фазовый сдвиг $\frac{\pi}{2}$, создаваемый самой системой ФАП, определяется свойствами фазового детектора, напряжение на выходе которого при малых отклонениях пропорционально разности фаз приложенных колебаний, а не разности их частот.

Величина разности фаз, как известно, определяется интегралом (6-43) в предположении гармонического закона изменения частоты стабилизируемого генератора. При интегрировании гармонической функции получается сдвиг фаз на $-\frac{\pi}{2}$ и, следовательно, колебания разности фаз отстают на $\frac{\pi}{2}$ от фазы колебаний разности частот. Кроме указанного фазового сдвига, равного $-\frac{\pi}{2}$, являющегося специфическим для системы ФАП, в последней происходит также дополнительный сдвиг на π . Этот сдвиг объясняется тем, что устойчивая работа ФАП при

$S_y > 0$ обеспечивается в точках, где $\left[\frac{d(\cos \theta)}{d\theta} \right]_{\theta=\theta_{ycm}} < 0$ [см. формулу (6-14)].

При $S_y < 0$, как указывалось на стр. 126, остаточная разность фаз изменится на π и, следовательно, в точке устойчивого равновесия $\left[\frac{d(\cos \theta)}{d\theta} \right]_{\theta=\theta_{ycm}} > 0$.

Таким образом, при устойчивой работе ФАП знак S_y всегда противоположен

знаку $\left[\frac{d(\cos \theta)}{d\theta} \right]_{\theta=\theta_{ycm}}$, что эквивалентно наличию дополнительного фазового сдвига, равного π .

В результате суммарный фазовый сдвиг, создаваемый собственно системой ФАП, будет равен $\pi - \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2}$ в отличие от ЧАП, где фазовый сдвиг равен π .

До сих пор предполагалось, что фазовые сдвиги вносятся лишь фильтром на выходе фазового детектора и собственно системой ФАП.

Однако фактически всегда существуют фазовые сдвиги, определяемые наличием в схемах ФАП резонансных контуров, участвующих в системах преобразования частоты стабилизируемого генератора. Такое усложнение схем вызывается обычно желанием снизить частоту колебаний, подаваемых на фазовый детектор, что значительно облегчает его симметрирование, необходимое для эффективного подавления комбинационных частот (см. гл. 7). Для преобразования частоты колебаний, генерируемых стабилизируемым генератором, используются смесители с резонансными контурами. В результате из-за фазовых сдвигов система ФАП может возбуждаться и в том случае, если $0 > \varphi_\phi > -\frac{\pi}{2}$. Поэтому учет фазовых сдвигов, имеющих в тракте ФАП в целом, имеет существенное значение для определения условий устойчивой работы.

На стр. 81 указывалось, что наличие фазовых сдвигов в тракте автоподстройки, исключая фильтр, удобно представлять временем запаздывания τ_s . Фазовый сдвиг $\theta(\Omega)$, определяемый запаздыванием, в соответствии с формулой (4-28) равняется:

$$\theta(\Omega) = -\Omega \tau_s. \quad (4-28)$$

Тогда с учетом запаздывания суммарный фазовый сдвиг $\varphi_{\Sigma}(\Omega)$ определится на основании (4-28) и (6-51) по формуле

$$\varphi_{\Sigma}(\Omega) = \frac{\pi}{2} + \varphi_{\phi}(\Omega) - \Omega\tau_{\Sigma}. \quad (6-52)$$

Как видно из (6-52), при некотором значении $\tau_{\Sigma} = \tau_{кр}$ $\varphi_{\Sigma}(\Omega)$ может быть равно $-n2\pi$, где n — любое целое число, а знак минус принят для удобства написания последующих формул. Очевидно, условие баланса фаз при этом соблюдается, если $n = 0, 1, 2 \dots$ независимо от знака.

Для любого значения Ω из (6-52) может быть определено значение $\tau_{кр}$. Однако самовозбуждение системы в этом случае возможно не при любом значении Ω , а лишь на частотах $\Omega \leq \Omega_{кр}$. Величина $\Omega_{кр}$ определяется из условия $N(\Omega_{кр}) = 1$. Учитывая (6-50), это равенство можно записать в виде:

$$\frac{\Delta\omega_y}{\Omega_{кр}} D(\Omega_{кр}) = 1. \quad (6-53)$$

Решив (6-53) относительно $\Omega_{кр}$ и подставив полученное выражение в (6-52), найдем формулу для определения критического времени запаздывания:

$$\tau_{кр} = \frac{\varphi_{\phi}(\Omega_{кр}) + 2\pi n + \frac{\pi}{2}}{\Omega_{кр}}. \quad (6-54)$$

Следует отметить, что время запаздывания не является одной из отправных величин при практических расчетах системы ФАП. Поэтому расчет по формуле (6-54) обычно является проверочным и имеет целью установить наличие определенного запаса в устойчивости системы, т. е. выполнение неравенства $\tau_{\Sigma} < \tau_{кр}$. Наиболее опасным с точки зрения возможности возникновения самовозбуждения является режим при наименьших значениях $\tau_{кр}$. В этом случае даже при незначительных изменениях фазовых сдвигов может оказаться $\tau_{\Sigma} > \tau_{кр}$ и система самовозбудится.

Поэтому дальнейший анализ целесообразно произвести именно в пред-

положении малых значений $\tau_{кр}$. При этом следует иметь в виду, что величина $\varphi_{\phi}(\Omega_{кр}) < 0$, но по абсолютной величине может превосходить $\frac{\pi}{2}$. Поэтому в формуле (6-54) следует выбирать n таким образом, чтобы $\tau_{кр}$ имело наименьшее положительное значение. Определим критическое время запаздывания для системы ФАП с однозвенным фильтром. В этом случае $0 > \varphi_{\phi}(\Omega_{кр}) > -\frac{\pi}{2}$, поэтому значение n следует выбрать равным нулю. Величина $\tau_{кр}$ будет иметь тем меньшее значение, чем меньше $\varphi_{\phi}(\Omega_{кр})$ отличается от $-\frac{\pi}{2}$.

Как известно, для однозвенного фильтра $R-C$

$$\varphi_{\phi}(\Omega) = -\arctg \Omega RC.$$

При $\varphi_{\phi}(\Omega_{кр})$, мало отличающемся от $-\frac{\pi}{2}$:

$$\Omega_{кр} RC \gg 1. \quad (6-55)$$

Значение $\Omega_{кр}$ можно определить из (6-53), зная D — модуль коэффициента передачи однозвенного фильтра $R-C$. Величина D для $\Omega = \Omega_{кр}$ определяется по формуле:

$$D = \frac{1}{\sqrt{1 + (\Omega_{кр} RC)^2}}.$$

Подставив последнее равенство в (6-53), получим:

$$\frac{\Delta\omega_y}{\Omega_{кр} \sqrt{1 + (\Omega_{кр} RC)^2}} = 1.$$

С учетом неравенства (6-55) это уравнение легко решается относительно $\Omega_{кр}$:

$$\Omega_{кр} = \sqrt{\frac{\Delta\omega_y}{RC}}. \quad (6-56)$$

Критическое время запаздывания для ФАП с однозвенным фильтром определяется совместным решением (6-54) и (6-56) при $n = 0$:

$$\tau_{кр} = \left(\frac{\pi}{2} - \arctg \sqrt{\frac{\Delta\omega_y}{RC}} \right) \sqrt{\frac{RC}{\Delta\omega_y}}. \quad (6-57)$$

Полезно заметить, что выше из анализа системы ФАП с однозвенным фильтром без учета запаздывания было получено, что устойчивость обеспечивается при любых значениях полосы удержания $\Delta\omega_y$. Как видно из (6-57), запаздывание приводит к необходимости ограничения $\Delta\omega_y$ для обеспечения устойчивости системы ФАП „в малом“.

Анализ устойчивости „в малом“ систем ФАП с более сложными схемами фильтров может быть проведен при помощи формул (6-53) и (6-54) таким же образом, как это было сделано для однозвенного фильтра. При этом будут получены иные количественные соотношения, однако физическая сущность явлений в своих наиболее существенных чертах сохранится неизменной.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ФАЗОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

7-1. Основные сведения

Фазовым детектором называется устройство, напряжение на выходе которого определяется разностью фаз двух сравниваемых колебаний. При равенстве частот этих колебаний разность фаз между ними остается неизменной и, следовательно, напряжение на выходе фазового детектора имеет постоянную величину. Если частоты колебаний не равны, изменение разности фаз определяется формулой (6-1), а напряжение на выходе фазового детектора является функцией времени.

Характеристикой фазового детектора является зависимость

$$U_{\partial} = \mu(\theta), \quad (7-1)$$

где U_{∂} — напряжение на выходе фазового детектора при равенстве частот сравниваемых колебаний;

θ — разность фаз сравниваемых колебаний.

Отметим, что при теоретическом или экспериментальном определении характеристики (7-1) предполагается, что на вход фазового детектора подаются два колебания, имеющие одну и ту же частоту. В противном случае при неравенстве частот, θ будет зависеть от времени и определение зависимости (7-1) в общем случае

станет невозможным. Зная функцию (7-1), можно для каждого момента времени по мгновенному значению θ определить e_{∂} — мгновенное значение напряжения на выходе фазового детектора. Это соображение позволяет использовать равенство (7-1) при анализе переходных процессов в системе ФАП, т. е. при неравенстве частот сравниваемых колебаний.

На основании изложенного равенство (7-1) с учетом (6-1) для мгновенных значений входящих величин может быть записано в виде:

$$e_{\partial} = \mu \left(\int \Delta\omega dt \right). \quad (7-2)$$

Как следует из § 6-1, простейшим фазовым детектором является смеситель, состоящий из одного нелинейного элемента.

Воспользовавшись (6-27), можно для этого вида фазового детектора характеристику (7-1) представить в виде:

$$U_{\partial} = k_A U_{c.з} U_{зм} \cos \theta. \quad (7-3)$$

Таким образом, в качестве фазового детектора в схемах ФАП может быть, вообще говоря, использовано любое устройство, обладающее нелинейной характеристикой.

Однако особенность фазовых детекторов состоит в том, что на выходе фазового детектора выделяется

лишь напряжение разностной частоты, величина которого определяется разностью фаз. Соответственно этому нагрузкой фазового детектора является, как правило, фильтр нижних частот, а не резонансный контур, как в большинстве других применений смесителей.

Поскольку реактивная лампа в схемах ФАП подсоединяется к выходу фазового детектора, к последнему предъявляется требование максимального возможного подавления колебаний всех комбинационных частот, кроме разностной.

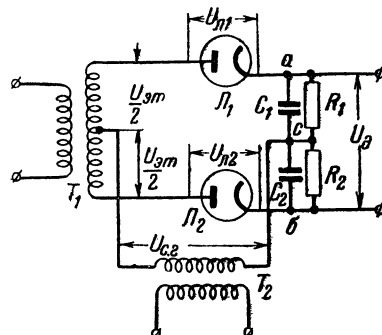
По этой причине в аппаратуре, к которой предъявляются жесткие требования в части подавления колебаний всех частот, отличающихся от рабочей, надлежит использовать фазовые детекторы, имеющие на выходе минимальный уровень напряжений комбинационных частот. Именно поэтому в схемах ФАП широко используются в качестве фазовых детекторов балансные и кольцевые смесители.

В литературе [Л. 17] приводится доказательство того, что при применении балансного смесителя напряжения комбинационных частот могут быть значительно подавлены. В еще большей степени эти вредные напряжения могут быть подавлены при использовании кольцевого смесителя. Необходимо подчеркнуть, что по сравнению с ФАП в системах ЧАП принципиально возможно значительно лучшее подавление напряжений комбинационных частот, образующихся в нелинейных цепях дискриминатора. Определяется это тем, что полоса пропускания фильтра R - C в схемах ЧАП может быть выбрана значительно меньшей, чем в схемах ФАП, так как для нормальной работы ЧАП не требуется передачи через фильтр каких-либо периодических напряжений, а необходимо пропускать лишь постоянную составляющую выпрямленного напряжения. Поэтому наличие напряжений комбинационных частот на контуре генератора, стабилизируемого системой ЧАП, является обычно следствием только нерационального монтажа, приводящего к паразитным связям, или недостаточной фильтрации в цепях питания.

10*

7-2. Балансный фазовый детектор

Рассмотрим балансный фазовый детектор, схема которого изображена на фиг. 7-1. Анализ этой схемы основывается на следующих вполне оправданных допущениях:



Фиг. 7-1. Схема балансного фазового детектора.

1. Сопротивление диода в обратном направлении много больше, чем сопротивления нагрузки $R_1 = R_2 = R$.

2. Коэффициент передачи детектора равен единице.

3. Постоянные времени цепей нагрузки R_1C_1 и R_2C_2 значительно больше периода сравниваемых колебаний.

Представим, что на фазовый детектор (фиг. 7-1) подаются два синусоидальных напряжения $e_{c.z}$ и e_{sm} , изменяющиеся с частотой ω и сдвинутые по фазе одно относительно другого на угол θ :

$$e_{c.z} = U_{c.z} \sin \omega t; \quad (7-4)$$

$$e_{sm} = U_{sm} \sin (\omega t + \theta). \quad (7-5)$$

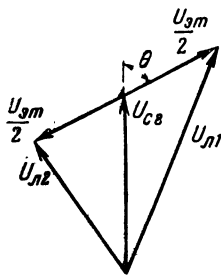
Предположим далее, что амплитуды этих двух колебаний находятся в соотношении, определяемом равенством

$$U_{c.z} = m U_{sm}. \quad (7-6)$$

Напряжение, приложенное к диодам D_1 и D_2 , может быть определено из векторной диаграммы, изображенной на фиг. 7-2. Обозначение векторов на фиг. 7-2 соответствует обозначениям напряжений на фиг. 7-1.

Векторная диаграмма, изображенная на фиг. 7-2, построена в соответствии с тем, что напряжение $\bar{U}_{c.z}$ подается на диоды D_1 и D_2 в одной и

той же фазе, а напряжения $\frac{\bar{U}_{эм}}{2}$ с каждой из половин вторичной обмотки трансформатора T_1 — в противофазе. Следовательно, вектор напряжения, приложенного к диоду L_1 и обозначенного на фиг. 7-1 \bar{U}_{L1} , равняется геометрической сумме напряжений



Фиг. 7-2. Векторная диаграмма балансного фазового детектора.

$\bar{U}_{с.з}$ и $\frac{\bar{U}_{эм}}{2}$. Напряжение, приложенное к диоду L_2 и обозначенное \bar{U}_{L2} , складывается из напряжений $\bar{U}_{с.з}$ и $-\frac{\bar{U}_{эм}}{2}$. Модули векторов \bar{U}_{L1} и \bar{U}_{L2} могут быть определены из двух треугольников, образующих векторную диаграмму фиг. 7-2. Тогда с учетом (7-6) можно написать равенства:

$$|U_{L1}| = \left| \frac{U_{эм}}{2} \sqrt{1 + 4m^2 + 4m \cos \theta} \right|; \quad (7-7)$$

$$|U_{L2}| = \left| \frac{U_{эм}}{2} \sqrt{1 + 4m^2 - 4m \cos \theta} \right|. \quad (7-8)$$

Напряжение на выходе фазового детектора U_δ равняется алгебраической сумме постоянных напряжений, образующихся на сопротивлениях R_1 и R_2 в результате детектирования напряжения \bar{U}_{L1} и \bar{U}_{L2} . Поскольку точки a и b всегда имеют положительный потенциал по отношению к средней точке c , напряжение U_δ будет равно:

$$U_\delta = |U_{L1}| - |U_{L2}|. \quad (7-9)$$

Подставив (7-7) и (7-8) в последнее равенство, получим:

$$U_\delta = \frac{U_{эм}}{2} (|\sqrt{1 + 4m^2 + 4m \cos \theta}| - |\sqrt{1 + 4m^2 - 4m \cos \theta}|). \quad (7-10)$$

Следует напомнить, что формула (7-10) правильна при коэффициенте передачи детектора, равном единице. В случае несправедливости этого предположения правая часть формулы (7-10) должна быть помножена на этот коэффициент. Полезно сравнить полученную для балансного фазового детектора зависимость $U_\delta = \mu(\theta)$, выражаемую функцией (7-10), с аналогичной характеристикой (7-3), полученной для смесителя с одним нелинейным элементом.

Общим для этих двух функций является то, что при θ , кратном $\frac{\pi}{2}$, U_δ равняется нулю, а при θ , кратном π или равном нулю, функция U_δ имеет экстремум. Абсциссы этих характерных точек не зависят от величины m . Вид функции (7-10), определяемый величиной m , необходимо знать для анализа переходных процессов и для расчета остаточной разности фаз. Последнее не имеет значения для решения задачи синхронизации частоты стабилизируемого генератора. Что касается переходных процессов, то, как показано в § 6-2, даже при простейшем виде функции $U_\delta = \mu(\theta)$, выражаемой (7-3), математический анализ связан с приближенным решением нелинейных дифференциальных уравнений. Дальнейшее усложнение этой функции не позволит довести решение задачи до конца, поэтому анализ переходных процессов в схеме ФАП с балансным фазовым детектором на основе использования функции (7-10) не может быть оправдан.

Основной интерес при анализе работы фазового детектора в системе ФАП представляет расчет величины максимального напряжения, определяющего наибольшие возможные изменения частоты стабилизируемого генератора под действием реактивной лампы, т. е. полосу удержания. Из (7-10) следует, что при изменении θ U_δ имеет наибольшее значение при $\cos \theta = 1$. Положив $\cos \theta = 1$, из (7-10) получим:

$$U_{\delta. \max} = \frac{U_{эм}}{2} [|1 + 2m| - |1 - 2m|].$$

Предположим, что $U_{эм} = \text{const}$, тогда различные величины m будут определяться изменением $U_{с.з.}$.

Пусть $m < 0,5$, т. е. $U_{с.з.} < \frac{U_{эм}}{2}$.

Тогда последнее равенство с учетом (7-6) примет вид:

$$U_{д. макс} = 2U_{с.з.} \quad (7-11)$$

При $m > 0,5$, т. е. $U_{с.з.} > \frac{U_{эм}}{2}$, получим:

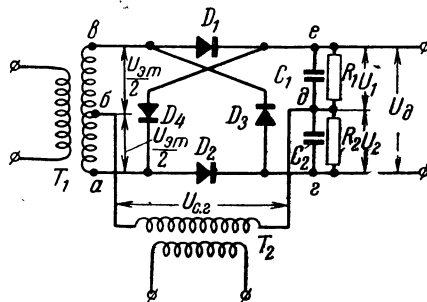
$$U_{д. макс} = U_{эм}. \quad (7-12)$$

Полученные результаты свидетельствуют о том, что максимальное напряжение на выходе фазового детектора не может превышать удвоенной величины наименьшего из напряжений, приложенных к диодам, т. е. $U_{с.з.}$ или $\frac{U_{эм}}{2}$. Таким образом, при неизменной величине наименьшего из напряжений $U_{с.з.}$ или $\frac{U_{эм}}{2}$ только увеличение амплитуды этого напряжения рационально с точки зрения увеличения полосы удержания. При достижении равенства амплитуд лишь одновременное увеличение обоих напряжений может привести к росту $U_{д. макс}$. В диапазонных устройствах, где при переходе с волн на волну изменяются амплитуды напряжений $U_{с.з.}$ и $U_{эм}$, необходимая величина $U_{д. макс}$ должна обеспечиваться для наименьшей из возможных амплитуд.

В ряде практических случаев нежелательно значительное изменение величины $U_{д. макс}$, которое может явиться следствием непостоянства амплитуды одного из напряжений, например $U_{эм}$ в диапазоне частот. Для выравнивания величины $U_{д. макс}$ достаточно обеспечить постоянство второго из напряжений, например $U_{с.з.}$, при этом амплитуда последнего должна быть меньше наименьшего возможного значения $\frac{U_{эм}}{2}$.

7-3. Кольцевой фазовый детектор

Перейдем к анализу работы кольцевого фазового детектора, схема которого изображена на фиг. 7-3. Эта схема отличается от схемы балансного фазового детектора наличием двух дополнительных цепей, содержащих детекторы D_3 и D_4 . Анализ схемы фиг. 7-3 будет произведен с теми же допущениями, которые



Фиг. 7-3. Схема кольцевого фазового детектора.

были сделаны при изучении работы балансного фазового детектора. Кроме того, должны быть сделаны следующие дополнительные предположения, упрощающие анализ:

1. Внутренние сопротивления источников напряжений $U_{с.з.}$ и $U_{эм}$ равны нулю, а внутренние сопротивления диодов, обозначаемые R_i , много меньше нагрузок $R_1 = R_2 = R$.

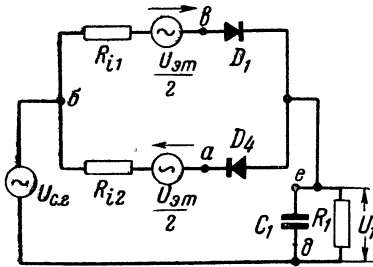
2. $C_1 = C_2 = C$.

3. Постоянные времени $R_i C$ много больше периода колебаний высокой частоты.

Рассмотрение кольцевого фазового детектора удобно произвести, разбив его на две независимые части, работающие на разные нагрузки. Как видно из фиг. 7-3, напряжение на нагрузке R_1 образуется токами, выпрямленными диодами D_1 и D_4 , а напряжение на нагрузке R_2 — токами диодов D_2 и D_3 . Независимое рассмотрение этих двух частей схемы, работающих на разные нагрузки, возможно потому, что в течение одного полупериода высокой частоты проводят лишь диоды D_1 и D_4 , а в течение второго полупериода — диоды D_2 и D_3 . Напряжение на выходе фазового

детектора может быть определено, как алгебраическая сумма напряжений на R_1 и R_2 .

Составим схему, эквивалентную части кольцевого фазового детектора, создающей напряжение U_1 на нагрузке R_1 . Как видно из схемы, изображенной на фиг. 7-4, напряжение высокой частоты, приложенное



Фиг. 7-4. Схема, эквивалентная одной половине кольцевого фазового детектора.

к диоду D_1 , равно сумме $\bar{U}_{c.z}$ и $\frac{\bar{U}_{зм}}{2}$, а напряжение, приложенное к ди-

оду D_4 , равно разности $\bar{U}_{c.z}$ и $\frac{\bar{U}_{зм}}{2}$. Кроме этого, следует учитывать, что ток, выпрямленный диодом D_1 , течет через R_1 в направлении, обратном току диода D_4 . Для напряжений схемы фиг. 7-4 полностью справедлива векторная диаграмма, изображенная на фиг. 7-2. Поэтому напряжения высокой частоты U_{D1} и U_{D4} , прикладываемые к диодам D_1 и D_4 , соответственно могут быть рассчитаны по формулам (7-7) и (7-8).

В целях упрощения математических выкладок количественный анализ работы кольцевого фазового детектора произведем для случая равенства амплитуд, подводимых к детекторам напряжений, т. е. в предположении, что

$$U_{c.z} = \frac{U_{зм}}{2} = U. \quad (7-13)$$

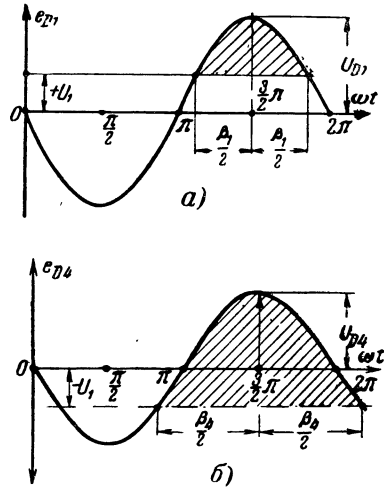
При этом условии коэффициент $m = 0,5$.

Из формул (7-7) и (7-8) получим:

$$U_{D1} = \left| 2U \cos \frac{\theta}{2} \right|; \quad (7-14)$$

$$U_{D4} = \left| 2U \sin \frac{\theta}{2} \right|. \quad (7-15)$$

Разряд конденсатора C_1 на сопротивление R_1 происходит в течение части периода высокой частоты, когда оба диода D_1 и D_4 не проводят. В остальную часть периода происходит заряд конденсатора C_1 током диода D_1 и разряд его через диод D_4 . В установившемся режиме сумма средних



Фиг. 7-5. Временные диаграммы напряжений в схеме фиг. 7-4.

а — для диода D_1 ; б — для диода D_2 .

значений токов, протекающих через точку e , должна равняться нулю и, следовательно, справедливо равенство

$$I_{D1} = I_{D4} + I_R, \quad (7-16)$$

где I_{D1} — постоянная составляющая тока, протекающего через D_1 ;

I_{D4} — постоянная составляющая тока, протекающего через D_4 .

I_R — ток разряда конденсатора C_1 на сопротивление R_1 .

Обратимся к фиг. 7-5, где даны временные диаграммы напряжений e_{D1} и e_{D4} , прикладываемых к диодам D_1 и D_4 .

На фиг. 7-5 для простоты напряжения e_{D1} и e_{D4} показаны имеющими одну и ту же фазу. Фактически их фазы различны, однако поскольку анализ ведется для средних значений токов и напряжений, сдвиг фаз между e_{D1} и e_{D4} не имеет значения.

Диаграммы построены для случая, когда $0 < \theta < \frac{\pi}{2}$, т. е., как это следует из формул (7-14) и (7-15), если $U_{D1} > U_{D4}$. Это предположение не ограничивает общности анализа. Поскольку постоянные времени RC и R_iC достаточно велики, на нагрузке R_i в установившемся режиме образуется постоянное положительное напряжение U_1 . Это напряжение создает смещение на диодах D_1 и D_4 . В результате этого диод D_1 будет проводить ток в течение времени $\frac{\beta_1}{\omega} = t_1$ (фиг. 7-5, а), а диод D_4 — в течение времени $\frac{\beta_4}{\omega} = t_4$.

При этом t_1 меньше полупериода колебаний высокой частоты, а t_4 больше этого полупериода. Постоянная составляющая тока, протекающего через диод D_1 , может быть рассчитана из равенства

$$I_{D1} = \frac{1}{2\pi R_i} \int_{-\frac{\beta_1}{2}}^{+\frac{\beta_1}{2}} \left(2U \cos \frac{\theta}{2} \cos \omega t - U_1 \right) d(\omega t). \quad (7-17)$$

Соответственно для I_{D4} можно записать:

$$I_{D4} = \frac{1}{2\pi R_i} \int_{-\frac{\beta_4}{2}}^{+\frac{\beta_4}{2}} \left(2U \sin \frac{\theta}{2} \cos \omega t + U_1 \right) d(\omega t). \quad (7-18)$$

Выше было предположено, что $R_i \ll R$. Из этого следует, что ток разряда через диод D_4 будет много больше I_R — тока разряда через сопротивление R . Тогда равенство (7-16) приближенно может быть записано в виде:

$$I_{D1} \approx I_{D4}. \quad (7-19)$$

Произведя интегрирование (7-17) и (7-18) и подставив результат в (7-19), получим:

$$\begin{aligned} \frac{2U}{U_1} \left[\cos \frac{\theta}{2} \sin \frac{\beta_1}{2} - \sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{\beta_4}{2} \right] &= \\ &= \frac{\beta_1}{2} + \frac{\beta_4}{2}. \end{aligned} \quad (7-20)$$

Из диаграмм фиг. 7-5 нетрудно получить следующие соотношения:

$$U_1 = U_{D1} \cos \frac{\beta_1}{2}; \quad (7-21')$$

$$U_1 = U_{D4} \sin \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\beta_4}{2} \right). \quad (7-21'')$$

Воспользовавшись (7-21'), (7-21''), (7-14) и (7-15), получим равенства

$$\sin \frac{\beta_1}{2} = \sqrt{1 - \frac{\left(\frac{U_1}{2U}\right)^2}{\cos^2 \frac{\theta}{2}}}; \quad (7-22)$$

$$\sin \frac{\beta_4}{2} = \sqrt{1 - \frac{\left(\frac{U_1}{2U}\right)^2}{\sin^2 \frac{\theta}{2}}}. \quad (7-23)$$

Подставив (7-22) и (7-23) в (7-20), получим:

$$\begin{aligned} \frac{2U}{U_1} \left[\cos \frac{\theta}{2} \sqrt{1 - \frac{\left(\frac{U_1}{2U}\right)^2}{\cos^2 \frac{\theta}{2}}} - \right. \\ \left. - \sin \frac{\theta}{2} \sqrt{1 - \frac{\left(\frac{U_1}{2U}\right)^2}{\sin^2 \frac{\theta}{2}}} \right] &= \\ &= \arcsin \sqrt{1 - \frac{\left(\frac{U_1}{2U}\right)^2}{\cos^2 \frac{\theta}{2}}} + \\ &+ \pi - \arcsin \sqrt{1 - \frac{\left(\frac{U_1}{2U}\right)^2}{\sin^2 \frac{\theta}{2}}}. \end{aligned} \quad (7-24)$$

В (7-24) имеются ввиду главные значения круговой функции.

Уравнение (7-24) является трансцендентным и поэтому из него в явном виде не может быть получена зависимость U_1 т. е. U_∂ от θ . Прежде чем перейти к графическому построению этой функции, определим область, в которой равенство (7-24) справедливо. Нетрудно видеть, что при не-

которых малых значениях θ вычитаемый член правой части (7-24) может иметь мнимое значение. Определим минимальное значение $\theta_{кр}$, при котором равенство (7-24) справедливо, т. е. не содержит мнимых слагаемых. Для этого приравняем подкоренное выражение нулю:

$$1 - \frac{\left(\frac{U_1}{2U}\right)^2}{\sin^2 \frac{\theta_{кр}}{2}} = 0.$$

При выполнении этого равенства из (7-21'') и (7-23) следует, что $\sin \frac{\beta_4}{2} = 0$ и $U_1 = U_{D4}$.

Физически это означает, что при некотором весьма малом значении θ амплитуда напряжения U_{D1} [см. (7-14)] превышает U_{D4} [см. (7-15)] настолько, что напряжение смещения U_1 оказывается равным U_{D4} — амплитуде напряжения высокой частоты, приложенного к диоду D_4 . В результате этого диод D_4 проводит в течение всего периода, т. е. $\frac{\beta_4}{2} = \pi$. При дальнейшем уменьшении θ , т. е. увеличении U_{D1} , U_1 становится большим U_{D4} и равенство (7-21'') перестает удовлетворяться, а следовательно, и все основывающиеся на нем соотношения оказываются несправедливыми, в том числе и уравнение (7-24).

Перейдем к определению $\theta_{кр}$. Для этого в уравнения (7-15), (7-20) и (7-22) подставим значение $\theta = \theta_{кр}$, $\frac{\beta_4}{2} = \pi$ и $U_{D4} = U_1$. Тогда из (7-20) получим:

$$\frac{2U}{U_1} \cos \frac{\theta_{кр}}{2} \sin \frac{\beta_1}{2} = \frac{\beta_1}{2} + \pi. \quad (7-25)$$

Уравнение (7-22) запишем в виде:

$$\sin \frac{\beta_1}{2} = \sqrt{1 - \frac{\left(\frac{U_1}{2U}\right)^2}{\cos^2 \frac{\theta_{кр}}{2}}}. \quad (7-26)$$

Равенство (7-15) примет следующую форму:

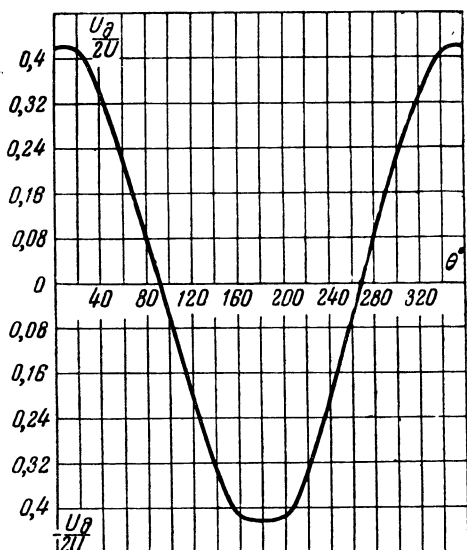
$$\frac{U_1}{2U} = \sin \frac{\theta_{кр}}{2}. \quad (7-27)$$

Совместное решение уравнений (7-25) — (7-27) относительно $\theta_{кр}$ приводит к следующему равенству:

$$\begin{aligned} \sqrt{\operatorname{ctg}^2 \frac{\theta_{кр}}{2} - 1} = \\ = \arccos \operatorname{tg} \frac{\theta_{кр}}{2} + \pi. \end{aligned} \quad (7-28)$$

Решив графическим методом это уравнение, получим, что оно удовлетворяется при $\theta_{кр} = 24^\circ 30'$. Таким образом, зависимость $\frac{U_1}{2U}$ от θ может быть построена графически по уравнениям (7-20) и (7-24). Для этого, задавшись определенным значением $\frac{U_1}{2U}$, следует построить зависимости обеих частей уравнения (7-24) от θ . Абсцисса точки пересечения этих двух кривых будет равна значению θ , удовлетворяющему (7-24) при заданном значении $\frac{U_1}{2U}$. Повторив такое построение несколько раз, можно получить график зависимости $\frac{U_1}{2U}$ от θ для $90^\circ > \theta > 24^\circ 30'$. При $\theta < 24^\circ 30'$ аналогичное графическое решение должно быть применено к уравнению (7-20), если положить в нем $\frac{\beta_4}{2} = \pi$, а $\sin \frac{\beta_1}{2}$ и $\frac{\beta_1}{2}$ определить из (7-22). В результате этих построений может быть получено графическое изображение зависимости $\frac{U_1}{2U}$ от θ . Для того чтобы получить искомую зависимость выходного напряжения фазового детектора U_∂ от θ , необходимо определить напряжение U_2 (фиг. 7-3). Выше было предположено, что $U_{D1} > U_{D4}$ и, следовательно, $U_1 > 0$, т. е. потенциал точки e выше потенциала точки d . Из фиг. 7-3 нетрудно видеть, что на детектор D_3 подается напряжение, равное U_{D1} , а на D_2 — напряжение, равное U_{D4} . Это приводит к тому, что в рассматриваемом случае, когда $\frac{\pi}{2} > \theta > 0$, точка d будет иметь потенциал более высокий, чем точка z . Тогда напряжение U_∂ будет равно арифметической сумме напряжений U_1 и U_2 . Очевидно, что вследствие полной симметрии схемы

$U_1 = U_2 = \frac{U_d}{2}$. Таким образом, при $\frac{\pi}{2} > \theta > 0$ зависимость $\frac{U_d}{2U_y}$ от θ будет изображаться таким же графиком, что и зависимость $\frac{U_1}{2U_y}$ от θ , но с удвоенными значениями ординат.



Фиг. 7-6. Зависимость $\frac{U_d}{2U}$ от θ .

График этой функции при $\pi > \theta > \frac{\pi}{2}$ в силу полной симметрии схемы не отличается по форме от полученного из (7-24) и (7-28), с той лишь разницей, что $U_d < 0$. На фиг. 7-6 изображен построенный в безразмерных единицах график функции $\frac{U_d}{2U} = \mu_1(\theta)$. Изменением масштаба оси ординат на этом графике может быть получена характеристика кольцевого фазового детектора, т. е. графическое изображение функции $U_d = \mu(\theta)$.

Из построения графика фиг. 7-6 следует, что при $\theta < 24^\circ 30'$, т. е. при максимальных значениях U_d крутизна характеристики фазового детектора резко снижается. Физически это объясняется тем, что при малых значениях $\theta < \theta_{кр}$ происходит непрерывный разряд конденсаторов через проводящие диоды. В рассмотренном случае такими проводящими разрядный ток дио-

дами были D_4 и D_2 . Характеристика кольцевого фазового детектора имеет наибольшие и нулевые значения при тех же абсциссах θ , что и рассмотренные ранее типы фазовых детекторов.

Полезно сравнить максимальные напряжения, вырабатываемые кольцевым и балансным фазовыми детекторами при одинаковых амплитудах сравниваемых напряжений. Как видно из графика фиг. 7-6, максимальное напряжение на выходе кольцевого фазового детектора $U_{d\max} = 0,44 \cdot 2U$. Из сравнения этой величины с (7-11) при учете (7-13) можно сделать вывод о том, что $U_{d\max}$ у балансного фазового детектора примерно в 2 раза больше, чем у кольцевого.

Таким образом, выигрыш, получаемый в степени подавления побочных колебаний при использовании кольцевого фазового детектора, связан с почти двукратным уменьшением полосы удержания по сравнению с балансным фазовым детектором.

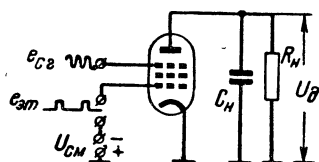
Проведенный анализ работы кольцевого фазового детектора основывался на методе, изложенном в [Л. 35].

7-4. Импульсный фазовый детектор в схеме фазовой автоподстройки частоты

Перейдем к рассмотрению так называемого импульсного фазового детектора, одна из возможных схем которого описана в [Л. 47]. Системы ФАП с фазовыми детекторами, рассмотренными выше, могут работать лишь при равенстве частот эталонного и стабилизируемого генераторов в установившемся режиме. Однако, в значительной части радиоустройств необходимо обеспечить синхронизацию колебаний стабилизируемого генератора не на одной, а на значительном количестве частот, расположенных в определенном диапазоне.

Как можно видеть из описаний схем, приведенных в гл. 10, проблема стабилизации такого дискретного множества частот решается довольно сложными техническими средствами. Сложность такого рода схем существенно возрастает при стремлении уменьшить количество кварцев в уст-

ройте, образующем эталонные частоты. Если необходимо обеспечить синхронизацию N частот с интервалом между соседними частотами x , то это можно сделать, используя в качестве эталонных частот гармоники кварцованного генератора, работающего на основной частоте $f_{эм} = x$. Однако для этого требуется ввести в схему элементы фильтрации с тем, чтобы на фазовый детектор не попадали напряжения неиспользуемых гармоник. Это также приводит к усложнению устройства.

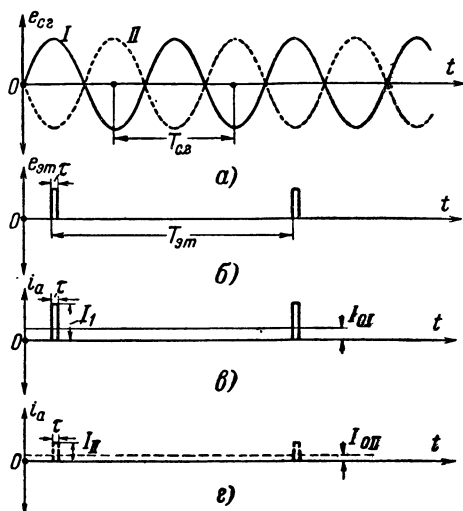


Фиг. 7-7. Схема импульсного фазового детектора.

Схема ФАП может быть значительно упрощена, если устранить необходимость фильтрации гармоник генератора эталонных частот, т. е. подавать от последнего на фазовый детектор несинусоидальное импульсное напряжение. Частота повторения при этом выбирается равной x , а фазовый детектор должен обеспечивать синхронизацию колебаний стабилизируемого генератора на частотах, кратных x . Применение рассмотренных ранее фазовых детекторов для этой цели невозможно, так как при этом происходит непрерывное изменение разности фаз между колебаниями стабилизируемого генератора и всеми гармониками эталонного генератора, кроме имеющей частоту $f_{эм} = f_{с.з.}$. В результате напряжение на выходе фазового детектора также не может быть постоянным и эффективная работа ФАП не обеспечивается.

Поставленная задача синхронизации частоты колебаний стабилизируемого генератора на частотах, кратных $f_{эм}$, решается применением импульсного фазового детектора, упрощенная схема которого изображена на фиг. 7-7. В качестве импульсного фазового детектора может быть использован высокочастотный пентод, имеющий вывод защитной (третьей) сетки. На эту

сетку поступает напряжение с контура стабилизируемого генератора. На управляющую сетку периодически подаются импульсы, частота повторения которых $f_{эм} = x$. Стабильность рабочей частоты будет определяться в этой схеме стабильностью частоты повторения $f_{эм}$. Следовательно, для получения высокой стабильности частота повторения должна задаваться квар-



Фиг. 7-8. Временные диаграммы для импульсного фазового детектора.

а — напряжение на защитной (третьей) сетке; б — напряжение на управляющей сетке; в — максимальные импульсы анодного тока; г — минимальные импульсы анодного тока.

цованным автогенератором, работающим на частоте $f_{эм}$. Генерируемые колебания должны преобразовываться одним из известных способов в импульсы малой длительности, следующие с частотой повторения, равной $f_{эм}$. Напряжение $U_{с.з.}$ (фиг. 7-7) выбирается таким образом, чтобы в отсутствие импульсов ток в анодной цепи был равен нулю. В момент действия импульсов напряжения на управляющей сетке лампы в анодной цепи появляются импульсы тока. Величина последних при данной амплитуде импульсов напряжения на управляющей сетке будет определяться потенциалом защитной сетки, т. е. мгновенным значением напряжения стабилизируемого генератора в моменты действия импульсов.

На фиг. 7-8 изображены временные диаграммы напряжений на защитной

и управляющей сетках, мгновенные значения которых обозначены соответственно $e_{c.z}$ и $e_{эм}$, а также временные диаграммы анодного тока i_a .

На фиг. 7-8 частота $f_{эм}$ выбрана в 2 раза меньшей, чем $f_{c.z}$. Рассмотрим, как будут изменяться импульсы анодного тока в зависимости от величины напряжения $e_{c.z}$ в момент действия импульса напряжения $e_{эм}$. Представим, что импульсы $e_{эм}$ действуют в моменты, когда напряжение $e_{c.z}$ имеет максимальное положительное значение. В этом случае напряжение $e_{c.z}$ может быть изображено кривой I на фиг. 7-8,а, а напряжение $e_{эм}$ — на фиг. 7-8,б. Будем считать, что крутизна анодно-сеточной характеристики лампы пропорциональна напряжению на защитной сетке $e_{c.z}$. Тогда нетрудно понять, что рассмотренный случай взаимного расположения на временных диаграммах напряжений $e_{c.z}$ (кривая I) и $e_{эм}$ соответствует максимально возможным значениям импульсов анодного тока, имеющих амплитуду I_1 (фиг. 7-8,в). Импульсы анодного тока будут иметь наименьшие из возможных значений, если напряжение $e_{c.z}$ будет сдвинуто по фазе на 180° по отношению к кривой I , т. е. будет следовать кривой II фиг. 7-8,а. В этом случае временная диаграмма импульсов анодного тока будет изображаться фиг. 7-8,г, а амплитуда будет равна I_{II} . Таким образом, ясно, что величина i_a определяется тем, при каком мгновенном значении, т. е. фазе колебания $e_{c.z}$, действует импульс $e_{эм}$. При соответствующем выборе постоянной времени $R_n C_n$ (фиг. 7-7) можно обеспечить независимость напряжения на выходе фазового детектора от мгновенных значений $e_{c.z}$ и $e_{эм}$. Следовательно, при неизменной величине импульсов анодного тока напряжение на выходе импульсного фазового детектора будет постоянным, т. е.

$$U_\partial = I_0 R_n, \quad (7-29)$$

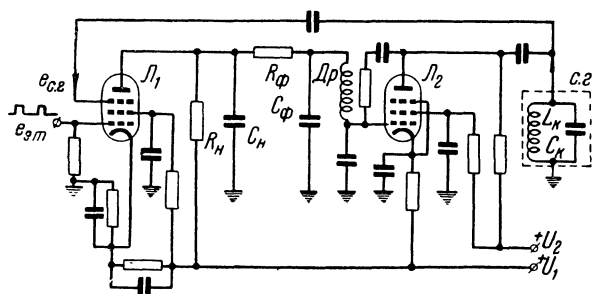
где I_0 — постоянная составляющая анодного тока;

R_n — нагрузка фазового детектора.

Если бы анализу подвергался обычный фазовый детектор, то, зная зависимость I_0 от разности фаз приложенных напряжений, можно в соответствии с (7-29) получить аналитическую зависимость, определяющую характеристику фазового детектора. В импульсном фазовом детекторе, строго говоря, нельзя определить разность фаз, поскольку гармоническое колебание сравнивается с негармоническим. Однако, так как оба колебания являются периодическими, при анализе установившегося режима достаточно ограничиться рассмотрением процессов, происходящих в течение того периода колебаний стабилизируемого генератора, в течение части которого действует импульс $e_{эм}$. Если при этом предположении за начало отсчета времени выбрать момент, когда фаза синусоидального напряжения равняется нулю, то взаимное временное расположение функций $e_{c.z}$ и $e_{эм}$ может быть охарактеризовано фазой колебания $e_{c.z}$ в момент действия импульса. Именно в таком представлении при дальнейшем анализе используется понятие о разности фаз колебаний $e_{c.z}$ и $e_{эм}$, обозначаемой в дальнейшем θ . Разность фаз колебаний $e_{c.z}$ и $e_{эм}$, изображенных на кривой I фиг. 7-8,а и 7-8,б, равняется $\theta = \frac{\pi}{2}$, а для кривой II фиг. 7-8,а и 7-8,б равняется $\theta = \frac{3}{2}\pi$.

Таким образом, при данных параметрах схемы величина импульса анодного тока будет зависеть лишь от угла θ , определяющего величину $e_{c.z}$ в момент действия импульса $e_{эм}$.

Для определения характеристики импульсного фазового детектора по соображениям, аналогичным приведенным при анализе обычных фазовых детекторов, необходимо предположить, что частота $\omega_{c.z}$ является величиной, кратной $\omega_{эм}$. Только при этом предположении исключается зависимость U_∂ от времени, поскольку амплитуда импульса анодного тока будет определяться величиной θ и не будет зависеть от времени.



Фиг. 7-9. Схема ФАП с импульсным фазовым детектором.

Количественный анализ импульсного фазового детектора начнем с рассмотрения случая, когда τ — длительность прямоугольного импульса напряжения $e_{эп}$ — много меньше периода колебаний стабилизируемого генератора $T_{с.г.}$. В этом случае при отсутствии каких-либо дополнительных линейных или нелинейных искажений импульсы анодного тока также будут прямоугольными с длительностью, равной τ .

Будем считать, что при нулевом напряжении на защитной сетке амплитуда импульсов анодного тока равняется I . Тогда при изменении напряжения $e_{с.г.}$ по синусоидальному закону в зависимости от θ будет изменяться крутизна лампы, а следовательно, и амплитуда импульсов анодного тока. Последняя будет изменяться в соответствии с равенством

$$I_{\theta} = I(1 + a \sin \theta), \quad (7-30)$$

где I_{θ} — амплитуда импульсов анодного тока при разности фаз, равной θ ;

a — величина, определяющая наибольшие отклонения амплитуды импульсов анодного тока от среднего значения I .

Очевидно, что величина a определяется выбранным режимом работы лампы. Для простоты дальнейшего анализа предположим $a=1$. Это означает, что в моменты наименьшего напряжения на защитной сетке лампа запирается и I_{θ} становится равным нулю.

Постоянная составляющая анодного тока, протекающая через сопротив-

ление нагрузки $R_{н.}$, может быть определена как

$$I_{\theta} = \frac{1}{T_{эп}} \int_0^{\tau} I_{\theta} dt = \frac{\tau}{T_{эп}} I_{\theta}. \quad (7-31)$$

Подставив I_{θ} из (7-30) в (7-31), получим:

$$I_{\theta} = \frac{\tau(1 + \sin \theta)}{T_{эп}} I. \quad (7-32)$$

Характеристика импульсного фазового детектора, определяемая равенством (7-29), в рассматриваемом случае, т. е. при малых значениях τ , с учетом (7-32) примет вид:

$$U_{\theta} = A(1 + \sin \theta), \quad (7-33)$$

где A — коэффициент пропорциональности, равный:

$$A = \frac{\tau I R_{н.}}{T_{эп}}. \quad (7-34)$$

Получив основные соотношения, характеризующие работу импульсного фазового детектора, обратимся к описанию изображенной на фиг. 7-9 схемы автоматической подстройки частоты, основанной на использовании этого вида фазового детектора. На этой схеме L_1 — лампа, используемая в качестве импульсного фазового детектора, L_2 — реактивная лампа, с. г. — контур стабилизируемого генератора. Катод L_1 имеет положительный потенциал по отношению к управляющей сетке, обеспечивающий запирание лампы в отсутствие импульсов $e_{эп}$. Сопротивление $R_{н.}$ и конденсатор $C_{н.}$ образуют нагрузку фазового детектора, напряжение с которой через фильтр нижних частот $R_{ф.}C_{ф.}$ подается на управляющую сетку реактивной лампы L_2 . Дроссель высокой частоты Dr необходим для устранения влияния емкости $C_{ф.}$ на работу реактивной лампы.

Для нормальной работы реактивной лампы необходимо, чтобы напряжение на ее управляющей сетке было отрицательным. Между тем, как следует из (7-33), импульсный фазовый детектор вырабатывает положитель-

ное напряжение с постоянной составляющей, равной A . Поэтому при выборе смещения на сетке реактивной лампы следует учитывать величину напряжения A . Таким образом, последовательно с U_0 необходимо ввести постоянное отрицательное напряжение, по абсолютной величине большее, чем A . Для этого в схеме фиг. 7-9 в катодную цепь лампы L_2 включено сопротивление, на котором током лампы создается необходимое смещение.

В результате управляющее напряжение на сетке реактивной лампы, отсчитываемое от постоянного напряжения между сеткой и катодом, будет равно:

$$U_y = A \sin \theta. \quad (7-35)$$

Из рассмотрения схемы фиг. 7-9 также следует, что анод реактивной лампы L_2 будет иметь положительный потенциал по отношению к катоду лишь при выполнении условия $U_2 > U_1$.

При работе в схеме автоматической подстройки частоты на фазовый импульсный детектор от стабилизируемого генератора и эталонного генератора импульсов подаются напряжения, частоты которых в процессе установления, вообще говоря, не равны и не находятся в кратном отношении. Из фиг. 7-8 ясно, что в этом случае импульсы будут действовать в моменты, когда напряжение $e_{c,2}$ имеет различные значения. Это означает, что разность фаз θ , для каждого импульса отсчитываемая от начала соответствующего периода напряжения $e_{c,2}$, будет изменяться с течением времени. Тогда напряжение на выходе фазового детектора в соответствии с (7-33) будет функцией времени. Под влиянием напряжения U_y реактивная лампа изменяет частоту стабилизируемого генератора до тех пор, пока частоты напряжений $e_{c,2}$ и $e_{ам}$ не станут кратными. При этом установится постоянное значение θ , обеспечивающее подачу на реактивную лампу постоянного напряжения такой величины, которая необходима для компенса-

ции начальной расстройки стабилизируемого генератора.

В системах ФАП, использующих импульсный фазовый детектор, схватывание частоты стабилизируемого генератора, так же как и ее удержание, может осуществляться лишь в определенных пределах начальных расстроек. Полоса удержания ограничивается величиной максимального напряжения, вырабатываемого импульсным фазовым детектором, при условии, что характеристика реактивной лампы представляется в виде прямой, имеющей крутизну S_y . Тогда Δf_y — величину полосы удержания — можно определить, помножив максимально возможное значение U_y на S_y . Положив в (7-35) $\sin \theta = 1$ и заменив A равенством (7-34), получим:

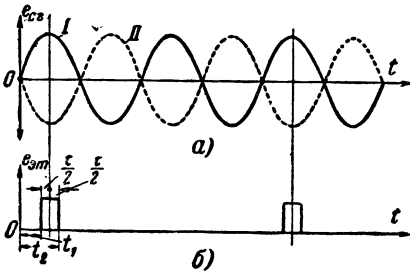
$$\Delta f_y = \frac{\tau I R_n}{T_{ам}} S_y. \quad (7-36)$$

Величина полосы схватывания определяется параметрами фильтра нижних частот. Полоса пропускания этого фильтра должна быть меньше $f_{ам}$. В противном случае напряжение гармоник, частота которой отличается на $f_{ам}$ от частоты синхронизации, проникнет на сетку управляющей лампы и вызовет паразитную частотную модуляцию колебаний стабилизируемого генератора. Для устранения подобных явлений целесообразно выбирать возможно большие значения R_ϕ и C_ϕ . Однако это неизбежно приводит к уменьшению полосы схватывания, поскольку в системах ФАП в процессе установления через фильтр R_ϕ - C_ϕ передаются переменные напряжения.

Выше было предположено, что длительность импульса τ много меньше периода колебаний стабилизируемого генератора. Если это соотношение выполняется для наивысшей частоты диапазона стабилизируемого генератора, то и на всех других более низких частотах, кратных $f_{ам}$, принципиально возможна синхронизация при выбранной малой длительности импульса. Однако при этом следует учитывать, что уменьшение длительности импульсов приводит, как видно

из формулы (7-35), к уменьшению напряжения U_y , а следовательно, к сокращению полос удержания и схватывания. Учитывая это, следует проанализировать работу импульсного фазового детектора, когда неравенство $\tau \ll T_{c.z}$ не выполняется. Для этого введем коэффициент, определяющий отношение длительности импульса к периоду колебаний стабилизируемого генератора. Обозначив этот коэффициент через n , можем написать:

$$n = \frac{\tau}{T_{c.z}}. \quad (7-37)$$



Фиг. 7-10. Временная диаграмма для импульсного фазового детектора в случае, когда импульс имеет конечную длительность.

При увеличении n характеристика фазового детектора не может рассчитываться по (7-33), так как при выводе этого соотношения было предположено, что $\tau \ll T_{c.z}$. Поэтому следует найти аналитическую зависимость, определяющую характеристику фазового детектора, когда величина τ сравнима с $T_{c.z}$. В этом случае при определении постоянной составляющей тока, протекающего через нагрузку R_n , нельзя считать импульс действующим мгновенно. Между тем условно принятое выше понятие о разности фаз θ является однозначным лишь в том случае, если импульс действует мгновенно. Для разрешения этого противоречия условимся только при определении разности фаз θ считать, что импульс действует мгновенно по прошествии времени $\frac{\tau}{2}$ после начала его действия. Из этого следует, что θ не зависит от длительности импульса τ . Тогда, отсчитывая θ , как и ранее, от начала соответствующего периода, можно считать, что при любом τ разность

фаз колебаний $e_{c.z}$ и $e_{\text{эм}}$, изображенных на кривой I фиг. 7-10,а и 7-10,б равняется $\frac{\pi}{2}$, а для кривой II фиг. 7-10,а $\theta = \frac{3}{2}\pi$.

Время начала действия импульса t_1 будет равно:

$$t_1 = \frac{\theta - \frac{\Delta\theta}{2}}{\omega_{c.z}}, \quad (7-38)$$

где

$$\Delta\theta = \omega_{c.z}\tau. \quad (7-39)$$

Аналогично время окончания импульса t_2 будет равно:

$$t_2 = \frac{\theta + \frac{\Delta\theta}{2}}{\omega_{c.z}}. \quad (7-40)$$

Для определения среднего значения анодного тока I_1 (фиг. 7-9) следует вычислить интеграл

$$I_0 = \frac{1}{T_{\text{эм}}} \int_{t_1}^{t_2} I(1 + \sin \omega_{c.z}t) dt.$$

Произведя интегрирование, придем к равенству

$$I_0 = \frac{I}{T_{\text{эм}}} \left[(t_2 - t_1) - \frac{1}{\omega_{c.z}} \cos \omega_{c.z}t_2 + \frac{1}{\omega_{c.z}} \cos \omega_{c.z}t_1 \right].$$

Воспользовавшись (7-29), (7-38), (7-39) и (7-40), из последнего равенства получим уравнение, определяющее характеристику фазового детектора:

$$U_{\partial} = \frac{IR_n}{T_{\text{эм}}} \left[\frac{\Delta\theta}{\omega_{c.z}} - \frac{1}{\omega_{c.z}} \cos \left(\theta + \frac{\Delta\theta}{2} \right) + \frac{1}{\omega_{c.z}} \cos \left(\theta - \frac{\Delta\theta}{2} \right) \right]. \quad (7-41)$$

Из (7-41) для заданных значений I , R_n , $T_{\text{эм}}$, $\Delta\theta$ может быть рассчитана зависимость U_{∂} от θ . Аналогично (7-35) величина управляющего напряжения может быть определена из равенства

$$U_y = \frac{IR_n}{T_{\text{эм}}\omega_{c.z}} \left[\cos \left(\theta - \frac{\Delta\theta}{2} \right) - \cos \left(\theta + \frac{\Delta\theta}{2} \right) \right]. \quad (7-42)$$

При малых значениях $\Delta\theta$, когда $\sin \Delta\theta \approx \Delta\theta$, формула (7-42) приводится к (7-35). Это закономерно, поскольку малые значения $\Delta\theta$ являются следствием малой длительности импульсов τ , а неравенство $\tau \ll T_{c.z}$ было использовано при выводе формулы (7-35).

Для оценки эффективности импульсного фазового детектора определим разность между возможными максимальными и минимальными величинами U_y . Знание этой разности позволит судить о возможных наибольших изменениях управляющего напряжения, т. е. о величине полосы удержания. Исследуем (7-42) на максимум и минимум как функцию θ .

Приравняв $\frac{dU_y}{d\theta}$ нулю, получим равенство

$$\sin\left(\theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) = \sin\left(\theta + \frac{\Delta\theta}{2}\right).$$

Очевидно, что последнее уравнение в пределах одного периода удовлетворяется при значениях θ , равных $\frac{\pi}{2}$ и $\frac{3}{2}\pi$.

При каком из этих двух значений U_y будет иметь максимальное ($U_{y. макс}$) или минимальное ($U_{y. мин}$) значения, определяется величиной $\Delta\theta$. Для настоящего анализа необходимо знать наибольшее абсолютное значение разности максимального и минимального напряжений U_y при данном значении $\Delta\theta$. Подставив в (7-42) значения θ , равные $\frac{\pi}{2}$ и $\frac{3}{2}\pi$, получим формулу для определения абсолютного значения наибольшего возможного изменения U_y в зависимости от θ .

Пределав необходимые преобразования и учтя (7-39), получим:

$$\begin{aligned} |U_{y. макс} - U_{y. мин}| &= \frac{2IR_n T_{c.z}}{\pi T_{эт}} \times \\ &\times \left| \sin \pi \frac{\tau}{T_{c.z}} \right|, \end{aligned} \quad (7-43)$$

где

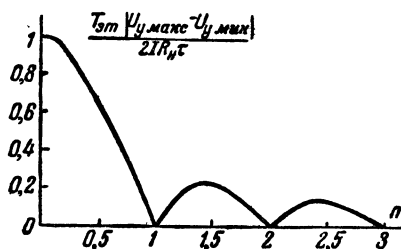
$$T_{c.z} = \frac{2\pi}{\omega_{c.z}}.$$

Эффективность работы системы ФАП с импульсным фазовым детектором будет определяться, как видно

из (7-43), соотношением величин τ и $T_{c.z}$. Отсюда вытекает некоторое различие в подходе к проектированию систем ФАП, предназначенных для работы в достаточно широком диапазоне частот, по сравнению с аналогичной задачей стабилизации в узком диапазоне частот.

Для анализа работы ФАП в широком диапазоне частот введем коэффициент n , определяемый равенством (7-37), и представим (7-43) в следующей форме:

$$|U_{y. макс} - U_{y. мин}| = \frac{2IR_n \tau}{\pi T_{эт}} \frac{|\sin \pi n|}{n}. \quad (7-44)$$



Фиг. 7-11. Зависимость $\frac{T_{эт} |U_{y. макс} - U_{y. мин}|}{2IR_n \tau}$ от n .

При работе в диапазоне частот величина n является переменной.

График функции (7-44) изображен на фиг. 7-11 с измененным масштабом оси ординат. Как видно из этого графика, функция (7-44) при n , равном любому целому числу, большему нуля, обращается в нуль. Из этого следует, что ни на одной из фиксированных частот в диапазоне стабилизируемого генератора величина τ не должна быть кратной $T_{c.z}$. При $n \rightarrow 0$ функция (7-44) имеет наибольшее значение, равное:

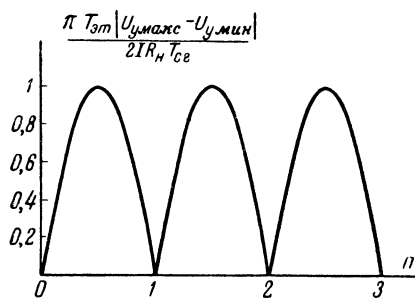
$$|U_{y. макс} - U_{y. мин}|_{\max} = \frac{2IR_n \tau}{T_{эт}}.$$

Из фиг. 7-11 видно, что для обеспечения нормальной работы ФАП в широком диапазоне частот необходимо τ выбирать таким образом, чтобы на высшей частоте диапазона стабилизируемого генератора величина n была меньше единицы. Тогда на всех остальных более низких частотах n

будет еще меньше и, как это следует из графика фиг. 7-11, эффективная работа ФАП будет обеспечена во всем диапазоне частот.

При необходимости стабилизации на фиксированной частоте или в узком диапазоне, когда можно считать $T_{с.г}$ неизменным, длительность импульса следует определять из графика фиг. 7-12, построенного по несколько видоизмененной формуле (7-44):

$$\left| U_{у.макс} - U_{у.мин} \right| = \frac{2IR_H T_{с.г}}{\pi T_{эм}} \left| \sin \pi n \right|. \quad (7-45)$$



Фиг. 7-12. Зависимость $\frac{\pi T_{эм} |U_{у.макс} - U_{у.мин}|}{2IR_H T_{с.г}}$ от n .

В этом случае величина n может быть выбрана несколько больше единицы, поскольку $T_{с.г}$, а следовательно, и n меняются в незначительных пределах. При малых изменениях n всегда может быть выбран такой режим, при котором функция (7-45) ни на одной из частот стабилизируемого генератора в нуль не обращается. Из графика фиг. 7-12 видно, что одинаковый перепад управляющего напряжения может быть получен при $n = 0,5m$, где m — любое нечетное число. Таким образом, для стабилизации колебаний, имеющих равные наивысшие частоты, при работе в узком диапазоне допустимо использование импульсов большей длительности, чем при работе в широком диапазоне частот. Возможность увеличения длительности импульсов существенно облегчает задачу их формирования.

Помимо трудностей, связанных с формированием импульсов малой длительности, при повышении частоты

стабилизируемого генератора возникает также проблема обеспечения синхронизации на нужной, а не на соседней гармонике частоты повторения импульсов. Сказанное удобно пояснить на численном примере.

Пусть $f_{с.г}$ изменяется в пределах от $f_{с.г.мин} = 200$ кГц до $f_{с.г.макс} = 20$ мГц. В этом диапазоне должна быть обеспечена синхронизация частот, отличающихся друг от друга на $f_{эм} = 50$ кГц. Для этого частоту повторения импульсов необходимо выбрать равной $f_{эм} = 50$ кГц. В соответствии с графиком фиг. 7-11 примем $n = 0,5$. Тогда длительность импульса $\tau = 0,5 \cdot \frac{10^6}{20 \cdot 10^6} = \frac{1}{40}$ мсек. Такой длительности импульс может быть практически осуществлен при помощи специальных схем.

При синхронизации частоты, равной 20 мГц, отношение $\frac{f_{с.г}}{f_{эм}}$ равно 400. Однако синхронизация возможна также при $\frac{f_{с.г}}{f_{эм}}$, равном любому другому целому числу. В частности, если начальная расстройка стабилизируемого генератора равна $f_{эм}$, то синхронизация произойдет на частоте, равной 20 050 кГц, при этом $\frac{f_{с.г}}{f_{эм}} = 401$.

Для того чтобы исключить возможность ложной синхронизации, необходимо обеспечить такую стабильность частоты стабилизируемого генератора, при которой начальная расстройка на всех частотах диапазона не превышает $\frac{f_{эм}}{2}$. Это означает, что относительная нестабильность частоты $f_{с.г}$ должна быть не более $\frac{f_{эм}}{2f_{с.г.макс}}$ на высшей частоте диапазона.

В рассматриваемом примере для нормальной работы ФАП должна быть обеспечена относительная нестабильность частоты стабилизируемого генератора, меньшая $\frac{50}{2 \cdot 20\,000} = 1\,250 \cdot 10^{-6}$. Это требование может быть выполнено известными методами параметрической стабилизации. Однако ясно,

что при дальнейшем увеличении отношения $f_{с.г. макс}$ к $f_{эт}$ необходимая стабильность частоты стабилизируемого генератора может оказаться практически недостижимой. Это обстоятельство при заданном интервале между синхронизируемыми частотами ограничивает величину наивысшей ча-

стоты стабилизируемого генератора,

В заключение этого параграфа укажем, что в литературе [Л. 36] приведен анализ переходных процессов в системе ФАП с импульсным фазовым детектором, схема которого несколько отлична от приведенной на фиг. 7-9.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ ГЕТЕРОДИНА В ПРИЕМНИКАХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

8-1. Основные сведения

В предыдущих главах рассматривались вопросы, связанные с автоматической подстройкой частоты при непрерывном генерировании колебаний эталонным и стабилизируемым генераторами. Условие непрерывности позволяло не рассматривать влияние переходных процессов в элементах системы на установившийся режим. Однако автоматическая подстройка частоты широко применяется также в устройствах, использующих импульсный метод радиопередачи, как, например, в радиолокационной и связной аппаратуре.

При импульсной работе передатчик излучает радиоимпульсы, т. е. высокочастотные колебания малой длительности. Период повторения радиоимпульсов, как правило, много больше их длительности.

Для неискаженного воспроизведения импульсных сигналов приемное устройство должно иметь достаточно широкую полосу пропускания. Величина последней определяется длительностью и формой импульса, допустимой степенью искажений, а также требованием получения желательного соотношения между уровнями сигнала и помехи.

Нестабильность несущей частоты радиоимпульса при неизменной настройке приемника заставляет расширять полосу пропускания на удвоенную величину максимального отклонения частоты от номинального значения. Это объясняется тем, что составляю-

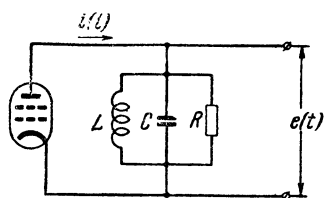
щие спектра радиоимпульса располагаются симметрично относительно несущей частоты и всегда отстоят от нее на величины, кратные частоте повторения [Л. 37]. Изменение несущей частоты приводит к сдвигу всех составляющих спектра, вызывая необходимость соответствующего расширения полосы пропускания приемника. Последнее нежелательно, так как приводит к понижению помехоустойчивости. Из сказанного очевидна целесообразность возможно более точного поддержания настройки приемника на несущую частоту радиоимпульсов.

Практическое применение в импульсной аппаратуре получили схемы частотной автоподстройки с резонансными дискриминаторами. Поэтому в настоящей главе анализ процессов, возникающих в системе АПЧ под действием импульсных сигналов, производится лишь для схем частотной автоподстройки.

Для того, чтобы понять особенности работы ЧАП при воздействии импульсных колебаний, необходимо рассмотреть работу дискриминатора и управляющего элемента в отдельности. Ниже рассматривается случай, когда система ЧАП используется для подстройки частоты непрерывных колебаний гетеродина приемника по несущей частоте принимаемых импульсных сигналов. Существенное значение имеет выбор постоянных времени цепей нагрузок диодов дискриминатора. Если эти постоянные времени выбраны значительно большими, чем период

повторения радиопульсов, то диоды дискриминатора работают как пиковые детекторы. При этом напряжение на выходе дискриминатора будет постоянным и величина его определится разностью между эталонной и несущей частотами так же, как и в случае непрерывных колебаний.

Отсюда ясно, что в рассматриваемом случае наличие на входе дискриминатора импульсных колебаний вместо непрерывных не вносит каких-либо особенностей в работу управляющего элемента.



Фиг. 8-1. Схема одиночного резонансного контура.

Анализ работы дискриминаторов при воздействии импульсных колебаний основывается на методах исследования переходных процессов в электрических цепях. В рамках настоящей книги нет возможности изложить математический аппарат, используемый при исследовании переходных процессов. Поэтому необходимые сведения из теории операционного исчисления приводятся без выводов и должны быть дополнены изучением общей теории переходных процессов по специальной литературе [Л. 38 и 39].

Прежде чем анализировать работу дискриминаторов, рассмотрим воздействие радиопульсов на одиночный колебательный контур.

Представим, что в анодную цепь лампы включен контур (фиг. 8-1). Мгновенное значение переменной составляющей анодного тока обозначим через $i(t)$, а мгновенное значение возникающего на контуре переменного напряжения — через $e(t)$.

В дальнейшем предполагается, что параметры контура: индуктивность, емкость и сопротивление, — величины постоянные, не зависящие от времени и от протекающего тока.

Для удобства выкладок нагрузка и собственные потери в контуре, изображенном на фиг. 8-1, представ-

лены сопротивлением R , включенным параллельно L и C .

Как известно, при этих предположениях значения тока и напряжения на контуре определяются линейным дифференциальным уравнением. Для решения последнего могут быть применены методы операционного исчисления, которые основываются на преобразовании Лапласа.

Напомним, что для преобразования функции $\varphi(t)$ по Лапласу необходимо вычислить интеграл

$$\bar{\varphi}(p) = \int_0^{\infty} \varphi(t) e^{-pt} dt, \quad (8-1)$$

где $\bar{\varphi}(p)$ — преобразованная функция, называемая также изображением функции $\varphi(t)$;

$\varphi(t)$ — исходная функция, называемая также оригиналом, причем предполагается, что при $t < 0$ $\varphi(t) = 0$.

Применение операционного метода позволяет, не составляя в явной форме дифференциального уравнения, получить зависимости между функциями, записанными в преобразованном по Лапласу виде, а затем совершить переход от изображений к оригиналам интересующих нас функций [Л. 40].

Дальнейшее упрощение решений задач, связанных с переходными процессами в электрических цепях, дает введение понятия операторного импеданса. Операторным импедансом цепи называется отношение преобразованного напряжения, действующего на зажимах системы, к преобразованному току через эти же точки схемы.

Если обозначить: $z(p)$ — операторный импеданс; $\bar{e}(p)$ — изображение функции $e(t)$; $\bar{i}(p)$ — изображение функции $i(t)$, то на основании вышеуказанного можно записать:

$$\bar{e}(p) = z(p) \bar{i}(p). \quad (8-2)$$

Для определения $z(p)$ необходимо знать операторные импедансы отдельных элементов цепи, т. е. индуктивности, емкости и сопротивления.

Напряжение и ток в катушке индуктивности связаны дифференциальным уравнением

$$e = L \frac{di}{dt}, \quad (8-3)$$

где e — мгновенное значение напряжения на катушке;

i — мгновенный ток в катушке;

L — индуктивность катушки.

Умножив обе части равенства (8-3) на e^{-pt} и проинтегрировав полученную функцию в пределах от 0 до ∞ , придем к равенству:

$$\bar{e}(p) = pL \bar{i}(p). \quad (8-4)$$

Для операторных импедансов емкости C и сопротивления r можно соответственно получить:

$$\bar{i}(p) = pC \bar{e}(p); \quad (8-5)$$

$$\bar{i}(p) = \frac{\bar{e}(p)}{r}. \quad (8-6)$$

Определим $z(p)$ для контура, изображенного на фиг. 8-1, как величину, обратную сумме операторных проводимостей ветвей L , C и R :

$$z(p) = \frac{1}{\frac{1}{R} + Cp + \frac{1}{Lp}}. \quad (8-7)$$

Заменяем L , C и R в равенстве (8-7) значениями собственной частоты контура ω_p и добротности Q :

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}};$$

$$Q = \omega_p CR,$$

тогда получим:

$$z(p) = \frac{\bar{e}(p)}{\bar{i}(p)} = \frac{R}{1 + Q \left(\frac{p}{\omega_p} + \frac{\omega_p}{p} \right)}. \quad (8-8)$$

Определим напряжение на контуре $e(t)$ при воздействии последовательности радиоимпульсов $i(t)$ (фиг. 8-2), причем для определенности предположим, что эти импульсы являются прямоугольными, имеют несущую частоту ω_0 и амплитуду, равную A_0 .

Длительность каждого из радиоимпульсов равна τ , а период повторения T . Ниже анализ ведется в предположении воздействия одиночного радиоимпульса на колебательный контур. Как будет видно из дальнейшего, при $\tau \ll T$ полученные результаты могут быть распространены на случай воздействия последовательности радиоимпульсов.

Одиночный радиоимпульс длительностью τ определяется как

$$\left. \begin{aligned} i(t) &= 0 & \text{при } t < 0; \\ i(t) &= A_0 e^{j\omega_0 t} & \text{при } \tau > t \geq 0; \\ i(t) &= 0 & \text{при } t \geq \tau, \end{aligned} \right\} \quad (8-9)$$

где $p_0 = j\omega_0$.

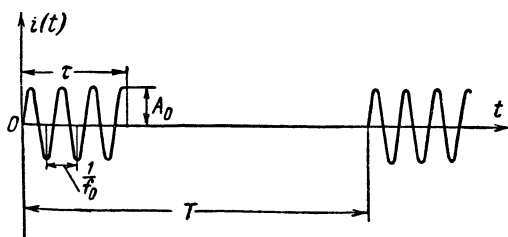
Найдем $\bar{i}(p)$ — изображение функции $i(t)$. В соответствии с формулой (8-1) можем записать:

$$\bar{i}(p) = A_0 \int_0^{\tau} e^{p_0 t} e^{-pt} dt$$

и после интегрирования получим:

$$\bar{i}(p) = A_0 \frac{1 - e^{\tau(p_0 - p)}}{p - p_0}. \quad (8-10)$$

Далее необходимо, зная $\bar{i}(p)$ — изображение функции $i(t)$ и операторный импеданс $z(p)$, в соответствии с формулой (8-2) определить $\bar{e}(p)$. Для



Фиг. 8-2. Последовательность радиоимпульсов.

нахождения интересующей нас функции $e(t)$ по ее изображению $\bar{e}(p)$ необходимо воспользоваться теоремой обращения Лапласа.

Теорема обращения утверждает, что если $\varphi(t)$ есть кусочно-непрерывная функция, равная нулю при $t < 0$, а при $t > 0$ возрастающая не быстрее, чем экспоненциально, то

$$\varphi(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma - j\infty}^{\sigma + j\infty} \bar{\varphi}(p) e^{pt} dp, \quad (8-11)$$

где $\bar{\varphi}(p)$ — изображение функции $\varphi(t)$, вычисляемое по формуле (8-1).

В формуле (8-11) интегрирование производится в плоскости комплексного переменного $p = \sigma + j\omega$ вдоль бесконечной прямой, параллельной мнимой оси и пересекающей вещественную ось в точке, имеющей абсциссу, равную σ .

Формула (8-11) означает, что любая функция, меняющаяся во времени, может быть представлена как бесконечная сумма гармонических составляющих $e^{j\omega t}$ с амплитудами $\bar{\varphi}(p) e^{\sigma t}$, экспоненциально меняющимися во времени. Такое представление позволяет рассматривать воздействие на линейные системы каждой из составляющих функции $\varphi(t)$ в отдельности. Подобный метод, называемый спектральным, применяется также при анализе периодических функций при помощи рядов Фурье, а для непериодических функций — при помощи интеграла Фурье. Использование теоремы обращения Лапласа позволяет исследовать

довать более широкий класс функций, чем при применении интеграла Фурье.

Для дальнейшего анализа напомним, что точка P на комплексной плоскости называется полюсом функции комплексного переменного, если эта функция, однозначная и аналитическая вблизи точки P , обращается в бесконечность в этой точке.

В теории функций комплексного переменного доказывается, что интегрирование вдоль прямой $\sigma - j\infty$, $\sigma + j\infty$ может быть заменено интегрированием по замкнутому контуру, охватывающему все полюсы подинтегральной функции, лежащие левее прямой $\sigma - j\infty$, $\sigma + j\infty$. Последнее справедливо, если $\varphi(t) = 0$ при $t < 0$.

Воспользовавшись формулами (8-2), (8-8), (8-10), (8-11) и заменив интегрирование вдоль бесконечной прямой интегрированием по замкнутому контуру, получим:

$$e(t) = \frac{A_0 R}{2\pi j} \oint \frac{1}{1 + Q\left(\frac{p}{\omega_p} + \frac{\omega_p}{p}\right)} \times \times \frac{1 - e^{\tau(p_0 - p)} e^{pt}}{p - p_0} e^{pt} dp. \quad (8-12)$$

Для вычисления этого интеграла произведем преобразование:

$$1 + Q\left(\frac{p}{\omega_p} + \frac{\omega_p}{p}\right) = \frac{Q}{p\omega_p} \times \times \left(p^2 + \frac{\omega_p}{Q} p + \omega_p^2\right) = \frac{Q}{p\omega_p} \times \times (p - \beta)(p - \gamma),$$

где β и γ — корни квадратного уравнения, равные:

$$\beta = -\frac{\omega_p}{2Q} + j\omega_p \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q}\right)^2};$$

$$\gamma = -\frac{\omega_p}{2Q} - j\omega_p \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q}\right)^2}.$$

Обозначим через $U_{\max} = A_0 R$ — максимальное напряжение на контуре, образуемое при протекании через него тока с амплитудой A_0 и частотой, равной частоте настройки контура ω_p .

Воспользовавшись этими преобразованиями, равенство (8-12) запишем в форме

$$e(t) = \frac{U_{\max} \omega_p}{2\pi j Q} \oint \frac{p [1 - e^{\tau(p_0 - p)}] e^{pt} dp}{(p - p_0)(p - \beta)(p - \gamma)}. \quad (8-13)$$

Для вычисления контурного интеграла (8-13) существенно, что его

величина не зависит от формы замкнутого контура, по которому производится интегрирование, если полюсы подинтегральной функции остаются внутри контура. Отсюда следует, что интеграл по замкнутому контуру, охватывающему полюс, зависит только от поведения функции $\bar{\varphi}(p)$ вблизи полюса. Величина интеграла от функции $\bar{\varphi}(p)$ по замкнутому контуру вокруг полюса P , разделенная на $2\pi j$, называется вычетом функции $\bar{\varphi}(p)$ в полюсе P и обозначается как res_P . В соответствии со сказанным

$$\text{res}_P = \frac{1}{2\pi j} \oint \bar{\varphi}(p) dp.$$

Если в заданной области имеется n полюсов, то, как показывается в теории функций комплексного переменного, интегрирование по контуру, охватывающему эту область, можно заменить интегрированием по n внутренним контурам, каждый из которых охватывает один из полюсов. Зная значение вычета функции в каждом из полюсов, интеграл по контуру, охватывающему всю рассматриваемую область, можно вычислить по формуле

$$\frac{1}{2\pi j} \oint \bar{\varphi}(p) dp = \sum_{k=1}^n \text{res}_{P_k}. \quad (8-14)$$

Если подинтегральная функция в (8-14) представляет собой дробь $\frac{H(p)}{Q(p)}$, то для определения вычета следует знаменатель представить в виде произведения

$$Q(p) = (p - P_1)(p - P_2)(p - P_3),$$

где P_1, P_2, P_3 — корни уравнения $Q(p) = 0$, т. е. полюсы подинтегральной функции.

При этом предполагается, что уравнение $H(p) = 0$, не имеет корней, совпадающих с корнями $Q(p) = 0$.

Вычет функции в полюсе P_k может быть определен по формуле

$$\text{res}_{P_k} = \varphi(P_k)(p - P_k). \quad (8-15)$$

Подинтегральная функция (8-13) имеет полюсы в точках $P = \beta, P = \gamma$.

Вычеты в точках $P=\beta$ и $P=\gamma$ равны:

$$\text{res}_\beta = \frac{\beta [1 - e^{\tau(p_0 - \beta)}] e^{\beta t}}{(\beta - p_0)(\beta - \gamma)};$$

$$\text{res}_\gamma = \frac{\gamma [1 - e^{\tau(p_0 - \gamma)}] e^{\gamma t}}{(\gamma - p_0)(\gamma - \beta)}.$$

Тогда в соответствии с формулой (8-14) интеграл (8-13) имеет следующее решение:

$$e(t) = \frac{U_{\max} \omega_p}{Q(\gamma - \beta)} \left\{ \frac{\beta [1 - e^{\tau(p_0 - \beta)}] e^{\beta t}}{p_0 - \beta} - \frac{\gamma [1 - e^{\tau(p_0 - \gamma)}] e^{\gamma t}}{p_0 - \gamma} \right\}. \quad (8-16)$$

Равенство (8-16) справедливо при $t \geq \tau$, так как весь проведенный анализ сделан для определенной формы и длительности импульса, что нашло свое отражение в формуле (8-10). Для упрощения дальнейших выкладок введем обозначение

$$\Delta \omega_p = \omega_0 - \omega_p \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}. \quad (8-17)$$

В последнем равенстве $\Delta \omega_p$ — расстройка несущей частоты радиоимпульса относительно частоты свободных колебаний контура, вычисленной с учетом активных потерь в нем.

Подставив (8-17) в (8-16), после преобразований получим:

$$e(t) = U_{\max} \left(1 + \frac{j}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \right) e^{-\frac{\omega_p t}{2Q}} \left\{ \frac{(1 - e^{j\tau \Delta \omega_p} e^{\frac{\tau \omega_p}{2Q}}) e^{j\omega_p t} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}{1 + j \frac{2\Delta \omega_p Q}{\omega_p}} + \right.$$

$$\left. + \frac{\sqrt{4Q^2 - 1} - j}{\sqrt{4Q^2 - 1} + j} \cdot \frac{[1 - e^{j\tau(2\omega_0 - \Delta \omega_p)}] e^{\frac{\tau \omega_p}{2Q}} e^{-j\omega_p t} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}{1 + j \frac{2Q}{\omega_p} (2\omega_0 - \Delta \omega_p)} \right\}. \quad (8-18)$$

Для реальных схем обычно справедливы неравенства:

$$\frac{1}{4Q^2} \ll 1; \quad (8-19)$$

$$\Delta \omega_p \ll \omega_0; \quad (8-20)$$

$$\Delta \omega_p \ll \omega_p. \quad (8-21)$$

Справедливость последнего неравенства станет очевидной, если учесть, что для резонансных дискри-

минаторов частота f_0 выбирается равной номинальной промежуточной частоте. В тракте приемного устройства дискриминатору обычно предшествует усилитель промежуточной частоты с системой резонансных контуров. Для эффективной работы системы ЧАП необходимо, чтобы начальные отклонения частоты лежали в области малых расстроек, так как в противном случае вследствие значительной крутизны скатов резонансной характеристики усилителя промежуточной частоты напряжение на входе дискриминатора не будет достаточным для его нормальной работы.

С учетом последних неравенств уравнение (8-18) можно упростить и привести к виду:

$$e(t) \approx -U_{\max} \frac{1 - e^{j\tau \Delta \omega} e^{\frac{\tau \omega_p}{2Q}}}{1 + j \frac{2Q \Delta \omega_p}{\omega_p}} e^{-\frac{\omega_p t}{2Q}} e^{j\omega_p t}. \quad (8-22)$$

В дальнейшем знак минус перед правой частью равенства (8-22) опущен, поскольку он определяет сдвиг фазы колебаний на π , что для настоящего анализа несущественно.

Если рассматривать воздействие на колебательный контур не одиночного радиоимпульса, а периодической последовательности импульсов, то проведенный анализ будет справедливым при условии, что период повторения импульсов значительно больше длительности импульса и времени затухания процессов, вызванных в контуре воздействием предыдущего импульса. В этом случае колебания, вызываемые одним импульсом, пол-

ностью затухают к приходу нового импульса, следовательно, наличие предшествующих радиоимпульсов не имеет значения для анализа действия пришедшего импульса. Таким образом, уравнение (8-22), выведенное для одиночного импульса, справедливо и для их последовательности при $\tau \ll T$.

Если напряжение $e(t)$ подать на пиковый детектор, то напряжение на нагрузке будет примерно постоянно и по величине равно максимальному значению огибающей напряжения $e(t)$. Закон изменения огибающей напряжения определяется модулем функции $e(t)$, равным:

$$U(t) = U_{\max} \left| \frac{1 - e^{j\tau\Delta\omega_p} e^{-\frac{\tau\omega_p}{2Q}}}{1 + j\frac{2Q\Delta\omega_p}{\omega_p}} \right| e^{-\frac{\omega_p t}{2Q}}. \quad (8-23)$$

Таким образом, при возбуждении одиночного резонансного контура с потерями радиоимпульсом, имеющим прямоугольную форму, на этом контуре появляется напряжение $e(t)$ [см. (8-22)], которое представляет собой радиоимпульс с экспоненциальной огибающей, изменяющейся во времени по закону, выражаемому уравнением (8-23). Как видно из этого уравнения, значение огибающей напряжения зависит от расстройки несущей частоты возбуждающего радиоимпульса относительно собственной частоты контура. При воздействии последовательности радиоимпульсов на нагрузке детектора установится постоянное напряжение, пропорциональное максимальному значению $U(t)$. Поскольку, как выше указывалось, формула (8-23) выведена в предположении $t \geq \tau$, а $U(t)$ убывает во времени по экспоненциальному закону, $U(t)$ будет максимально при $t = \tau$. Обозначив это максимальное значение как $U(\tau)$, после подстановки в (8-23) $t = \tau$ и некоторых преобразований получим:

Формула (8-24) справедлива в предположении, что в момент $t = \tau$ мгновенное значение высокочастотного напряжения на контуре равно своему амплитудному значению. В противном случае максимальное значение $U(t)$ было бы достигнуто не в момент τ , а в какой-то другой момент, отличающийся от τ меньше, чем на период высокочастотных колебаний. Однако при большой постоянной времени нагрузки детектора учет этого обстоятельства не имеет смысла; поэтому весь дальнейший анализ основывается на формуле (8-24).

Представляет интерес рассмотреть воздействие радиоимпульса на контур при различных соотношениях полосы пропускания контура и ширины частотного спектра импульса.

Ширина полосы пропускания контура определяется, как известно, добротностью, а ширина частотного спектра импульса — его длительностью. Расширение длительности импульса приводит к сужению его частотного спектра. В пределе, когда длительность импульса бесконечно велика, частотный спектр состоит из одной составляющей частоты непрерывных колебаний.

При конечной длительности импульса всегда можно выбрать контур с таким малым значением Q , что все составляющие частотного спектра импульса будут воспроизводиться контуром одинаково, т. е. изменяться в одно и то же число раз. Это изменение будет зависеть от соотношения между собственной частотой контура и несущей частотой импульса так же, как это имеет место при подаче на контур непрерывных колебаний, т. е. чем больше расстройка, тем меньше напряжение на контуре.

В результате можно сказать, что при изменении несущей частоты радиоимпульсов определенной дли-

$$U(\tau) = U_{\max} \sqrt{\frac{1 - 2e^{-\frac{\tau\omega_p}{2Q}} \cos \tau\Delta\omega_p + e^{-\frac{\tau\omega_p}{Q}}}{1 + \left(\frac{2Q\Delta\omega_p}{\omega_p}\right)^2}}. \quad (8-24)$$

тельности, подаваемых на резонансный контур с достаточно малой добротностью, напряжение на этом контуре будет изменяться по обычной резонансной кривой. Этот вывод легко подтвердить математически. Действительно, если добротность мала, а длительность импульса достаточно велика, то $\frac{\tau\omega_p}{2Q} \rightarrow \infty$ и выражение (8-24) приобретает вид:

$$U(\tau) = U_{\max} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2Q\Delta\omega_p}{\omega_p}\right)^2}}. \quad (8-25)$$

Равенство (8-25) представляет широко известную формулу резонансной характеристики контура при малых расстройках. Принципиально иная картина получается, если сделать предположения, обратные предыдущим, т. е. задаться большим значением добротности контура и малой длительностью импульса. Будем считать, что полоса пропускания контура значительно меньше интервала между двумя составляющими частотного спектра импульса, что существенно при рассмотрении воздействия последовательности радиоимпульсов. При этом предположении напряжение на контуре будет образовываться лишь одной составляющей частотного спектра. Для всех остальных составляющих резонансное сопротивление контура будет ничтожно и напряжений на контуре от них не образуется. При настройке на несущую частоту радиоимпульса напряжение на контуре будет пропорционально интенсивности центральной составляющей спектра.

При настройке на частоту какой-либо составляющей частотного спектра, напряжение на контуре будет пропорционально интенсивности именно этой составляющей и не будет зависеть от остальных. В результате при изменении несущей частоты импульсов напряжение на контуре с высокой добротностью будет в некотором масштабе воспроизводить частотный спектр приходящего импульса. Этот вывод также подтверждается формулой (8-24). Действительно, при

$Q \rightarrow \infty$ формула (8-24) приобретает вид:

$$U(\tau) = \frac{A_0}{C} \left| \frac{\sin \frac{\tau\Delta\omega_p}{2}}{\Delta\omega_p} \right|. \quad (8-26)$$

Дробь, заключенная в прямые скобки, представляет модуль функции частотного спектра прямоугольного импульса [Л. 38], т. е. того импульса, который воздействовал на контур. Зависимость $U(\tau)$ от C определяется тем, что при уменьшении емкости контура возрастает его резонансное сопротивление и увеличивается напряжение на нем при данном токе.

Анализ формулы (8-26) показывает, что при значениях $\Delta\omega_p$, кратных $2\pi\tau$, $U(\tau) = 0$, т. е. на этих частотах при $Q \rightarrow \infty$ напряжение на контуре будет отсутствовать.

8-2. Анализ схемы ЧАП с дискриминатором на расстроенных контурах

Применим полученные результаты к анализу работы дискриминатора на расстроенных контурах (см. § 3-1) в импульсном режиме [Л. 52]. Под статической характеристикой в импульсном режиме понимается зависимость постоянного напряжения на выходе дискриминатора от расстройки несущей частоты радиоимпульсов относительно частоты дискриминатора.

Для определения статической характеристики дискриминатора, изображенного на фиг. 3-9, при работе в импульсном режиме следует найти зависимости выпрямленных напряжений на нагрузках R_1 и R_2 от несущей частоты поступающих радиоимпульсов. Расстройку несущей частоты радиоимпульсов будем определять, основываясь на обозначениях, принятых на фиг. 3-10.

При расчете дискриминаторов расстройка частоты приходящих колебаний всегда вычисляется относительно частоты f_0 , соответствующей нулевому значению управляющего напряжения. Между тем при выводе (8-24)

расстройка $\Delta\omega_p$ определялась относительно резонансной частоты контура.

Произведем в формуле (8-24) преобразования, основываясь на следующих соотношениях:

$$\left. \begin{aligned} \Delta f_p &= \Delta f - \Delta f_\partial; \\ f_\partial &\approx f_p. \end{aligned} \right\} \quad (8-27)$$

Допущение, выражаемое последним равенством, справедливо, поскольку предполагалось, что $\Delta\omega_p \ll \omega_p$. Максимальное значение огибающей напряжения U_1 (фиг. 3-9) при данном значении $\Delta\omega$ в соответствии с формулами (8-24) и (8-27) запишется в виде:

$$U_1(\tau) = U_{\max} \sqrt{\frac{1 - 2e^{-\frac{\tau\omega_\partial}{2Q}} \cos \tau(\Delta\omega_\partial - \Delta\omega) + e^{-\frac{\tau\omega_\partial}{Q}}}{1 + \left[\frac{2Q(\Delta\omega_\partial - \Delta\omega)}{\omega_\partial} \right]^2}}. \quad (8-28)$$

Введем обозначения:

$$y = \frac{\tau\omega_\partial}{2Q}; \quad (8-29)$$

$$\alpha_\partial = \frac{2\Delta f_\partial}{f_\partial} Q; \quad (8-30)$$

$$\alpha = \frac{2\Delta f}{f_\partial} Q. \quad (8-31)$$

Выражение $U_1(\tau)$ запишем в следующей форме:

$$U_1(\tau) = U_{\max} \sqrt{\frac{1 - 2e^{-y} \cos y(\alpha_\partial - \alpha) + e^{-2y}}{1 + (\alpha - \alpha_\partial)^2}}. \quad (8-32)$$

Максимальное значение огибающей напряжения U_2 (фиг. 3-9) в импульсном режиме будет равно:

$$U_2(\tau) = U_{\max} \sqrt{\frac{1 - 2e^{-y} \cos y(\alpha_\partial + \alpha) + e^{-2y}}{1 + (\alpha + \alpha_\partial)^2}}. \quad (8-33)$$

Напряжение на выходе дискриминатора найдется как разность напряжений $U_1(\tau)$ и $U_2(\tau)$. Произведя вычитание, получим:

$$U_y(\tau) = U_{\max} \psi(\tau) k_\partial, \quad (8-34)$$

где

$$\psi(\tau) = \sqrt{\frac{1 - 2e^{-y} \cos y(\alpha_\partial - \alpha) + e^{-2y}}{1 + (\alpha - \alpha_\partial)^2}} - \sqrt{\frac{1 - 2e^{-y} \cos y(\alpha_\partial + \alpha) + e^{-2y}}{1 + (\alpha + \alpha_\partial)^2}}, \quad (8-35)$$

$k_\partial \approx 1$ — коэффициент передачи пикового детектора.

Отметим, что полученное для коэффициента $\psi(\tau)$ выражение может быть применено не только для расчета дискриминатора в импульсном режиме, но и для непрерывных колебаний. Непрерывные колебания можно рассматривать как частный случай импульсного режима при $\tau \rightarrow \infty$, при этом $e^{-y} \rightarrow 0$. Выражение для $\psi(\tau)$ при $e^{-y} \rightarrow 0$ приобретает точно такой же вид, какой был получен в § 3-1 при анализе работы дискриминатора

на расстроенных контурах [см. формулу (3-26)]. Влияние величины y на работу дискриминатора в импульсном режиме имеет определенный физический смысл. Действительно, из (8-29) видно, что y представляет отношение длительности импульса к величине,

обратной декременту затухания контура, равному $\frac{2Q}{\omega_p} \approx \frac{2Q}{\omega_\partial}$. Чем больше декремент затухания контура, тем

меньше длительность переходных процессов, вызываемых появлением ра-

диоимпульса. Очевидно, что влияние переходных процессов на работу дискриминатора в импульсном режиме тем меньше, чем меньше их длительность по сравнению с длительностью импульса τ . Отсюда становится понятным, что при $y \rightarrow \infty$ для $\psi(\tau)$ получается формула, совпадающая с формулой для режима непрерывных колебаний.

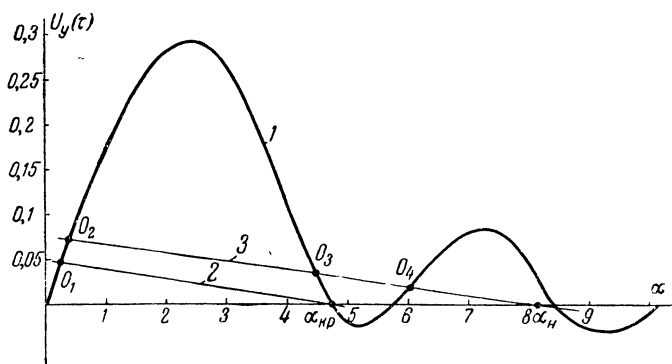
Большое значение y может получиться как в результате большой длительности импульса, так и при малых значениях Q . В этих случаях работа дискриминатора в импульсном режиме не будет существенно отличаться от работы в режиме непрерывных колебаний. Принципиальные отличия в работе дискриминатора возникают при малых значениях y , т. е. при больших значениях Q или малых значениях τ . Проанализируем, как преобразуется формула (8-35) при $Q \rightarrow \infty$.

При $Q \rightarrow \infty$, $y \rightarrow 0$ и $\alpha_\partial \gg 1$ равенство (8-35) принимает вид:

$$\psi(\tau) = \frac{\sin \frac{y(\alpha_\partial - \alpha)}{2}}{\frac{\alpha_\partial - \alpha}{2}} - \frac{\sin \frac{y(\alpha_\partial + \alpha)}{2}}{\frac{\alpha_\partial + \alpha}{2}}. \quad (8-36)$$

Из сравнения (8-36) с (8-26) видно, что в рассматриваемом случае напряжение на выходе дискриминатора пропорционально разности составляющих двух частотных спектров, образующихся при воздействии прямоугольного радиоимпульса на два взаимно расстроенных контура.

На фиг. 8-3 кривая 1 представляет график функции $U_y(\tau)$ в зависимости от α для случая, когда $\alpha_\partial = \frac{1}{\sqrt{2}}$ и $y = 1,5$. Этот график построен по формулам (8-34) и (8-35) в предположении, что $U_{\max} k_\partial = 1$. Из рассмотрения этого графика видно, что при некоторых величинах α $\psi(\tau)$ имеет ну-



Фиг. 8-3. Характеристики управляющего элемента и дискриминатора на расстроенных контурах в импульсном режиме.

левое значение. Это значит, что при определенных значениях несущей частоты радиоимпульсов, отличных от номинального значения, управляющее напряжение равняется нулю и система ЧАП работает неэффективно.

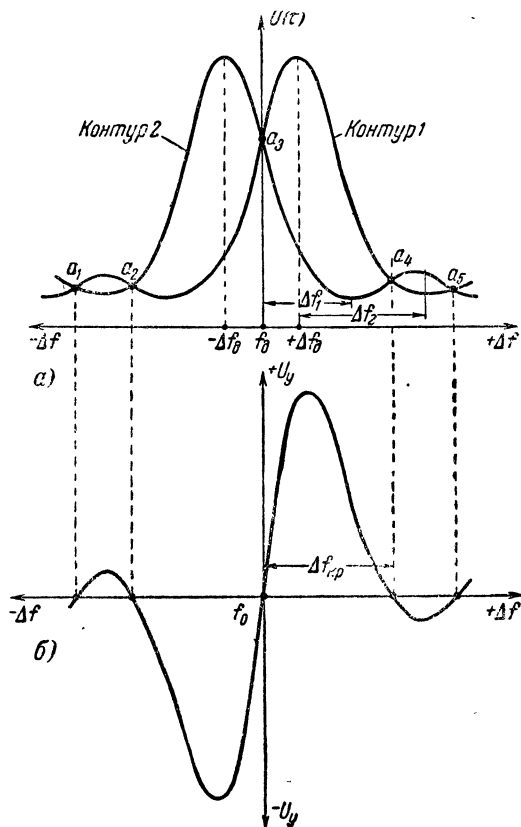
На фиг. 8-3 характеристики управляющего элемента изображены в виде линий 2 и 3. В отличие от обычно принятого по оси абсцисс на фиг. 8-3 отложены значения не абсолютной расстройки Δf , а относительной α . Для настоящего анализа изменение масштаба осей координат значения не имеет.

Из фиг. 8-3 видно, что если относительное начальное отклонение частоты стабилизируемого генератора α_κ не превышает $\alpha_{\kappa p}$ — минимальной относительной расстройки, при которой управляющее напряжение на выходе дискриминатора равняется нулю, то система ЧАП имеет одно устойчивое состояние равновесия. Относительная остаточная расстройка будет, как обычно, определяться абсциссой точки пересечения характеристик. На фиг. 8-3 точка O_1 получена при $\alpha_\kappa = \alpha_{\kappa p}$. Принципиально иная картина получается при $\alpha_\kappa > \alpha_{\kappa p}$. В этом случае характеристики могут пересекаться в трех точках: O_2 , O_3 и O_4 . Из пояснений к фиг. 2-5 следует, что точки O_2 и O_4 соответствуют устойчивым состояниям равновесия, а точка O_3 — неустойчивому. Как указывалось в гл. 2, при наличии двух со-

стояний устойчивого равновесия в процессе схватывания всегда устанавливается режим, соответствующий большей остаточной расстройке, т. е., например, абсциссе точки O_4 на фиг. 8-3. Из этого следует, что система ЧАП в импульсном режиме при

является трансцендентным. Между тем решение этой задачи представляет значительный практический интерес, так как позволит получить формулу для определения при заданных параметрах ЧАП максимального допустимого Q , при котором будет обеспечиваться эффективная подстройка частоты.

Для решения этого вопроса обратимся к фиг. 8-4, а, на которой в зависимости от Δf изображены кривые напряжений на первом и втором контурах дискриминатора, работающего в импульсном режиме. Эти кривые близки по своей форме к частотному спектру импульса, отличие их от последнего определяется искажениями, вносимыми контуром при конечном значении добротности. Как уже указывалось, при $Q \rightarrow \infty$ это различие исчезает и напряжение на контуре полностью соответствует форме частотного спектра импульса. Фиг. 8-4, а аналогична по своему назначению фиг. 3-10, приведенной для дискриминатора, работающего в режиме непрерывных колебаний. Как видно из фиг. 8-4, а, в точках a_1, a_2, a_3, a_4 и a_5 напряжения на контурах равны, вследствие чего на выходе дискриминатора при расстройках, соответствующих абсциссам указанных точек, будет нулевое напряжение (фиг. 8-4, б). Кривая, изображенная на фиг. 8-4, б, представляет управляющее напряжение на выходе дискриминатора, равное алгебраической разности напряжений на первом и втором контурах (фиг. 8-4, а). Между тем только в точке a_3 нулевое значение напряжения на выходе соответствует нулевому значению расстройки несущей частоты относительно частоты дискриминатора. В результате этого при расстройках, превышающих $\Delta f_{кр}$ (фиг. 8-4, б), нормальная работа ЧАП неизбежно будет нарушена. Из рассмотрения фиг. 8-4, а ясно, что это нарушение является следствием наличия максимумов и минимумов в кривых напряжений $U(\tau)$. Отсюда следует, что нормальная работа ЧАП безусловно обеспечивается, если при всех возможных значениях начальной расстройки функция $U(\tau)$ будет монотонно убывать по обе стороны от своего един-



Фиг. 8-4. Графики, поясняющие работу дискриминатора на расстроенных контурах в импульсном режиме.

а — напряжения на контурах 1 и 2; б — статическая характеристика дискриминатора.

относительных начальных расстройках, превышающих $\alpha_{кр}$, работает неэффективно. При проектировании систем ЧАП, работающих в импульсном режиме, параметры системы и в первую очередь добротность контуров должны выбираться таким образом, чтобы величина критической относительной расстройки частоты $\alpha_{кр}$ всегда была больше относительной начальной расстройки стабилизируемого генератора. Непосредственно определить $\Delta f_{кр}$ из уравнения (8-35) затруднительно, поскольку последнее яв-

ственного максимума. Это требование должно выполняться в отношении обоих контуров, т. е. для кривых 1 и 2 фиг. 8-4, а. Следовательно, при всех значениях начальных расстройек, меньших Δf_1 , может быть гарантирована нормальная работа ЧАП.

При начальных расстройках, меньших Δf_1 , работа рассматриваемого типа дискриминатора принципиально происходит одинаково как в импульсном режиме, так и при непрерывных колебаниях.

Из фиг. 8-4, б видно, что фактически нормальная работа ЧАП возможна и при расстройках $\Delta f_{кр}$, превышающих область монотонного изменения обеих кривых, т. е. область расстройек, меньших Δf_1 . Таким образом, $\Delta f_{кр}$ равняется полосе схватывания ЧАП при работе в импульсном режиме. Вследствие трудности аналитического определения $\Delta f_{кр}$ и Δf_1 найдем Δf_2 , показав предварительно, что при эффективной работе ЧАП $\Delta f_{кр} \approx \Delta f_2$. Как видно из фиг. 8-4, а, Δf_2 представляет область расстройек относительно резонансной частоты каждого из контуров в отдельности, в которой напряжение $U(\tau)$ монотонно убывает относительно своего максимального значения.

При эффективной работе ЧАП коэффициент автоподстройки имеет величину не менее $K_{мин} = 10$. Из фиг. 8-4, а следуют очевидные соотношения:

$$\begin{aligned}\Delta f_2 - \Delta f_1 &= \Delta f_\partial; \\ \Delta f_{кр} &\leq \Delta f_1 + 2\Delta f_\partial; \\ \Delta f_{кр} - \Delta f_2 &\leq \Delta f_\partial.\end{aligned}\quad (8-37)$$

Величина остаточной расстройки при нормальной работе ЧАП не может быть больше Δf_∂ , т. е. $\Delta f_\partial \geq \frac{\Delta f_{кр}}{K_{мин}}$. Тогда неравенство (8-37) запишется в виде:

$$\Delta f_{кр} - \Delta f_2 \leq 0,1 \Delta f_{кр}.$$

Следовательно, если в дальнейших расчетах принять $\Delta f_{кр} = \Delta f_2$, то при определении полосы схватывания это

приведет к ошибке, не превышающей 10%. Такая погрешность в расчете полосы схватывания является вполне допустимой и оправдывается значительным упрощением дальнейших выкладок.

Таким образом, задачу определения максимально возможной величины полосы схватывания при работе дискриминатора в импульсном режиме удастся свести к нахождению Δf_2 , т. е. минимальной расстройки, при которой функция $U(\tau)$ имеет минимум. Для аналитического определения значений Δf , при которых функция $U(\tau)$ имеет минимум, обратимся к равенству (8-24).

Для удобства дальнейшего анализа преобразуем (8-24), воспользовавшись равенствами (8-29) и (8-31). В результате получим:

$$U(\tau) = U_{\max} \sqrt{\frac{2e^{-y}(\operatorname{ch} y - \cos \alpha y)}{1 + \alpha^2}}. \quad (8-38)$$

Для определения абсцисс минимумов продифференцируем (8-38):

$$\frac{dU(\tau)}{d(\Delta\omega)} = \frac{Q}{\omega_p} U(\tau) \left(\frac{y \sin \alpha y}{\operatorname{ch} y - \cos \alpha y} - \frac{2\alpha}{1 + \alpha^2} \right). \quad (8-39)$$

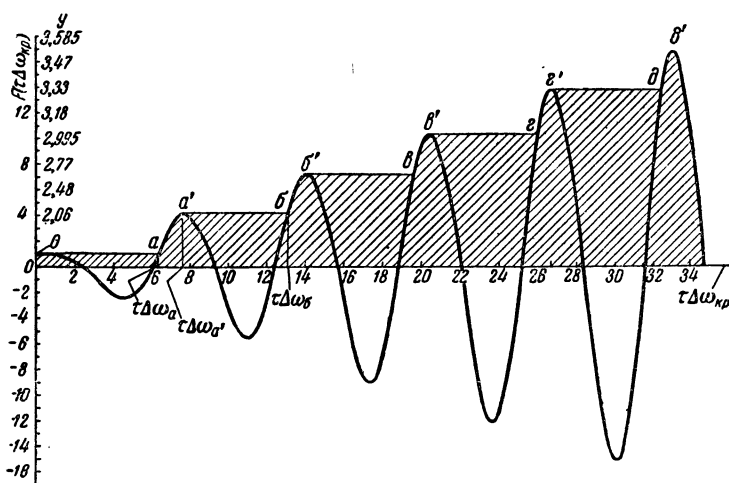
Приравняв (8-39) нулю, получим равенство:

$$\frac{y \sin \alpha y}{\operatorname{ch} y - \cos \alpha y} = \frac{2\alpha}{1 + \alpha^2}. \quad (8-40)$$

Уравнение (8-40) удовлетворяется при $\alpha = 0$; это решение соответствует максимальному значению $U(\tau)$ при точном совпадении частоты контура и несущей частоты импульсов. Но это решение для проводимого анализа интереса не представляет.

Решив трансцендентное уравнение (8-40) и выбрав минимальное значение α , равное $\alpha_{кр}$, при котором это уравнение выполняется, можно при помощи (8-27) и (8-31) определить максимальное значение полосы схватывания, при котором еще обеспечивается нормальная работа ЧАП:

$$\Delta f_{кр} = \frac{\alpha_{кр} f_\partial}{2Q}. \quad (8-41)$$



Фиг. 8-5. Зависимость $F(\tau\Delta\omega_{кр})$ и y от $\tau\Delta\omega_{кр}$ для дискриминатора на расстроенных контурах в импульсном режиме.

Однако нахождение $\alpha_{кр}$ из (8-40) представляет значительные трудности и поэтому к решению уравнения следует прибегать лишь в том случае, когда не может быть сделано упрощающее предположение о возможной величине $\alpha_{кр}$.

В преобладающем большинстве случаев можно предположить, что необходимая полоса схватывания значительно больше, чем полоса пропускания одиночного контура (определяемая по уровню, на котором напряжение уменьшается на 3 дБ по сравнению с максимальной величиной), т. е. при решении (8-40) можно предполагать $\alpha^2 \gg 1$. Справедливость сделанного допущения для большинства практических случаев очевидна, если вспомнить приведенное в гл. 3 соображение о целесообразности выбора наименьших значений резонансных частот контуров дискриминатора по сравнению с частотой стабилизируемого генератора. Очевидно, что при выполнении этого условия даже относительно малые уходы несущей частоты принимаемых радиопульсов или частоты гетеродина приведут к значительным расстройкам несущей частоты импульсов относительно резонансной частоты контуров дискриминатора.

В предположении, что $\alpha^2 \gg 1$, равенство (8-40) преобразуется к виду:

$$\frac{\sin \alpha_{кр} y}{\operatorname{ch} y - \cos \alpha_{кр} y} \approx \frac{2}{\alpha_{кр} y}$$

$$\operatorname{ch} y = \frac{\tau\Delta\omega_{кр}}{2} \sin(\tau\Delta\omega_{кр}) + \cos(\tau\Delta\omega_{кр}). \quad (8-42)$$

Обычно при расчете дискриминаторов для системы ЧАП заданными являются: длительность импульсов, необходимая полоса схватывания и в некоторых случаях частота дискриминатора. Добротность контуров должна выбираться так, чтобы была обеспечена нормальная работа автоподстройки с точки зрения отсутствия ложных нулей в характеристике дискриминатора.

На фиг. 8-5 изображена как функция $\tau\Delta\omega_{кр}$ правая часть равенства (8-42), обозначенная $F(\tau\Delta\omega_{кр})$.

Этот график позволяет решить поставленную задачу, связав τ , $\Delta\omega_{кр}$, ω_d и Q . Из рассмотрения фиг. 8-5 следует, что при значениях $\tau\Delta\omega_{кр}$, меньших $\tau\Delta\omega_d$, при любом значении y (а следовательно, и Q) обеспечивается отсутствие ложных нулей в характеристике дискриминатора. Это понятно, если вспомнить, что гиперболический косинус может иметь лишь положительное значение, равное или большее единицы, т. е. (8-42) может удовлетворяться лишь при $F(\tau\Delta\omega_{кр}) \geq 1$. На фиг. 8-5 на оси ординат приведены также значения y для каждого из значений $F(\tau\Delta\omega_{кр})$.

Принципиально иная картина получается при $\tau\Delta\omega_a < \tau\Delta\omega_{кр} < \tau\Delta\omega_{a'}$. В этом случае ложные нули в характеристике дискриминатора будут отсутствовать, если выбранная величина y больше ординаты кривой $a=a'$, соответствующей данному $\tau\Delta\omega_{кр}$. При меньших значениях y (т. е. больших значениях Q) для некоторой расстройки $\Delta\omega < \Delta\omega_{кр}$ удовлетворится уравнение (8-42) и нормальная работа ЧАП не будет обеспечиваться. По этой же причине при $\tau\Delta\omega_b > \tau\Delta\omega_{кр} > \tau\Delta\omega_{a'}$ значение y должно быть не менее ординаты точки a' . Это рассуждение можно продолжить для больших значений $\tau\Delta\omega_{кр}$. На фиг. 8-5 область, расположенная выше заштрихованной, является областью значений y , допустимых при данных величинах $\tau\Delta\omega_{кр}$. Пользуясь графиком фиг. 8-5, можно по заданному значению $\tau\Delta\omega_{кр}$ определить минимальное y и, воспользовавшись (8-29), найти максимальное допустимое значение добротности. Конечно, если выбрать величину Q меньше максимально допустимой, то нормальная работа ЧАП с точки зрения отсутствия ложных нулей не нарушится, однако при этом получится меньшая крутизна дискриминатора, что не всегда является приемлемым.

Необходимо проанализировать также, при каких соотношениях параметров дискриминатора будет обеспечиваться максимальная крутизна его статической характеристики в импульсном режиме. Для того чтобы обеспечить максимальную крутизну начального участка дискриминатора, работающего в режиме непрерывных колебаний, при данном значении Q необходимо, как это показано в § 3-1, выполнить условие $\alpha_\partial = \alpha_{\partial 0} = \frac{1}{\sqrt{2}}$. По-

скольку напряжение на выходе дискриминатора образуется как разность напряжений на отдельных контурах, крутизна начального участка характеристики дискриминатора будет определяться суммой крутиз резонансных характеристик контуров при расстройках, соответствующих начальному участку, т. е. близ частоты f_∂ . Максимально возможная крутизна спадов

резонансных характеристик контуров на частотах, соответствующих f_∂ , получается, при $\Delta f_\partial = \frac{f_\partial}{Q\sqrt{2}}$, что гарантирует получение максимальной крутизны начального участка характеристики дискриминатора.

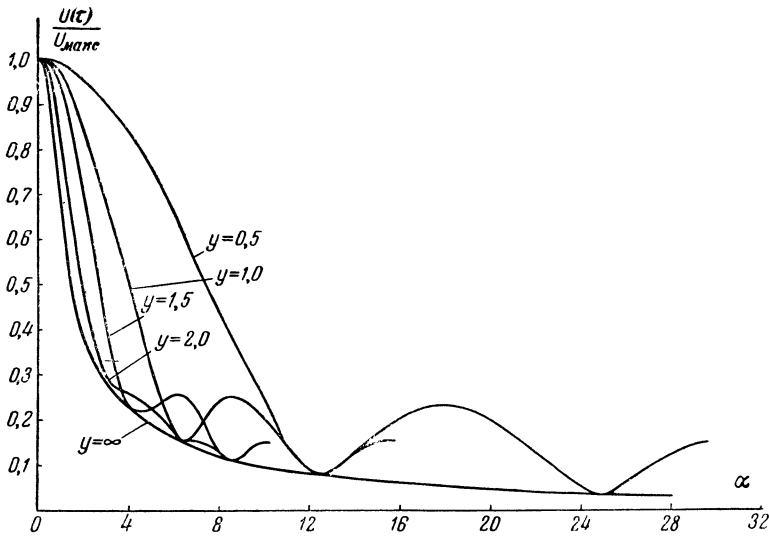
Так же как и при работе в режиме непрерывных колебаний, увеличение крутизны дискриминатора на расстроенных контурах в импульсном режиме может быть достигнуто увеличением добротности. Однако решение задачи максимально возможного повышения крутизны дискриминатора при работе в импульсном режиме имеет некоторые особенности.

Первая из этих особенностей заключается в том, что величина Q ограничена пределами, указанными на фиг. 8-5, и не может быть произвольно увеличена для получения максимальной крутизны. Вторая особенность определяется отличной от резонансной характеристики одиночного контура формой зависимости напряжения на контуре от несущей частоты импульсов.

Аналитическое определение условия максимальной крутизны дискриминатора в импульсном режиме может быть, вообще говоря, сделано так же, как и в § 3-1, т. е. дифференцированием уравнения (8-35) сначала по α для получения зависимости, определяющей крутизну начального участка характеристики дискриминатора, т. е. при $\alpha \rightarrow 0$. Затем выражение для крутизны должно быть продифференцировано по α_∂ , полученное равенство приравнено нулю и решено относительно α_∂ . В результате получим равенство, определяющее α_∂ при максимальной крутизне дискриминатора.

Однако этот принципиально возможный путь приводит к весьма громоздким формулам, непригодным для использования в инженерной практике.

Задача значительно облегчается, если принять во внимание следующие соображения. Как видно из фиг. 8-5, при $y \geq 1,5$ отсутствие ложных нулей в характеристике дискриминатора



Фиг. 8-6. Зависимость $\frac{U(\tau)}{U_{\max}}$ от α .

обеспечивается при значениях $\tau\Delta\omega_{кр} > 7$, охватывающих преобладающее большинство практических возможных случаев использования схем автоподстройки в импульсном режиме. Для примера укажем, что возможная нестабильность частоты колебаний гетеродина приемника при суммарном воздействии различных дестабилизирующих факторов составляет примерно 10^{-3} на частоте 3 000 мГц. Система ЧАП должна обеспечивать возможность подстройки частоты при максимальном отклонении ее от номинала, т. е. полоса схватывания в рассматриваемом примере должна быть не менее

$$\Delta\omega_{кр} = 2\pi 3\,000 \cdot 10^{-3} \approx 19 \text{ мГц.}$$

При длительности импульса $\tau = 0,5$ мсек величина $\tau\Delta\omega_{кр} = 9,5$.

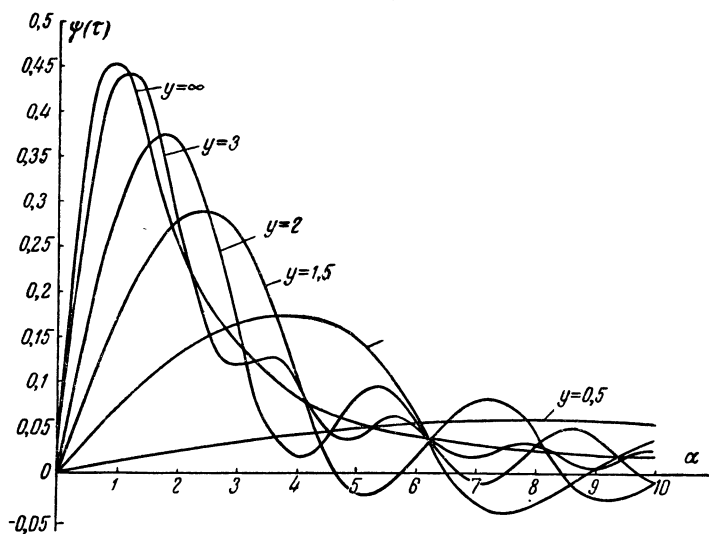
Как видно из графика фиг. 8-5, у при этом должен быть больше 2.

На фиг. 8-6 по формуле (8-24) построены для различных значений y зависимости $\frac{U(\tau)}{U_{\max}}$ от α . На фиг. 8-6 масштаб оси ординат для каждой из кривых увеличен в $(1 - e^{-y})$ раз. Как видно из этой фигуры, при малых значениях α изображенные кривые, построенные для $\infty > y > 1,5$, почти

не отличаются друг от друга и крутизны кривых на их начальных участках могут считаться равными. Функция $\frac{U(\tau)}{U_{\max}}$ при $y \rightarrow \infty$ соответствует $\tau \rightarrow \infty$, т. е. характеризует работу контура в режиме непрерывных колебаний. Поскольку крутизна характеристики дискриминатора определяется крутизнами кривых фиг. 8-6 при малых значениях α , можно считать, что если $y \geq 1,5$, то условия получения максимальной крутизны дискриминатора в режимах импульсном и непрерывных колебаний совпадают и при заданном значении Q сводятся к равенству $\alpha_d = \alpha_{d0} = \frac{1}{\sqrt{2}}$. При этом значении α_d на фиг. 8-7 построены графики зависимости $\psi(\tau) = \varphi(\alpha)$ для дискриминатора на расстроенных контурах, работающего в импульсном режиме.

8-3. Анализ схемы чап с дискриминатором с фазовым детектированием

Перейдем к анализу работы одноконтурного дискриминатора с фазовым детектированием (фиг. 8-8) в им-



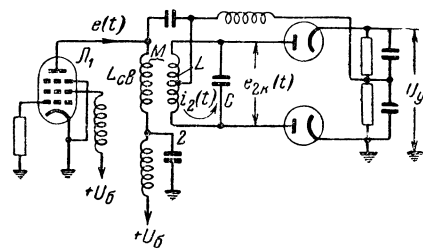
Фиг. 8-7. Зависимость $\phi(\tau)$ от α для дискриминатора на расстроенных контурах в импульсном режиме при

$$\alpha_{\partial} = \alpha_{\partial 0} = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

пульсном режиме. Отличие схемы фиг. 8-8 от ранее приведенной на фиг. 3-1 схемы дискриминатора заключается в замене первичного резонансного контура катушкой связи. Принципиального отличия при работе в режиме непрерывных колебаний между этими двумя схемами не существует. Из теории дискриминатора, изложенной в § 3-1, следует, что замена первичного контура катушкой связи скажется лишь на форме характеристики дискриминатора, но не изменит фазовых соотношений между действующими в схеме напряжениями. Одноконтурный дискриминатор находит широкое применение [Л. 41] в системах АПЧ локационных приемников. Преимуществом этого типа дискриминатора по сравнению со схемой фиг. 3-1 при работе в импульсном режиме является более широкая полоса схватывания, что объясняется отсутствием первичного контура. При дальнейшем анализе предполагается, что связь между анодной цепью L_1 и контуром является частотно-независимой в пределах рассматриваемой полосы частот.

Это допущение может быть сделано по тем же соображениям, которыми объяснялась справедливость не-

равенств (8-20) и (8-21), если дополнительно учесть, что для неискаженного воспроизведения радиоимпульса необходимо, чтобы половина ширины частотного спектра прямоугольного импульса, принимаемая обычно равной $\frac{1}{\tau}$, была меньше полосы пропускания контура. В противном случае



Фиг. 8-8. Схема дискриминатора с фазовым детектированием.

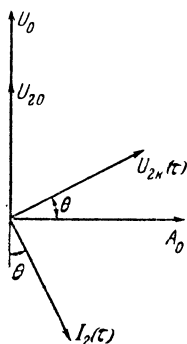
даже при весьма малом значении остаточной расстройки, т. е. при почти полной компенсации начальной расстройки, крайние составляющие частотного спектра могут оказаться вне полосы пропускания усилителя промежуточной частоты.

На этом основании можно записать, что для рассматриваемого типа

дискриминатора справедливо неравенство:

$$\frac{1}{\tau} \ll \omega_0 \quad (8-43)$$

и, следовательно, индуктивное сопротивление для всех составляющих частотного спектра одинаково. Предпо-



Фиг. 8-9. Векторная диаграмма напряжений и токов, действующих в схеме фиг. 8-8.

ложим также, что индуктивная связь между катушкой L_{cs} и контуром дискриминатора достаточно слаба и влиянием последнего на анодную цепь лампы L_1 можно пренебречь.

С учетом этого допущения и неравенства (8-43) могут быть сделаны следующие выводы:

1. Форма напряжения на катушке L_{cs} совпадает с формой тока, протекающего через эту катушку.
2. Коэффициент связи между катушкой L_{cs} и контуром не зависит от частоты, т. е. может считаться величиной постоянной.

Рассмотрим более подробно процессы, происходящие в одноконтурном дискриминаторе с фазовым детектированием. Предположим, что через катушку L_{cs} протекают прямоугольные импульсы тока $i(t)$. Напряжение на зажимах катушки L_{cs} при сделанных выше допущениях также будет иметь форму прямоугольных импульсов. Допущение о полной идентичности огибающих тока и напряжения на катушке L_{cs} эквивалентно предположению полного отсутствия переходных процессов в L_{cs} при появлении и исчезновении импульсов.

Как известно, электрический процесс можно считать установившимся по прошествии времени, превышающего время переходного процесса. Поскольку в интересующем нас случае переходный процесс в L_{cs} считается происходящим мгновенно, можно импульс конечной длительности рассматривать как гармоническое колебание, существующее в течение времени τ .

Представление тока, протекающего через L_{cs} , в виде гармонического колебания с частотой ω_0 и амплитудой \bar{A}_0 позволяет построить для схемы фиг. 8-8 векторную диаграмму. Векторная диаграмма фиг. 8-9 изображает напряжения и токи в схеме лишь во время действия импульса тока, т. е. в течение времени τ . Напряжение на зажимах катушки L_{cs} в течение времени τ считается также гармоническим, имеющим амплитуду \bar{U}_0 . В этом случае предполагается, что катушка L_{cs} является индуктивностью, не имеющей омического сопротивления.

В результате такого рассуждения становится понятным, что сдвиг фаз между \bar{U}_0 и \bar{A}_0 может быть принят равным 90° , как для гармонических напряжения и тока через индуктивность без потерь. На основе тех же соображений $\bar{U}_{2,0}$ — амплитуда напряжения, наведенного током A_0 во вторичном контуре будет равна:

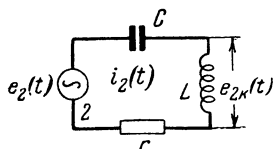
$$\bar{U}_{2,0} = j\omega_0 M A_0 = jU_{2,0}, \quad (8-44)$$

где $U_{2,0} = \omega_0 M A_0$ — модуль комплексной амплитуды напряжения $\bar{U}_{2,0}$;

M — коэффициент взаимной индукции между L_{cs} и катушкой резонансного контура.

В соответствии с (8-44) вектор $\bar{U}_{2,0}$ изображен сдвинутым на $+\frac{\pi}{2}$ относительно вектора \bar{A}_0 . Электродвижущая сила $e_2(t)$, вводимая последовательно во второй контур дискриминатора, также имеет форму прямоугольных импульсов, поскольку выше предполагалось, что коэффициент связи от частоты не зависит.

Определим $i_2(t)$ — ток во вторичном контуре дискриминатора, настроенном на частоту ω_∂ , при воздействии прямоугольных импульсов напряжения $e_2(t)$. В соответствии с схемой фиг. 8-10 ток в контуре $i_2(t)$ может



Фиг. 8-10. Схема, эквивалентная вторичному контуру.

быть рассчитан при помощи равенства (8-2). Для рассматриваемого случая получим:

$$\bar{i}_2(p) = \frac{\bar{e}_2(p)}{r + Lp + \frac{1}{Cp}}, \quad (8-45)$$

где $\bar{i}_2(p)$ — изображение функции $i_2(t)$;
 $\bar{e}_2(p)$ — изображение функции $e_2(t)$;
 r , L и C — параметры контура дискриминатора.

Преобразовав выражение (8-45), получим:

$$\bar{i}_2(p) = \frac{\bar{e}_2(p)}{r \left[1 + Q \left(\frac{p}{\omega_\partial} + \frac{\omega_\partial}{p} \right) \right]}, \quad (8-46)$$

где ω_∂ — резонансная частота контура дискриминатора;

Q — добротность контура дискриминатора.

Вывод формулы для определения $i_2(t)$ будем вести в предположении справедливости следующих равенств:

$$e_2(t) = 0 \text{ при } t < 0;$$

$$e_2(t) = \bar{U}_{2.0} e^{p_0 t} \text{ при } 0 \leq t < \tau; \quad (8-47)$$

$$e_2(t) = 0 \text{ при } t \geq \tau.$$

В соответствии с формулой (8-1) можем записать:

$$\bar{e}_2(p) = \bar{U}_{2.0} \int_0^\tau e^{p_0 t} e^{-pt} dt. \quad (8-48)$$

После интегрирования получим:

$$\bar{e}_2(p) = \bar{U}_{2.0} \frac{1 - e^{\tau(p_0 - p)}}{p - p_0}. \quad (8-49)$$

По формуле обращения Лапласа [см. (8-11)] и формулам (8-46) и (8-49) найдем $i_2(t)$:

$$i_2(t) = \frac{\bar{U}_{2.0}}{2\pi jr} \oint \frac{1}{1 + Q \left(\frac{p}{\omega_\partial} + \frac{\omega_\partial}{p} \right)} \times \\ \times \frac{1 - e^{\tau(p_0 - p)}}{p - p_0} e^{pt} dp. \quad (8-50)$$

Проинтегрировав правую часть равенства (8-50) при тех же допущениях, которые были сделаны при интегрировании (8-12), получим:

$$i_2(t) \approx - \\ - jI_{\max} \frac{1 - e^{j\tau\Delta\omega} e^{\frac{\tau\omega_\partial}{2Q}}}{1 + j\frac{2Q\Delta\omega}{\omega_\partial}} e^{-\frac{\omega_\partial t}{2Q}} e^{-j\Delta\omega t} e^{j\omega_\partial t}, \quad (8-51)$$

где $I_{\max} = \frac{U_{2.0}}{r}$ — максимальное значение тока в контуре при питании его напряжением, имеющим амплитуду $U_{2.0}$ и частоту ω_∂ ;

$\Delta\omega \approx \omega_0 - \omega_\partial$ — расстройка несущей частоты радиоимпульсов относительно частоты дискриминатора.

Сомножитель в правой части (8-51), стоящий при $e^{j\omega_\partial t}$, представляет комплексную амплитуду тока во вторичном контуре $\bar{I}_2(t)$, равную:

$$\bar{I}_2(t) = -jI_{\max} \frac{1 - e^{j\tau\Delta\omega} e^{\frac{\tau\omega_\partial}{2Q}}}{1 + j\frac{2Q\Delta\omega}{\omega_\partial}} e^{-\frac{\omega_\partial t}{2Q}} e^{-j\Delta\omega t}. \quad (8-52)$$

Как выше указывалось, равенство (8-23), а следовательно, и (8-52) позволяет определить ток в контуре

лишь в моменты времени $t \geq \tau$, т. е. по окончании импульса. Положив в (8-52) $t = \tau$, получим:

$$\begin{aligned} \bar{I}_2(\tau) &= -jI_{\text{макс}} \frac{e^{-\frac{\tau\omega_0}{2Q}} e^{-j\Delta\omega\tau} - 1}{1 + j\frac{2Q\Delta\omega}{\omega_0}} = \\ &= I_{2.0} e^{j\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right)}, \end{aligned} \quad (8-53)$$

где $\bar{I}_2(\tau)$ — комплексная амплитуда тока во вторичном контуре при $t = \tau$;

$I_{2.0}$ — модуль комплексной амплитуды $\bar{I}_2(\tau)$;

$\theta - \frac{\pi}{2}$ — аргумент $\bar{I}_2(\tau)$.

Как видно из (8-53), при $\Delta\omega = 0$ угол $\theta = 0$ и ток в контуре имеет в момент $t = \tau$ фазу, равную $-\frac{\pi}{2}$, т. е. сдвинут по отношению к вектору \bar{A}_0 на угол $-\frac{\pi}{2}$. При $\Delta\omega$, отличном от нуля, фазовый сдвиг между $\bar{I}_2(\cdot)$ и \bar{A}_0 равняется $\theta - \frac{\pi}{2}$ (фиг. 8-9).

По изложенным выше соображениям, о полной идентичности форм напряжения и тока, протекающего через катушку $L_{св}$, можно считать, что $\bar{U}_{2к}(\tau)$ — напряжение на зажимах катушки индуктивности, т. е. на вторичном контуре дискриминатора, будет равно:

$$\bar{U}_{2к}(\tau) = j\omega_0 L \bar{I}_2(\tau), \quad (8-54)$$

где L — величина индуктивности вторичного контура дискриминатора.

Из векторной диаграммы, изображенной на фиг. 8-9, следует, что вектор $\bar{U}_{2к}(\tau)$ опережает по фазе вектор \bar{A}_0 на угол θ .

Как видно из схемы одноконтурного дискриминатора (фиг. 8-8), высокочастотное напряжение, приложенное к каждому из диодов, равно геометрической сумме напряжений \bar{U}_0 и $\frac{\bar{U}_{2к}(\tau)}{2}$. Важно отметить, что напряжение \bar{U}_0 существует лишь в промежутке времени от нуля до τ . Несколько

сложнее обстоит дело с определением времени существования напряжения $\bar{U}_{2к}(\tau)$. Как уже указывалось, напряжение на контуре в моменты времени $t \geq \tau$ является результатом переходных процессов, возникших в контуре при воздействии на него радиоимпульсов. Максимальное значение огибающей этого напряжения при импульсе длительностью τ выражается формулами (8-53) и (8-54). Для нормальной работы одноконтурного дискриминатора в импульсном режиме необходимо, чтобы к диоду прикладывались напряжения \bar{U}_0 и $\frac{\bar{U}_{2к}(\tau)}{2}$. Это следует из принципа действия дискриминатора, рассмотренного в § 3-1 и одинаково справедливого как для режима непрерывных колебаний, так и для случая импульсной работы.

Поэтому в моменты $t \geq \tau$, когда отсутствует напряжение на катушке связи, на выходе дискриминатора напряжения не будет, так как детектированные токи компенсируют друг друга.

Поскольку \bar{U}_0 существует лишь в период времени $t < \tau$, для анализа работы дискриминатора необходимо знать закон изменения напряжения на контуре также при $t < \tau$.

Из литературы [Л. 11] известно, что при включении гармонического напряжения (радиоимпульса) амплитуды тока в контуре и напряжений на его элементах нарастают. Можно считать, что наибольшее значение амплитуды напряжения на контуре за время действия радиоимпульса наступит при $t = \tau$. Это утверждение справедливо не для всех возможных значений расстройки, причем чем меньше длительность импульса и больше полоса пропускания контуров дискриминатора, тем меньше допускаемая ошибка.

Для определения напряжения на выходе дискриминатора при достаточно большом значении постоянной времени нагрузки, необходимо найти наибольшее абсолютное значение суммарного высокочастотного напряжения, прикладываемого к диодам. Как указывалось, максимальные значения составляющих этого напряжения \bar{U}_0 и $\bar{U}_{2к}(t)$ наступают при $t = \tau$. Фазовый

сдвиг между \bar{U}_0 и $\bar{U}_{2\kappa}(t)$ может быть определен из (8-44), (8-53) и (8-54).

При $1 \gg \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ сдвиг фаз между этими напряжениями в течение времени действия импульса изменяется незначительно, и поэтому суммарное высокочастотное напряжение имеет максимальное значение в момент $t = \tau$.

Поскольку переходный процесс в контуре возникает при появлении импульса тока $i_2(t)$, т. е. при $t < \tau$, и огибающая напряжения на контуре в течение периода высокой частоты изменяется на пренебрежимо малую величину, для определения $\bar{U}_{2\kappa}(t)$ в момент времени $\tau \pm \frac{2\pi}{\omega_0}$ можно воспользоваться формулами (8-53) и (8-54).

Перейдем к исследованию возможности появления нулевых значений управляющего напряжения при неравенстве несущей частоты импульсов и частоты дискриминатора. В отличие от дискриминатора на расстроенных контурах (см. § 8—2), при работе в импульсном режиме напряжение на выходе дискриминатора с фазовым детектированием может оказаться равным нулю, лишь в том случае, если сдвиг фаз между векторами \bar{U}_0 и $\bar{U}_{2\kappa}(\tau)$ равен $\pm \frac{\pi}{2}$.

Из физики работы рассматриваемого типа дискриминатора, ясно, что равенство нулю напряжения на его выходе может также явиться результатом отсутствия напряжения на вторичном контуре. При этом напряжения высокой частоты, прикладываемые к диодам дискриминатора, равны между собой, и постоянные напряжения на обеих половинах нагрузки взаимно компенсируются. Однако из фиг. 8—6 видно, что при практически встречающихся значениях u напряжение на вторичном контуре отлично от нуля. Поэтому напряжения высокой частоты, прикладываемые к диодам дискриминатора, могут быть равны лишь в результате сдвига фаз между \bar{U}_0 и $\bar{U}_{2\kappa}(\tau)$, равного $\pm \frac{\pi}{2}$.

Как видно из фиг. 8-9, фазовый сдвиг между \bar{U}_0 и $\bar{U}_{2\kappa}(\tau)$ равен $\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)$. Следовательно, интересующий нас сдвиг фаз, равный $\pm \pi/2$, будет получаться при $\theta = 0$. Для того, чтобы определить, возможно ли равенство $\theta = 0$ при $\Delta\omega \neq 0$, воспользуемся уравнением (8-53). Из этого уравнения следует, что $\theta = 0$ при равенстве нулю мнимой составляющей $e^{j\theta}$:

$$\text{Im} \frac{e^{-\frac{\tau\omega_0}{2Q}} e^{-j\Delta\omega\tau} - 1}{1 + j \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_0}} = 0, \quad (8-55)$$

где Im обозначает мнимую часть комплексной величины.

Преобразовав (8-55) придем к уравнению

$$\begin{aligned} \frac{2Q\Delta\omega_{\kappa p}}{\omega_0} - \frac{2Q\Delta\omega_{\kappa p}}{\omega_0} e^{-\frac{\tau\omega_0}{2Q}} \cos \tau\Delta\omega_{\kappa p} - \\ - e^{-\frac{\tau\omega_0}{2Q}} \sin \tau\Delta\omega_{\kappa p} = 0, \end{aligned} \quad (8-56)$$

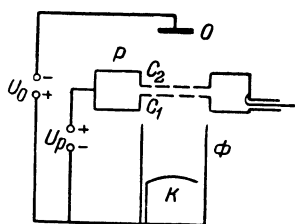
где $\Delta\omega_{\kappa p}$ максимальная величина полосы схватывания, при которой обеспечивается работа ЧАП. Уравнение (8-56) удовлетворяется при $\Delta\omega_{\kappa p} = 0$, но это решение интереса не представляет, так как соответствует точной настройке вторичного контура дискриминатора на несущую частоту радиоимпульсов. Анализ показывает, что ни при каких действительных значениях $\Delta\omega_{\kappa p}$, отличных от нуля, уравнение (8-56) не удовлетворяется.

Таким образом, в пределах, принятых в настоящем исследовании допущений, можно утверждать, что в отличие от дискриминаторов на расстроенных контурах, использование дискриминаторов с фазовым детектированием в импульсном режиме не имеет принципиальных отличий по сравнению с работой в схемах автоматической подстройки частоты, рассмотренных в § 3—1.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ ГЕНЕРАТОРОВ
САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

В настоящей главе рассматриваются специфические особенности схем ЧАП в устройствах, работающих в сантиметровом диапазоне волн. Особенность схем ЧАП в этом случае определяется главным образом применением отражательных клистронов для генерирования колебаний с частотой до 20—30 тыс. мггц.



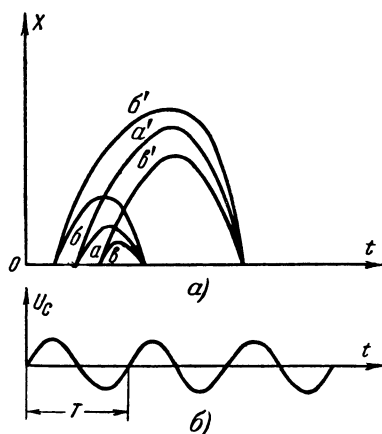
Фиг. 9-1. Схема отражательного клистрона.

Прежде чем перейти к рассмотрению конкретных методов автоматической подстройки частоты, напомним вкратце сущность работы отражательного клистрона в части, касающейся возможности изменения генерируемой частоты при изменении напряжения на отражательном электроде. На фиг. 9-1 изображена схема отражательного клистрона. Излучаемые катодом К электроны фокусируются устройством Ф в узкий пучок. Электронный луч проходит через зазор между сетками C_1 и C_2 резонатора Р и попадает в тормозящее поле, создаваемое отражательным электродом О, на который подается отрицательный потенциал [Л. 42].

Рассмотрим изображенные на фиг. 9-2 диаграммы работы отражательного клистрона. На фиг. 9-2, а по оси абсцисс отложено время, а по оси ординат — расстояние x между точкой, в которой находится рассматриваемый электрон, и серединой зазора C_1 — C_2 резонатора. Синусоидальная кривая (фиг. 9-2, б) изображает напряжение u_c между сетками C_1 и C_2 резонатора при наличии высокочастотных колеба-

ний. Рассмотрим движение электрона, прошедшего через зазор $C_1 = C_2$ в тот момент, когда переменное напряжение u_c равно нулю перед началом отрицательного полупериода.

В этом случае электрон а опишет в пространстве между зазором и отражателем траекторию а. Другой электрон б, прошедший через зазор не-



Фиг. 9-2. Диаграммы работы отражательного клистрона.

сколько раньше в момент, когда u_c положительно, получил ускорение и вышел из резонатора с большей скоростью, чем электрон а, описав траекторию б. Поскольку кинетическая энергия электрона б больше, чем электрона а, его возвратное движение к сеткам резонатора начнется на более далеком расстоянии, и время его пролета окажется также более длительным, чем у электрона а. Электрон в, попав в зазор, уменьшит свою скорость, в результате чего траектория его будет короче и он быстрее вернется в зазор.

В результате более поздние и более ранние электроны возвращаются в зазор одновременно с электроном а.

Таким образом, поток электронов в зазоре C_1 — C_2 модулируется по скорости. Наличие такой модуляции

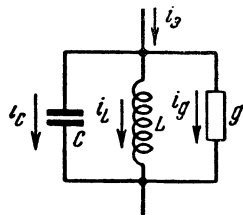
вызывает в пространстве между резонатором и отражателем объединение электронов в группы вокруг электронов, не изменивших своей скорости при прохождении через зазор. Следовательно, модуляция электронного потока по скорости превратится в модуляцию по плотности.

Для дальнейшего существенно отметить, что высокочастотное поле, ускоряющее электроны, идущие от катода к резонатору, тормозит электроны, возвращающиеся в зазор, и наоборот.

Если время пролета электронов таково, что они возвращаются в зазор в момент, когда поле, создаваемое напряжением u_c , оказывает тормозящее действие, скорость электронов уменьшается, и часть их кинетической энергии переходит в электромагнитную энергию поля высокой частоты в резонаторе. Это является условием поддержания высокочастотных колебаний в клистроне. Энергия, отдаваемая данной группой электронов, будет максимальна в том случае, если эта группа попадет в зазор C_1-C_2 в момент, когда напряжение u_c , создающее тормозящее поле, максимально. Из фиг. 9-2 ясно, что для этого необходимо, чтобы время пролета электрона a равнялось $0,75 + N$ периодов колебаний, где N — целое число. Если электроны, вокруг которых происходит группировка, проходят зазор в момент максимального тормозящего напряжения, то частота колебаний точно соответствует собственной частоте резонатора. Если же эти сгустки электронов прибывают до того, как напряжение u_c станет максимальным, то частота колебаний увеличивается, и наоборот, если сгустки прибывают позднее, частота колебаний уменьшается. Отсюда ясно, что, изменяя время пролета электронов, можно заставить сгустки электронов прибывать раньше или позднее и тем самым изменять частоту генерируемых колебаний. Увеличение абсолютного значения отрицательного напряжения на отражателе уменьшит время пролета, следовательно, вызовет увеличение частоты колебаний; уменьшение этого напряжения приведет к уменьшению частоты колебаний.

Описанное свойство отражательного клистрона позволяет упростить схему ЧАП, так как делает ненужным применение управляющего элемента.

Это же обстоятельство позволяет определить схему АПЧ с клистроном как схему частотной автоподстройки (ЧАП), поскольку необходим дискриминатор для создания управляющего напряжения, подаваемого на отражательный электрод. Для количествен-



Фиг. 9-3. Эквивалентная схема резонатора клистрона.

ной оценки работы схемы ЧАП с клистроном справедливо основное уравнение, определяющее величину коэффициента автоподстройки:

$$K = 1 + S_\delta S_\kappa,$$

где S_κ — крутизна характеристики электронной настройки — параметр, аналогичный крутизне управляющего элемента в ранее описанных схемах ЧАП.

Характеристикой электронной настройки называется зависимость изменения Δf частоты колебаний, генерируемых клистроном, от изменения напряжения на отражательном электроде ΔU_0 , т. е. функция вида:

$$\Delta f = \varphi(\Delta U_0).$$

Для определения этой зависимости воспользуемся методом, приведенным в книге В. Ф. Коваленко [Л. 42]. Резонатор клистрона может быть представлен эквивалентной схемой, изображенной на фиг. 9-3, где i_c — ток через эквивалентную емкость; i_L — ток через эквивалентную индуктивность; i_g — ток через активную проводимость g , на которой рассеивается мощность, поглощаемая в нагрузке и теряемая на стенках резонатора; i_0 — ток в не-

разветвленной цепи. Для мгновенных значений токов можно записать:

$$i_s = i_c + i_L + i_g.$$

Введем понятие об угле пролета электронов θ . Углом пролета электрона называется отношение времени пролета электрона в пространстве между сетками резонатора и отражателем к периоду колебаний, помноженное на 2π , т. е.

$$\theta = \frac{t_{np}}{T} 2\pi = t_{np} \omega, \quad (9-1)$$

где ω и T — частота и период высокочастотных колебаний;

t_{np} — время пролета.

Выражая мгновенные значения через амплитудные, получим:

$$I_s \sin(\omega t - \Delta\theta) = \omega C U_c \cos \omega t - \frac{U_c}{\omega L} \cos \omega t + g U_c \sin \omega t,$$

где U_c — амплитуда переменного напряжения между сетками резонатора;

$\Delta\theta$ — изменение θ — угла пролета электронов при изменении напряжения U_0 на величину ΔU_0 . Иначе говоря, величина $\frac{\Delta\theta}{\omega}$ определяет изменение времени нахождения электрона в пространстве между сетками и отражателем, полученное вследствие изменения U_0 на ΔU_0 .

Последнее уравнение может быть записано в виде:

$$(I_s \cos \Delta\theta - g U_c) \sin \omega t = \\ = (I_s \sin \Delta\theta + \omega C U_c - \frac{U_c}{\omega L}) \cos \omega t.$$

Это уравнение должно удовлетворяться в любой момент времени, следовательно, необходимо, чтобы

$$I_s \cos \Delta\theta = g U_c; \\ -I_s \sin \Delta\theta = \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) U_c \approx 2\Delta\omega C U_c.$$

При этом принято, что $(\Delta\omega)^2 \ll \omega^2$.

Решая совместно написанные два уравнения, после преобразований получим:

$$-\operatorname{tg} \Delta\theta = \frac{2\Delta\omega}{\omega} Q_{нагр},$$

где $Q_{нагр}$ — добротность нагруженного контура.

При электронной настройке обычно $\Delta\theta$ весьма мало, поэтому последнее уравнение может быть записано в виде:

$$\Delta\theta = -\frac{2\Delta\omega}{\omega} Q_{нагр}. \quad (9-2)$$

Для определения θ следует вычислить время нахождения электрона в пространстве между сетками и отражателем.

Предположим, что амплитуды переменных напряжений на электродах клистрона значительно меньше величин постоянного напряжения. Время пролета электрона будет равно:

$$t_{np} = \frac{2l_0}{v_{cp}}, \quad (9-3)$$

где l_0 — расстояние от плоскости второй сетки до точки, в которой скорость электрона равна нулю, т. е. до точки, где начинается движение электронов обратно к сетке.

Если v_0 — скорость электрона в момент вылета его из зазора, то средняя скорость v_{cp} равняется $\frac{v_0}{2}$.

Считая, что в пространстве между сеткой и отражателем электрон движется с постоянным ускорением (положительным или отрицательным), запишем равенство

$$\frac{U_p}{l_0} = -\frac{U_0}{l - l_0},$$

где l — расстояние между сеткой и отражателем;

U_p — постоянное напряжение на резонаторе относительно катода.

Тогда формула (9-3) примет вид:

$$t_{np} = \frac{4}{v_0} \frac{l}{1 - \frac{U_0}{U_p}}. \quad (9-4)$$

Воспользовавшись (9-1) и (9-4), получим следующую формулу для определения угла пролета:

$$\theta = \frac{4\omega l}{v_0 \left(1 - \frac{U_0}{U_p} \right)}.$$

Для определения $\Delta\theta$ дадим приращение ΔU_0 , при этом будем считать, что $\Delta U_0 \ll U_0$. После преобразований получим:

$$\frac{\Delta\theta}{\theta} = -\frac{\Delta U_0}{U_p - U_0}.$$

Из последнего уравнения и уравнения (9-2) получим:

$$\Delta f = \frac{\theta f}{2Q_{\text{нагр}}(U_p - U_0)} \Delta U_0. \quad (9-5)$$

Для приближенных расчетов характеристику электронной настройки можно считать прямолинейной, тогда крутизна может быть рассчитана по формуле

$$S_k = \frac{\Delta f}{\Delta U_0} = \frac{\theta f}{2Q_{\text{нагр}}(U_p - U_0)}.$$

Как выше указывалось, время пролета электронов должно равняться $(0,75 + N)T$. Последнее справедливо, если пренебречь временем пролета электронов между сетками зазора.

С учетом (9-1) получим:

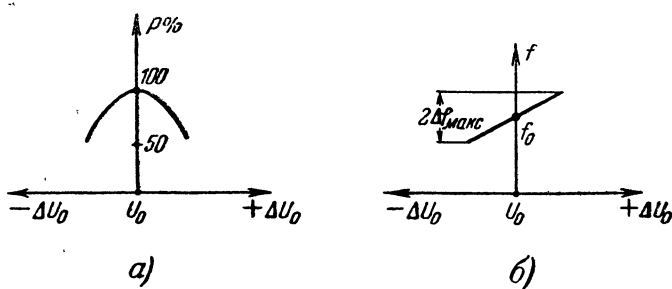
$$S_k = \frac{\pi(0,75 + N)f}{Q_{\text{нагр}}(U_p - U_0)}. \quad (9-6)$$

При подстройке частоты, осуществляемой изменением напряжения на отражателе, сгустки электронов возвращаются в зазор, когда тормозящее поле не максимально. В этом случае мощность колебаний, генерируемых клистроном, падает, что может быть допущено в определенных пределах. Обычно допускается двукратное снижение отдаваемой мощности в диапазоне регулирования частоты, генерируемой клистроном. Для нахождения ширины этого диапазона — параметра, аналогичного половине раствора статической характеристики управляющего элемента (см. гл. 5), можно воспользоваться формулой, приведенной в упомянутой книге В. Ф. Коваленко:

$$\Delta f_{\text{макс}} = \frac{ki\beta^2(N + 0,75)}{4U_p C}, \quad (9-7)$$

где i — электронный ток, выходящий из катода клистроны;
 k — коэффициент, учитывающий уменьшение тока вследствие оседания электронов на сетках;

β — коэффициент эффективности модуляции потока электронов переменным напряжением на сетках.



Фиг. 9-4. Графики электронной настройки.

а — изменение мощности; б — характеристика электронной настройки.

Величины, входящие в правую часть формулы (9-7), всегда известны для каждого типа клистронов. Характеристика электронной настройки и зависимость отдаваемой мощности от изменения напряжения на отражателе ΔU_0 приведены на фиг. 9-4.

Из рассмотрения формул (9-6) и (9-7) можно сделать вывод, что крутизна и ширина диапазона электронной настройки увеличиваются с ростом N . Величина N характеризует номер так называемой „рабочей зоны“ клистроны. Режим работы с нулевой зоной соответствует времени пролета электрона a (фиг. 9-2), равному $0,75$ периода высокой частоты, при этом $N=0$; при работе в первой зоне время пролета электрона a' равно $1,75$ периода, т. е. $N=1$ и т. д.

Увеличение N сопровождается уменьшением мощности, отдаваемой клистроном. Объясняется это тем, что при работе в нулевой зоне в течение каждого периода высокой частоты происходит отдача энергии сгустков электронов в резонаторе. Между тем с увеличением N отдача энергии происходит лишь 1 раз в течение N периодов и, следовательно, мощность, отдаваемая клистроном, при этом будет уменьшаться. Однако несмотря на указанный недостаток, при использовании клистронов в схемах ЧАП часто бывает целесообразно работать с величинами $N > 1$, поскольку при этом, во-первых, увеличивается полоса $\Delta f_{\text{макс}}$ [см. формулу (9-7)] и, во-вторых, характеристика электронной настройки становится более симметричной относительно $\Delta U_0 = 0$.

Поясним первое из указанных обстоятельств.

Время пролета электронов для отдачи максимальной энергии выбирается таким образом, чтобы полная их группировка в сгустки произошла точно в момент возвращения в зазор между сетками резонатора. Всякое отклонение времени пролета от этого значения приводит к тому, что в момент наибольшего тормозящего поля электроны разгруппировываются, т. е. отдача энергии убывает. При увеличении номера „рабочей зоны“ время пролета, а следовательно, время группировки и разгруппировки электронов возрастают. В результате сгустки электронов при изменении напряжения на отражателе, возвращаясь в зазор, в большей степени сохраняют группировку при работе в зонах с более высокими номерами.

Поскольку полоса $\Delta f_{\text{макс}}$ определяется при уменьшении отдаваемой мощности в 2 раза, то при увеличении N можно допустить большее изменение времени пролета электронов относительно значения $(N + 0,75)$ периодов высокой частоты. Это обстоятельство создает возможность увеличения $\Delta f_{\text{макс}}$.

Рассмотрим вопрос о симметрии характеристики электронной настройки. Характеристика электронной настройки, построенная по формуле (9-5), симметрична относительно значения $\Delta U_0 = 0$ (фиг. 9-4, б). Эта формула выведена в предположении, что переменное напряжение на электродах клистрона много меньше постоянного напряжения. Фактически характеристика электронной настройки несимметрична. Асимметрия выражена наиболее сильно при сравнительно больших значениях переменного напряжения на сетках резонатора, т. е. при работе в зонах с малым N . Это явление определяется нижеследующим. При уменьшении абсолютного значения напряжения на отражателе время пролета электронов увеличивается, вследствие чего частота колебаний, генерируемых клистроном, уменьшается.

Увеличение времени пролета электронов, т. е. отклонение частоты от резонансной, вызывает уменьшение

переменного напряжения между сетками резонатора.

Уменьшение переменного напряжения на резонаторе будет означать, что электрон b (фиг. 9-2) вылетит из зазора с меньшим запасом кинетической энергии и поэтому на меньшее расстояние удалится от сеток зазора. Максимальное расстояние электрона a не изменится, потому что, как было условлено раньше, этот электрон вылетает из зазора в момент, когда переменное напряжение равно нулю; следовательно, последнее независимо от своего значения не влияет на траекторию полета электрона a в пространстве между сеткой и отражателем.

В противоположность электрону b электрон a при уменьшении амплитуды переменного напряжения на резонаторе вылетит из зазора с большим запасом кинетической энергии, т. е. удалится на большее расстояние. Последнее объясняется противоположностью знаков постоянного и переменного напряжений на сетках в момент вылета электрона a . Итак, в результате уменьшения переменного напряжения на резонаторе уменьшится запас потенциальной энергии, которой будет обладать электрон b в момент, когда начнется его обратное движение к зазору, энергия электрона a будет неизменна, энергия электрона a увеличится.

Образование сгустка электронов возможно лишь в том случае, если в момент группировки скорости электронов различны. Для электронов фиг. 9-2 должно выполняться неравенство

$$v_b > v_a > v_a,$$

где v_a , v_b , v_a — скорости электронов a , b и a соответственно в момент группировки.

Только при выполнении этого неравенства электрон b может догнать электрон a , а последний — догнать электрон a . Номинальное напряжение на отражателе и другие параметры клистрона рассчитываются таким образом, чтобы последнее неравенство непременно выполнялось в момент возвращения электронов a , b и a в за-

зор. При этом, если переменное напряжение будет максимально, произойдет наиболее эффективная передача энергии электронов в энергию поля резонатора.

Очевидным является соображение, что чем меньше разность между величинами скоростей, тем больше нужно времени, чтобы электрон, летящий с большей скоростью, догнал электрон, летящий с меньшей скоростью.

При номинальном напряжении на отражателе за время, необходимое для возвращения электрона a в зазор, электрон b успевает его догнать. При уменьшении переменного напряжения на резонаторе в момент приближения электрона a к зазору электрон b будет обладать меньшей скоростью, чем при номинальном режиме.

Это объясняется тем, что при приближении к зазору скорость при равноускоренном движении в поле отражателя пропорциональна пройденному расстоянию, т. е. максимальному удалению электрона от зазора. Это расстояние, как было уже пояснено, уменьшается для электрона b при уменьшении переменного напряжения, в результате чего скорость его также уменьшится.

Следовательно, превышение скорости электрона b относительно скорости электрона a при приближении к зазору будет меньшим. В результате время, необходимое для того, чтобы электрон b догнал электрон a , т. е. время группирования, увеличится при уменьшении переменного напряжения на сетке. Аналогично можно показать, что увеличится время группирования электронов a и b . Произойдет это в результате увеличения скорости электрона b при приближении к зазору, т. е. также вследствие уменьшения величины разности скоростей электронов a и b .

Увеличение времени группирования увеличивает промежуток времени между моментами отдачи энергии сгустками электронов, т. е. уменьшает частоту колебаний, генерируемых клистроном.

Итак, показано, что уменьшение частоты колебаний, генерируемых клистроном, при уменьшении отрицатель-

ного напряжения на отражателе происходит по двум причинам:

1) увеличение времени пролета всех электронов, в том числе электрона a в пространстве резонатор — отражатель;

2) увеличение времени группирования электронов.

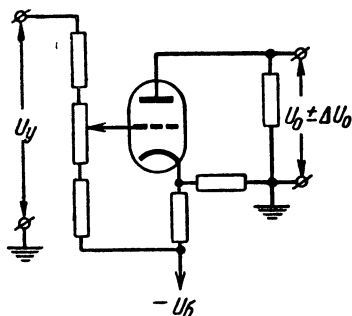
При увеличении отрицательного напряжения на отражателе траектория движения электронов, отталкиваемых полем отражателя, сокращается, а следовательно, уменьшается время пролета. Уменьшение времени пролета, так же как и увеличение в предыдущем случае, вызывает уменьшение переменного напряжения на резонаторе, что в свою очередь вызывает увеличение времени группирования. Следовательно, при увеличении отрицательного напряжения на отражателе частота колебаний изменяется под действием двух противоположно направленных факторов: уменьшения времени пролета и увеличения времени группирования.

В результате абсолютное значение суммарного изменения частоты будет меньше, чем при равном уменьшении отрицательного напряжения на отражателе, когда оба фактора вызывали уменьшение частоты. Увеличение частоты вследствие уменьшения времени пролета всегда больше, чем ее уменьшение, вызываемое увеличением времени группирования. Поэтому при увеличении отрицательного напряжения на отражателе частота колебаний, генерируемых клистроном, увеличивается. Однако крутизна электронной настройки при этом меньше, чем при уменьшении отрицательного напряжения на отражателе. Отсюда несимметричность характеристики электронной настройки клистрона.

Ряд практических схем автоматической настройки частоты генераторов на клистромах приведен в [Л. 44].

Следует остановиться на характерных особенностях дискриминаторов, применяемых в схемах ЧАП, в диапазоне сантиметровых волн [Л. 43]. Конструкция дискриминаторов определяется прежде всего возможностью применения в качестве высокостабильных колебательных систем замкнутых вибраторов или, как их

называют, объемных контуров. Добротности замкнутых вибраторов (не учитывая шунтирующего действия схемы) достигают нескольких тысяч единиц, т. е. сравнимы с добротностью кварца. В § 3-1 указывалось, что резонансные дискриминаторы обладают тем существенным недостатком, что неизбежные изменения собственной частоты контуров вносят дополнительную нестабильность. Однако в диапазоне сантиметровых волн



Фиг. 9-5. Схема усилителя постоянного тока в схеме ЧАП клистрона.

этот недостаток в значительной мере устраняется использованием замкнутых вибраторов. Собственная частота замкнутого вибратора может весьма мало зависеть от температуры, если он изготовлен из материалов, выбранных таким образом, что изменение их линейных размеров взаимно компенсируется. Замкнутые вибраторы можно сделать из материалов с весьма малым коэффициентом расширения, таких, например, как инвар или плав-

ленный кварц, при условии, что последние покрываются материалом с высокой электрической проводимостью. Дальнейшее повышение стабильности собственной частоты достигается помещением замкнутого вибратора в термостат. В результате автоматическая подстройка может осуществляться непосредственно на частоте стабилизируемого генератора без понижения ее в специальных смесителях, как это обычно делается на более длинных волнах.

Также находят применение дискриминаторы, работающие с понижением частоты до 30—100 мГц, в которых для целей выпрямления используются кристаллические детекторы.

Для повышения коэффициента автоподстройки иногда используются усилители постоянного тока, включаемые между выходом дискриминатора и отражательным электродом клистрона. Схемы применяемых для этих целей усилителей постоянного тока имеют ту особенность, что положительный зажим источника анодного напряжения соединяется с землей, а отрицательный — с катодом усилительной лампы. Одна из возможных схем такого рода показана на фиг. 9-5. Применение усилителя постоянного тока с положительным потенциалом на аноде в схеме фиг. 9-5 недопустимо, так как при такой схеме нельзя подать на отражатель необходимое для его работы отрицательное напряжение.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

СХЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

В предыдущих главах были описаны основные элементы, входящие в систему автоматической подстройки частоты, и сформулированы условия ее эффективной работы. Прежде чем переходить к рассмотрению конкретных схем ЧАП, следует указать на существование двух принципиально отличных методов получения эталонных частот.

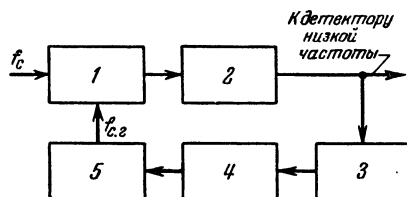
Первый из них заключается в ис-

пользовании в качестве эталонной частоты принимаемого сигнала. Отсюда следует, что этот метод применим только в приемных устройствах, где автоматическая подстройка частоты гетеродина производится таким образом, чтобы обеспечить нужную стабильность промежуточной частоты. В такого рода схемах обычно применяется частотная автоподстройка.

К гетеродину в этом случае предъявляются такие требования, чтобы его частота под воздействием ЧАП могла изменяться в соответствии с изменением частоты принимаемого сигнала.

Такой метод стабилизации называется автоматической подстройкой частоты по принимаемому сигналу.

Как видно из блок-схемы фиг. 10-1, рассматриваемая схема ЧАП работает следующим образом: напряжения сиг-



Фиг. 10-1. Блок-схема ЧАП по принимаемому сигналу.

нала и гетеродина 5 подаются на вход смесителя 1, в анодной цепи которого образуется напряжение промежуточной частоты. После усиления в каскаде 2 напряжение промежуточной частоты поступает на дискриминатор 3, собранный по одной из схем с резонансными контурами и имеющий частоту f_d (см. гл. 3), равную промежуточной.

При отклонении промежуточной частоты от номинального значения на выходе дискриминатора появляется напряжение, которое, воздействуя на управляющий элемент 4, корректирует частоту гетеродина 5. Работа схемы ЧАП в этом случае происходит так, как было описано в гл. 2. Выше указывалось, что подобные схемы особенно просты в осуществлении в приемниках частотно-модулированных колебаний, где в качестве дискриминатора используется тот же частотный детектор, что и для детектирования сигнала.

К основным недостаткам ЧАП по принимаемому сигналу следует отнести:

- 1) возможность захвата частоты гетеродина мешающим сигналом и как следствие отсутствие в этом случае приема полезного сигнала;
- 2) применение стабилизации частоты

только в приемниках; общая стабильность линии связи при этом будет определяться стабильностью частоты передающего устройства.

Этот метод широко используется в схемах автоматической подстройки частоты, радиолокационных приемников, где указанные недостатки не имеют существенного значения. Большое количество схем такого рода рассмотрено в [Л. 44].

От указанных недостатков свободен метод стабилизации частоты передающего и приемного устройств по местному генератору эталонных частот (фиг. 2-1). Рабочей частотой здесь являются колебания стабилизируемого генератора, который автоматически подстраивается по эталонной частоте, создаваемой специальным местным генератором. Этот метод, очевидно, в равной степени применим для стабилизации частоты колебаний гетеродина приемника и возбuditеля передатчика.

Применение в аппаратуре схем автоматической подстройки частоты позволяет получить большое количество стабилизированных волн, используя для образования эталонных частот ограниченное количество кварцев. Основным принципом создания эталонных частот является использование колебаний, генерируемых одним или несколькими кварцованными генераторами, работающими в режимах, обеспечивающих значительную интенсивность высших гармоник.

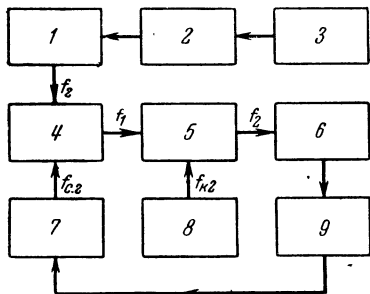
Рассмотрим несколько наиболее характерных вариантов схем ЧАП, позволяющих получить большое количество фиксированных частот стабилизируемого генератора.

В качестве первого примера на фиг. 10-2 приведена одна из возможных блок-схем стабилизации методом частотной автоматической подстройки по местному генератору эталонных частот.

Колебания первого кварцованного генератора подаются на умножитель, в анодной цепи которого выделяется нужное количество гармоник. Далее следует резонансный усилитель, выделяющий при соответствующей настройке нужную гармонику частоты кварца. Напряжение выбранной гар-

моники стабилизируемого генератора поступает на вход первого смесителя, в анодной цепи которого выделяется напряжение разностной частоты. На второй смеситель подаются колебания разностной частоты и второго кварцованного генератора.

Контур в анодной цепи второго смесителя выделяет напряжение раз-



Фиг. 10-2. Первая блок-схема ЧАП

по местному генератору эталонных частот. 1 — резонансный усилитель; 2 — умножитель; 3 — первый кварцованный генератор; 4 — первый смеситель; 5 — второй смеситель; 6 — дискриминатор; 7 — стабилизируемый генератор; 8 — второй кварцованный генератор; 9 — управляющий элемент.

ностной частоты. Значение этой разностной частоты может быть определено из соотношения

$$f_2 = f_1 - f_{к2},$$

где f_2 — частота колебаний, выделяемых вторым смесителем;

f_1 — частота колебаний, выделяемых первым смесителем;

$f_{к2}$ — частота колебаний второго кварцованного генератора.

Возможны два случая образования разностной частоты f_2 , имеющей одно и то же значение:

$$1) f_2 = f'_1 - f_{к2};$$

$$2) f_2 = f_{к2} - f''_1,$$

где f'_1 и f''_1 — частоты колебаний на выходе первого смесителя.

Как следует из блок-схемы,

$$f'_1 = f'_{c.2} - f_2; \quad f''_1 = f''_{c.2} - f_2,$$

где $f'_{c.2}$ и $f''_{c.2}$ — частоты колебаний стабилизируемого генератора;

f_2 — частота гармоники первого кварцованного генератора;

Рассмотрев последние четыре равенства, можно записать:

$$f_2 = f'_{c.2} - f_2 - f_{к2};$$

$$f_2 = f_{к2} - f''_{c.2} + f_2.$$

Колебания частоты f_2 поступают на дискриминатор, подсоединенный к управляющему элементу, корректирующему частоту стабилизируемого генератора. Управляющее напряжение будет равно нулю на двух частотах стабилизируемого генератора, когда удовлетворяется любое из двух ниже-следующих равенств:

$$f_0 = f_2 = f'_{c.2} - f_2 - f_{к2}; \quad (10-1)$$

$$f_0 = f_2 = f_{к2} - f''_{c.2} + f_2, \quad (10-2)$$

где f_0 — частота дискриминатора.

Из уравнений (10-1) и (10-2) следует, что для одних и тех же значений f_2 , $f_{к2}$ и f_0 можно получить две стабилизированные частоты стабилизируемого генератора: $f'_{c.2}$ и $f''_{c.2}$. Следует отметить, что в зависимости от того, по какому из уравнений (10-1) или (10-2) выбирается частота стабилизируемого генератора, полярность подключения дискриминатора к управляющему элементу должна изменяться. Это объясняется тем, что при одном и том же знаке ухода частоты генератора относительно эталонной в первом случае [уравнение (10-1)] управляющее напряжение должно быть таково, чтобы величина $f_{c.2}$, например, возрастала, а во втором случае [уравнение (10-2)], наоборот, уменьшалась.

Поясним далее один из возможных способов образования эталонных частот для схемы фиг. 10-2.

Примем следующие обозначения:

N — число фиксированных частот стабилизируемого генератора;

A — число гармоник первого кварцованного генератора;

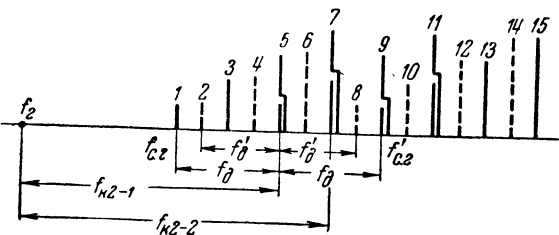
B — число кварцев, используемых во втором кварцованном генераторе;

D — число используемых дискриминаторов;

x — интервал между фиксированными частотами стабилизируемого генератора;
 y — интервал между частотами второго кварцованного генератора;
 $f_{к1}$ — основная частота первого кварцованного генератора.

Количество стабилизированных частот определяется по формуле

$$N = A(2BD - 1). \tag{10-3}$$



Фиг. 10-3 График образования стабилизированных частот в схеме фиг. 10-2.

Проиллюстрируем формулу (10-3) на примере.

Предположим, что используется одна гармоника колебаний первого кварцованного генератора, четыре кварца во втором кварцованном генераторе и два дискриминатора с разными частотами f_{δ} , т. е. в рассматриваемом случае

$$A = 1; \quad B = 4; \quad D = 2.$$

Определим N непосредственно из рассмотрения блок-схемы (фиг. 10-2).

На фиг. (10-3) изображен график образования стабилизированных частот для рассматриваемого примера. Как видно, число частот равно 15, что совпадает с результатом расчета по формуле (10-3).

Табл. 10-1 поясняет способ образования любой из 15 стабилизированных частот. В случае, если $A > 1$, каждая следующая гармоника выбирается таким образом, чтобы 15 стабилизированных частот, с нею полученных, были расположены в диапазоне, прилегающем к частотам, образованным с предыдущей и последующей гармониками $f_{к1}$.

Если Δf_{δ} — разнос между частотами используемых дискриминаторов, то при выбранном способе образования стабилизированных частот справедливо соотношение

$$\Delta f_{\delta} = x. \tag{10-4}$$

Тогда необходимый интервал между частотами второго кварцованного генератора будет равен:

$$y = Dx.$$

Формула для определения частоты первого кварцованного генератора или, что то же самое, интервала между частотами гармоник запишется в виде:

$$f_{к1} = x(2BD - 1).$$

Таблица 10-1

Номер стабилизированной частоты	I	1	2	3	4	5	6	7
Частота второго кварцованного генератора	II	$f_{к2-1}$	$f_{к2-1}$	$f_{к2-2}$	$f_{к2-2}$	$f_{к2-3}$	$f_{к2-3}$	$f_{к2-4}$
Частота гармоники первого кварцованного генератора	III	f_2	f_2	f_2	f_2	f_2	f_2	f_2
Частота дискриминатора	IV	f_{δ}	f'_{δ}	f_{δ}	f'_{δ}	f_{δ}	f'_{δ}	f_{δ}

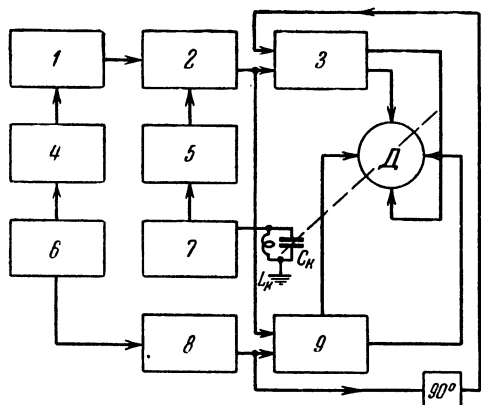
Продолжение табл. 10-1

Номер стабилизированной частоты	8	9	10	11	12	13	14	15
Частота второго кварцованного генератора	$f_{к2-4}$	$f_{к2-1}$	$f_{к2-2}$	$f_{к2-2}$	$f_{к2-3}$	$f_{к2-3}$	$f_{к2-4}$	$f_{к2-4}$
Частота гармоники первого кварцованного генератора	f_2	f_2	f_2	f_2	f_2	f_2	f_2	f_2
Частота дискриминатора	f'_{δ}	f_{δ}	f'_{δ}	f_{δ}	f'_{δ}	f_{δ}	f'_{δ}	f_{δ}

Если, исходя из заданного количества стабилизированных частот, определены величины A , B , D и другие, то следует рассчитать частоты дискриминаторов.

Определим минимальную частоту дискриминатора $f_{д.мин}$. Остальные частоты дискриминатора найдутся при помощи уравнения (10-4). Из рассмотрения фиг. 10-3 (построенной для $B=4$) следует, что если используется B кварцев с частотами

$$f_{к2-1}, f_{к2-2}, \dots, f_{к2-B},$$



Фиг. 10-4. Вторая блок-схема ЧАП по местному генератору эталонных частот.

1 — усилитель гармоник; 2 — первый смеситель; 3 — смеситель A ; 4 — мультивибратор; 5 — делитель частоты; 6 — кварцованный генератор; 7 — стабилизируемый генератор; 8 — умножитель частоты; 9 — смеситель B .

то можно записать:

$$f_c + f_{к2-B} - f_{д.мин} = f_c + f_{к2-1} + f_{д.мин}.$$

Отсюда

$$f_{д.мин} = \frac{f_{к2-B} - f_{к2-1}}{2}.$$

Из рассмотрения фиг. 10-3 нетрудно также видеть, что

$$f_{к2-B} - f_{к2-1} = (B-1) D x.$$

Тогда

$$f_{д.мин} = \frac{(B-1) D x}{2}.$$

Стабильность эталонной частоты будет тем выше, чем меньше частоты дискриминаторов по сравнению с частотами f_c и $f_{к2}$.

В качестве второго примера систем стабилизации методом ЧАП по мест-

ному генератору эталонных частот рассмотрим схему фиг. 10-4.

Управляющим элементом в этой схеме является двухфазный асинхронный двигатель. Это обстоятельство определяет необходимость обеспечения сравнительно малых значений разностной частоты, при которых асинхронный двигатель еще работоспособен (см. гл. 5).

Именно по этой причине в схеме фиг. 10-4 применяется деление частоты как в генераторе эталонных частот, так и в стабилизируемом генераторе.

Для определенности работу схемы фиг. 10-4 поясним на конкретном числовом примере. Предположим, что стабилизируемый генератор работает в диапазоне частот 3 200—4 800 кГц. Пусть число стабилизированных частот в этом диапазоне должно равняться 50; эти 50 волн равномерно распределены в указанном диапазоне. Следовательно, интервал между двумя соседними стабилизированными частотами будет равен:

$$\frac{4\,800 - 3\,200}{50} = 32 \text{ кГц.}$$

Стабилизация указанного количества волн в рассматриваемой схеме осуществляется при помощи одного кварца. Колебания, генерируемые кварцованным генератором, имеют частоту, равную 20 кГц, и используются для синхронизации колебаний мультивибратора.

Последний генерирует колебания с частотой, равной 4 кГц. Таким образом, осуществляется деление частоты кварцованного генератора в 5 раз. Колебания, генерируемые мультивибратором, как известно резко отличны от синусоидальных и имеют примерно прямоугольную форму. Такая форма колебаний обеспечивает значительную интенсивность высших гармоник. В результате при помощи одного кварца, используемого в синхронизирующем генераторе, и мультивибратора может быть получено большое количество гармоник, имеющих стабильность, равную стабильности кварца. В рассматриваемом случае используются гармоники частоты 4 кГц, от 75-й, имеющей частоту 300 кГц, до 125-й, имеющей частоту 500 кГц.

Колебания используемой гармоники усиливаются и подаются на первый смеситель. На тот же смеситель подаются колебания стабилизируемого генератора с частотой, уменьшенной в 8 раз, т. е. охватывающие диапазон 400—600 кГц.

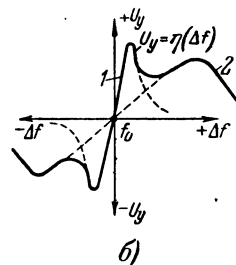
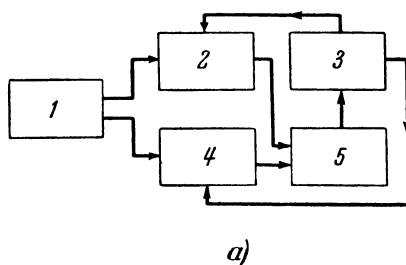
Система настройки контуров стабилизируемого генератора, делителей и усилителя гармоник рассчитывается таким образом, что частоты колебаний, подаваемых на первый смеситель, отличаются точно на 100 кГц в том случае, если частота колебаний, генерируемых стабилизируемым генератором, имеет номинальное значение.

В результате смещения в анодной цепи первого смесителя выделяется напряжение, имеющее частоту 100 кГц. Напряжение кварцованного генератора поступает также на каскад умножения частоты, в анодной цепи которого выделяются колебания пятой гармоники кварца, имеющие частоту 100 кГц. При отклонении частоты стабилизируемого генератора от номинального значения, как и в схеме фиг. 5-18, напряжения, подаваемые на обмотки асинхронного двигателя, сдвинуты по фазе одно относительно другого на 90° и получаются в результате смещения в смесителях А и Б.

Напряжения, подаваемые на обмотки, создают вращающееся магнитное поле, под воздействием которого асинхронный двигатель изменяет емкость подстраиваемого конденсатора в контуре стабилизируемого генератора, в результате чего уменьшается первоначальная расстройка.

Как указывалось в гл. 5, асинхронный двигатель работоспособен при подаче на него напряжений с частотой не выше 300 Гц. Коэффициент деления в рассматриваемой схеме равен 8, следовательно, полоса схватывания равна 2400 Гц.

Схема, изображенная на фиг. 10-4, имеет ту характерную особенность, что в ней отсутствует как дискриминатор, так и фазовый детектор. Тем не менее указанная схема должна



Фиг. 10-5. Блок-схема ЧАП с двумя дискриминаторами.

а — блок-схема; 1 — генератор эталонных частот; 2 — первый дискриминатор; 3 — стабилизируемый генератор; 4 — второй дискриминатор; 5 — управляющий элемент; б — построение статической характеристики дискриминатора.

быть отнесена к системам ЧАП, поскольку управляющий элемент — двигатель реагирует на отклонение частоты от номинального значения, а не на разность фаз.

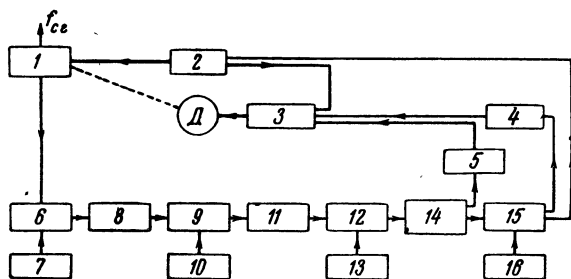
Действительно, если частота стабилизируемого генератора равна эталонной, то при любой разности фаз на выходе смесителей А и Б образуются постоянные напряжения, которые не могут привести во вращение двигатель.

Из приведенного в предыдущих главах анализа работы систем ЧАП с резонансными дискриминаторами известно, что требования расширения полосы схватывания и увеличения крутизны дискриминатора, а следовательно, коэффициента автоподстройки взаимно противоречивы. В связи с этим в некоторых схемах ЧАП используются не один, а два резонансных дискриминатора, имеющих одну и ту же частоту f_0 , но отличающихся по ширине полосы пропускания.

Последнее практически достигается применением контуров с различной добротностью.

На фиг. 10-5, а изображена блок-схема ЧАП с двумя дискриминаторами 2 и 4.

На фиг. 10-5, б показана результирующая характеристика этой системы дискриминаторов. Крутизна начального участка характеристики (кривая 1) определяется крутизной дискриминатора с контурами высокой добротности. Полоса схватывания (кривая 2) определяется полосой дискриминатора с контурами малой добротности. Эта схема обладает недостатком, присущим всем резонансным дискрими-



Фиг. 10-6. Блок-схема ФАП по местному генератору эталонных частот.

наторам и заключающимся в ухудшении результирующей стабильности стабилизируемого генератора вследствие возможных уходов частоты f_d под влиянием температуры и других факторов.

В заключение рассмотрим схему стабилизации методом ФАП с электронно-механическим управляющим элементом, описанную в [Л.45] и изображенную на фиг. 10-6.

Для большей наглядности анализ схемы произведем для конкретных численных значений стабилизируемых частот. Предположим, что в диапазоне стабилизируемого генератора 1 (фиг. 10-6), равном $32 \frac{2}{3} \div 66$ мГц, необходимо обеспечить подстройку частоты $f_{с.г.}$ на любой из 2000 эталонных частот. Колебания эталонных частот создаются в этой схеме четырьмя кварцеванными генераторами. Кварцеванный генератор 7 может работать на одном выбранном кварце из десяти имеющихся в нем. Десять частот колебаний, образуемых генератором 7, расположены в диапазоне $24 \frac{1}{3} \div 54 \frac{1}{3}$ мГц с интервалом, равным $3 \frac{1}{3}$ мГц. Кварцеванный генератор 10 также работает на любом кварце из десяти в диапазоне $12 \frac{1}{6} \div 15 \frac{1}{6}$ мГц с интервалом, равным $\frac{1}{3}$ мГц.

Кварцеванный генератор 13 тоже содержит десять кварцев и создает в диапазоне $6 \frac{1}{30} \div 6 \frac{1}{3}$ мГц колебания одной из десяти частот, отличающихся на $\frac{1}{30}$ мГц.

Кварцеванный генератор 16 имеет два кварца с частотами $2 \frac{30}{60}$ и $2 \frac{31}{60}$ мГц.

При настройке на заданную рабочую частоту в каждом из четырех кварцеванных генераторов при помощи специальных переключателей подключаются соответствующие кварцы. Одновременно двигателем Д приводится во вращение ротор переменного конденсатора контура, задающего частоту стабилизируемого генератора 1. Колебания генераторов 1 и 7 подаются на смеситель 6. На выходе этого смесителя включен фильтр 8 с полосой пропускания $8 \frac{1}{3} \div 11 \frac{2}{3}$ мГц. В момент, когда при вращении ротора разность частот генераторов 1 и 7 окажется в полосе пропускания фильтра 8, на выходе последнего появится напряжение.

Для нормальной работы схемы необходимо, чтобы с любым из кварцев генератора 7 частоты колебаний, генерируемых генератором 1, при которых на выходе фильтра 8 образуется напряжение, отличались друг от друга не более чем на величину полосы пропускания фильтра. Этого можно достигнуть, если при работе с каждым из кварцев генератора 7 генератор 1 будет изменять частоту создаваемых им колебаний не более чем на величину полосы пропускания фильтра 8, т. е. на $3 \frac{1}{3}$ мГц. Эта задача решается скачкообразным изменением индуктивности контура при смене кварца в генераторе 7 и уменьшением до $3 \frac{1}{3}$ мГц перекрытия, даваемого конденсатором при каждом значении индуктивности. Если в системе не предусмотреть уменьшения диапазона изменения частоты, получающегося при вращении двигателя, то, например, при работе с частотой генератора 7, равной $44 \frac{1}{3}$ мГц, разностная частота $8 \frac{1}{3}$ мГц получится при значениях частоты генератора 1, равных $52 \frac{2}{3}$ мГц и 36 мГц. В результате на выходе

фильтра появится напряжение при двух значениях $f_{c.2}$, что нарушит нормальную работу схемы. При соответствующем сокращении диапазона изменения емкости контура двигателем колебания с частотой 36 мГц генерироваться не будут. Генератор 1 при частоте колебаний генератора 7, равной $44\frac{1}{3}$ мГц, будет работать в диапазоне $52\frac{2}{3} \div 56$ мГц.

Аналогично смесителю 6 работают смесители 9 и 12. Фильтры на их выходах имеют следующие значения полос пропускания: фильтр 11 — $3\frac{1}{2} \div 3\frac{5}{6}$ мГц, фильтр 14 — $2,3 \div 2,7$ мГц и фильтр 5 — $2,4 \div 2,6$ мГц.

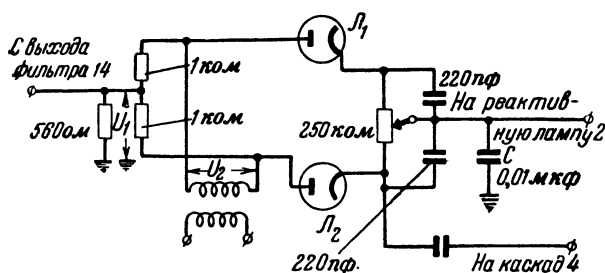
В описываемой схеме предусмотрено на установку конденсатора генератора 1 на максимальную емкость перед началом вращения двигателя. Таким образом, в процессе поиска частота генератора 1 всегда изменяется от меньшего значения к большему. Поиск с неизменной скоростью будет продолжаться до тех пор, пока на выходе фильтра 5 не появится напряжение. Это напряжение усиливается, выпрямляется и при помощи специального электромеханического устройства 3 уменьшает скорость вращения мотора в 25 раз. Таким образом, почти весь поиск происходит с большой скоростью вращения, и лишь при подходе к заданной частоте скорость резко уменьшается. Это позволяет сохранить малое время перестройки и устранить опасность „проскакивания“ положения равновесия. Одновременно с уменьшением скорости выпрямленное напряжение с выхода фильтра 5 подается на реле, разрывающее цепь, по которой до этого момента производилось питание мотора. С этого момента напряжение к мотору подается через контакты реле, управляемого предварительно усиленным и выпрямленным в каскаде 4 напряжением, снимаемым с выхода фазового детектора 15. Двигатель вращается с пониженной скоростью до того момента, когда частота стабилизируемого генератора окажется в пределах полосы схватывания си-

стемы ФАП, состоящей из фазового детектора 15 и реактивной лампы 2. Последняя изменит частоту $f_{c.2}$ до значения, равного номинальному, в результате чего напряжение на выходе каскада 4 окажется равным нулю и цепь питания двигателя разомкнется. Под действием инерции ротор конденсатора пройдет еще некоторый угол и остановится. Получившаяся при этом расстройка должна быть в пределах полосы схватывания системы ФАП, т. е. инерционное вращение ротора не приведет к отклонению частоты $f_{c.2}$ от номинального значения.

Из приведенного описания следует, что данная схема, сочетающая механическое и электронное управление частотой стабилизируемого генератора, обеспечивает неограниченно широкую полосу схватывания и стабильность $f_{c.2}$, равную стабильности эталонных частот.

При работе в режиме удержания под влиянием дестабилизирующих факторов разностная частота может выйти за пределы регулирующего действия реактивной лампы. В этом случае естественно воспользоваться подстройкой двигателем. Однако при помощи выпрямленного напряжения, которое появляется на выходе каскада 4 при отклонении $f_{c.2}$ от номинального значения, можно обеспечить вращение двигателя лишь в направлении увеличения частоты. Между тем уходы частоты $f_{c.2}$ могут быть двусторонними. Для решения этой задачи в анодную цепь реактивной лампы включаются два реле. Первое реле срабатывает при некотором минимальном значении анодного тока, т. е. при увеличении отрицательного управляющего напряжения. Второе реле срабатывает при некотором максимальном значении анодного тока, т. е. при наибольшем допустимом значении положительного управляющего напряжения.

При срабатывании первого или второго реле на двигатель при помощи электромеханического устройства 3 подается напряжение таким образом, чтобы обеспечить вращение ротора в направлении, компенсирующем начальную расстройку. Это уст-



Фиг. 10-7. Схема фазового детектора в блок-схеме фиг. 10-6.

ройство подобно механическому управляющему элементу, схема которого изображена на фиг. 5-14.

В схеме фиг. 10-6 используются 32 кварца. При помощи этих кварцев обеспечивается стабилизация колебаний генератора 1 на любой из эталонных частот. Общее количество последних равно произведению числа кварцев в каждом из генераторов 7, 10, 13 и 16, т. е. $10 \times 10 \times 10 \times 2 = 2000$.

Приведем краткое описание фазового детектора (фиг. 10-7), используемого в рассмотренной системе ФАП.

Как видно из схемы фиг. 10-7, на фазовый детектор подаются два напряжения: U_1 с выхода фильтра 14 и U_2 от генератора 16 (фиг. 10-6). Как и обычно, при анализе работы фазового детектора предположим, что частоты колебаний U_1 и U_2 равны между собой. Если напряжение U_1 отсутствует, то вследствие значительно большего по сравнению с периодом подаваемых колебаний значения постоянной времени цепи нагрузки на сопротивлении 250 ком образуется

постоянное напряжение, почти равное амплитуде U_2 . Падение напряжения U_2 на каждом из диодов L_1 и L_2 равно $\frac{U_2}{2}$.

Диоды L_1 и L_2 проводят лишь в течение половины периода, когда напряжение U_2 создает на аноде L_1 положительный потенциал. При одновременном воздействии на фазовый детектор напряжений U_2 и меньшего по величине U_1 напряжение U_y будет определяться разностью фаз колебаний U_1 и U_2 . Действительно, если эти два колебания синфазны, то в течение времени, когда диоды проводят, будет происходить заряд конденсатора C через диод L_1 . По окончании переходного процесса этот конденсатор зарядится до положительного напряжения, равного примерно амплитуде U_1 .

Если же колебания U_1 и U_2 находятся в противофазе, то конденсатор C будет заряжаться через диод L_2 , создавая на выходе отрицательное управляющее напряжение. Если сдвиг фаз между U_1 и U_2 равен $\frac{\pi}{2}$, то через диоды L_1 и L_2 текут равные токи и напряжение U_y на выходе фазового детектора равняется нулю. Из изложенного ясно, что схема, изображенная на фиг. 10-7, представляет фазовый детектор, напряжение на выходе которого определяется разностью фаз подводимых колебаний.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Д. К. Максвелл, И. А. Вышнеградский и А. Стодола, Теория автоматического регулирования (линеаризованные задачи), Редакция и комментарии акад. А. А. Андронova и чл.-корр. АН СССР И. Н. Вознесенского, Изд. АН СССР, 1949.
2. D. E. Foster, S. W. Seeley, Automatic Tuning Simplified Circuits and Design Practice, PIRE, March 1937.
3. Н. И. Чистяков, К расчету одной схемы дискриминатора, „ИЭСТ“, 1938, № 2.
4. Н. И. Чистяков, К теории электронных схем автоматического регулирования частоты, „ИЭСТ“, 1938, № 6.
5. Н. И. Чистяков, К теории дискриминатора, „ИЭСТ“, 1940, № 2.
6. Н. И. Чистяков, Расчет и экспериментальная проверка автоматической подстройки, „Электросвязь“, 1941, вып. 4.
7. В. И. Сифоров и Г. В. Гитшов, Нестационарные процессы в приемниках с автоматической подстройкой, „Электросвязь“, 1940, вып. 2.
8. Н. И. Чистяков, Об учете влияния фазового запаздывания в усилителе на автоматическую подстройку, „Электросвязь“ 1940, вып. 7.
9. Я. З. Цыпкин, Устойчивость системы автоматической подстройки частоты при учете эффекта запаздывания, „Радиотехника“, 1946, № 7—8.
10. И. С. Гоноровский, Частотная модуляция и ее применения, Связьиздат, 1948.
11. С. И. Евтянов, Переходные процессы в приемно-усилительных схемах, Связьиздат, 1948.
12. М. Г. Марголин, Частотно-модулированный возбудитель для УКВ передатчика высококачественного вещания, „Радиотехника“, 1947, № 5.
13. E. Labin, Théorie de la synchronisation par contrôle de phase, Philips Research Reports, t. 4, № 4, 1949.
14. G. W. Preston, J. C. Tellier, The Lock-in Performance of an AFC Circuits, PIRE, 1953, t. 41, № 2.
15. В. Г. Вольпян, О чувствительности частотных детекторов с резонансными контурами, „Радиотехника“, 1955, № 10.
16. И. Г. Кобылянский, К расчету частотного дискриминатора для автоподстройки, „Известия Киевского ордена Ленина политехнического института“, 1954, т. XIII.
17. Б. П. Асеев, Основы радиотехники, Связьиздат, 1947.
18. С. С. Аршинов, Температурная стабильность частоты ламповых генераторов, Госэнергоиздат, 1952.
19. А. А. Куликовский, Новое в технике радиоприема, Госэнергоиздат, 1950.
20. А. К. Сушкевич, Основы высшей алгебры, Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1941.
21. А. В. Михайлов, Метод гармонического анализа в теории регулирования, „Автоматика и телемеханика“, 1938, № 3.
22. И. Н. Бронштейн и К. А. Семендяев, Справочник по математике, Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1953.
23. А. Д. Мышкис, Линейные дифференциальные уравнения с запаздывающим аргументом, Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1950.
24. Г. В. Брауде, Журнал технической физики, 1931, т. 1, вып. 1.
25. И. С. Гоноровский, Частотные модуляторы с реактивными лампами, „Радиотехника“, 1947, № 5.
26. А. С. Винницкий, Регуляторы с электрической регулировкой частоты, „Электросвязь“, 1940, вып. II.
27. С. В. Новаковский и Г. П. Самойлов, Техника частотной модуляции в радиовещании, Госэнергоиздат, 1952.
28. Н. Н. Крылов, Теоретические основы радиотехники, Издательство „Морской транспорт“, 1951.
29. H. J. Kopp, Eine neue Frequenzmodulationssaltung, Funk-Technik, 1953, № 10.
30. А. А. Андронов и С. Э. Хайкин, Теория колебаний, ОНТИ НКТП СССР, 1937.
31. С. П. Стрелков, Введение в теорию колебаний, Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1950.
32. Л. Скорборо, Численные методы математического анализа, ГТТИ, 1934.
33. Дж. Стокер, Нелинейные колебания в механических и электрических системах, Издательство иностранной литературы, 1952.
34. Z. Jelonek, O. Celinski, R. Sytku, Pulling Effect in Synchronized System, The Proceedings of the Institute of Electrical Engineers, part IV, February 1954.
35. L. J. Farren, Phase Detectors, Wireless Engineer, vol. XXIII, № 279, December 1946.
36. Г. В. Кияковский, О работе инерционных схем синхронизации развертки теле-

визионного приемника, „Радиотехника“, 1951, № 6.

37. Л. А. Меерович, Л. Г. Зелichenko, Импульсная техника, Издательство „Советское радио“, 1953.

38. И. С. Гоноровский, Радиосигналы и переходные явления в радиоцепях, Связьиздат, 1954.

39. Ф. В. Лукин, Переходные процессы в линейных элементах радиотехнических устройств, Оборонгиз, 1950.

40. М. И. Конторович, Операционное исчисление и нестационарные явления в электрических цепях, Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1953.

41. S. Ratcliffe, Automatic Tuning for Primary Radar, Wireless Engineer, May, June, July 1954.

42. В. Ф. Коваленко, Введение в электронику сверхвысоких частот, Издательство „Советское радио“, 1950.

43. Р. В. Поунд, Электронная стабилизация частоты генераторов сантиметрового диапазона, The Review of Scientific Instruments, November 1946.

44. А. П. Сиверс, Радиолокационные приемники, Издательство „Советское радио“, 1952.

45. G. J. Kamfield, A Frequency-Generating System for v. h. f. Communication Equipment, Proceedings of the Institute of Electrical Engineers, part III, vol. 101, № 70, 1954.

46. В. Г. Вольпьян, Время пробега сигнала в электрических фильтрах, „ИЭСТ“ 1938, № 4.

47. E. H. Hygenholz, The Impulse-Governed Oscillator a System for Frequency Stabilisation, Philips Technical Review, vol. 14, № 5, 1952.

48. В. Т. Рене, Электрические конденсаторы, Госэнергоиздат, 1952.

49. А. Ф. Сенченков и Л. Г. Фунштейн, Применение ферритов в радиоаппаратуре, Госэнергоиздат, 1956.

50. А. Г. Иосифьян и Б. М. Каган, Основы следящего привода, Госэнергоиздат, 1954.

51. В. М. Шляндин, Элементы автоматики и телемеханики, Оборонгиз, 1954.

52. E. F. Grant, The Response of Frequency Discriminator to Pulses, PIRE, 37, № 4, 1949.

СПИСОК ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

По общим вопросам автоматической подстройки частоты

С. И. Евтянов, Радиопередающие устройства, Связьиздат, 1950, стр. 494—498.

С. А. Дробов, Радиопередающие устройства, Воениздат, 1951, стр. 683—688.

В. И. Сифоров, Радиоприемные устройства, Воениздат, 1951, стр. 452—461.

Основы радиолокационной техники, т. 2, Оборониздат, 1951, стр. 259—262.

Основы техники сантиметровых волн в радиолокации, «Советское радио», 1951, стр. 242—245.

Приемники радиолокационных станций, ч. I, «Советское радио», 1949, стр. 30—82.

Радиолокационная техника, ч. II, «Советское радио», 1949, стр. 5, 7, 25—28, 34, 35.

Техника радиолокации, ч. 2, Воениздат, 1949, стр. 242—245.

Н. Изюмов, Автоматическая подстройка, «Военный связист», 1951, № 6.

В. Левин и В. Цимеринов, Автоматическая подстройка частоты, «Радио», 1950, № 9.

И. Баянов, Автоматическая подстройка, «Радио», 1949, № 11.

А. В. Высельский, Телевизионный супергетеродинный приемник сантиметровых волн с автоматической регулировкой частоты, «Известия электропромышленности слабого тока», 1941, № 1.

И. А. Блошин, Автоподстройка частоты синхронизации в телевизорах, «Радио», 1951, № 5.

Я. З. Цыпкин, Критерии устойчивости линейных систем автоматического регулирования, лекция на семинаре по теории автоматического регулирования, Машгиз, 1950.

Л. Терехина, Стабилизация частоты клистронного генератора методом автоматической подстройки, Автореферат канд. диссертации, 1953, Московский энергетический институт им. Молотова.

С. Д. Шехтер, Стабилизация частоты радиопередатчика с помощью системы автоподстройки с точностью до фазы, Автореферат канд. диссертации, 1953, Московский электротехнический институт связи.

F. Wisniewski, Automatyczna regulacja czestotliwosci, „Przeglad Telekomunikacyjny“, 1952, t. 19, № 4.

G. Howitt, Evaluating AFC Systems for Television Receivers, E, 1952, vol. 25, № 11.

S. Helt, Practical Television Engineering, New York — Toronto, Rinehart Books, 1951.

G. Guanella, La stabilisation de la fréquence porteuse des émetteurs modulés en fréquence, Revue Brown Boveri, 1946, vol. 33.

W. J. Gruen, Theory of AFC Synchronization, PIRE, 1953, vol. 41, № 8.

R. B. Jacques, Automatic Frequency Control for a Cyclotron, Review of Scientific Instruments, 1941, vol. 12, № 9.

I. Green, A Straight fm Tuner with afc, Frequency Modulation and Television, 1949, vol. 9, № 12.

F. A. Jenks, Simplified Micro-Wave afc, E, 1947, vol. 20, № 11.

F. Juster, Commande automatique de fréquence et de phase pour récepteurs de télévision, Toute la Radio, 1949, vol. 16, № 135.

D. Leed, Automatic Frequency Control for Heterodyne Measurements, Bell Laboratory Record, 1950, vol. 28, № 8.

D. Leed, AFC System Analysis by Electromechanical Analogue, PIRE, 1952, vol. 40, № 2.

J. Kurshan, Transitrol, an Experimental Automatic-Frequency Control Tube, RCA Review, 1948, vol. 9, № 4.

N. Marchand, Direct FM Frequency Control Methods, Communications, 1946, vol. 26, № 7.

G. Martelli, Un nuovo sistema per il controllo di frequenza nei trasmettitori radiantistici, Radio Giornale, 1947, vol. 25.

T. Miller, Transient Response of a Narrow Band Automatic Frequency Control System, PIRE, 1951, vol. 39, № 11.

E. W. Pappenfus, Stabilized Master Oscillator for Multichannel Communication, E, 1950, vol. 23, № 12.

V. C. Rideout, Automatic Frequency Control of Microwave Oscillators, PIRE, 1947, vol. 35, № 8.

J. G. Stephenson, Combined Search and Automatic Frequency Control of Mechanically Tuned Oscillators, PIRE, 1950, vol. 38, № 11.

Ch. Travis, Automatic Frequency Control, PIRE, 1935, p. 1125.

J. M. M. Pinkerton, Automatic Frequency Control, Electronic Engineering, 1951, vol. 23, № 278.

W. L. Stephenson, Automatic Frequency and Phase Control of Television Line Time Bases for Negative Modulation Transmissions, Mellard Technical Communications, 1952, vol. 1, May.

W. M. Smith, Control automatico di frequenza, Revista Telegrafica, 1943, vol. 32, № 373.

A. B. Rosenstein, Uhf and Microwave afc, Radio Electronic Engineering, 1946, vol. 7, November.

A. R. Vallarino, E. M. Ostlund and M. Silver, Center-Frequency—Stabilized Frequency-Modulation System, PIRE, 1947, vol. 35, № 10.

A. Wright, Automatic Frequency-Phase Control in tv Receivers, Tele-Tech., 1947, vol. 6, № 2.

K. R. Wendt and G. L. Frendenhall, Automatic Frequency and Phase Control of Synchronization in Television Receivers, PIRE, 1943, vol. 31, № 1.

J. L. Hollis, Simplified Automatic Stabilisation of Frequency-Modulated Oscillator, PIRE, 1948, vol. 36, № 9.

L. S. Wecker, AFC Stops Drift, Radio Craft, 1948, vol. 19, August.

Tube Engineering News, Communications, 1949, vol. 29, № 1.

P. H. Stewart, FM Center Frequency Control I—II, Radio, 1946, vol. 3, November—December.

J. A. Cornell, A Single Tube a. f. c. Circuit for tv Deflection Systems, Radio and Television News, 1950, vol. 43, № 1.

E. L. Clark, Automatic Frequency Phase Control of Television Sweep Circuits, PIRE, 1949, vol. 37, № 5.

W. H. Buchsbaum, Automatic Frequency Control, Radio News, 1948, vol. 39, № 3.

J. R. Boykin, FM Frequency Control System, Radio, 1946, vol. 30, № 2.

J. L. Arends, Automatic Frequency Control for Single Sideband Receivers, Communication News, 1950, vol. 11, December.

E. F. Grant, An Analysis of the Sensing Method of Automatic Frequency Control for Microwave Oscillators, PIRE, 1949, vol. 37, № 8.

M. J. E. Golay, Automatic Frequency Control, PIRE, 1952, vol. 40, № 8.

A. A. Ghirardi, Practical Radio Course Automatic Frequency Control for Adjusting Oscillators, Radio News, 1946, vol. 35, № 4.

T. S. George, Analysis of Synchronizing Systems for Dotinterlaced Color Television, PIRE, 1951, vol. 39, № 2.

L. E. Garner, Circuits for Horizontal afc, Radio-Electronics, 1949, vol. 20, № 10.

D. G. Fink, Synchronization in Color Television, E, 1953, vol. 26, № 5.

A. W. Nolle, Adjustment Speed of AVC System, PIRE, 1948, vol. 36, № 7.

I. Queen, FM Carrier Stabilization, P. I. Radio Craft, 1946, May.

Murray, J. Stateman, Cross-Correlation Applied to Automatic Frequency Control, Convention Record of the Institute of Radio Engineers, 1953, p. 8.

R. Flory, Frequency Control for Multiple Transmitters, E, 1954, vol. 27, № 9.

N. R. Chalfin, Pertinent Patents, E., 1954, vol. 27, № 10.

L. Jankovich, Mikrohullámú oszcillátorok frekvenciájának ön működő szabályozása, „Magyar híradástechnika”, 1953, 4, № 4—6, 71—81 (венгерск.).

F. T. Turner, Communications Synchronizing Systems, Western Union Techn., Review, 1954, 8, № 1.

W. Sawazaki, Automatic Frequency Control by Standing Wave Type Error Detection Method for Microwave Oscillator, Journal of Electrical Communication Engineers of Japan, 1952, March, vol. 35.

По частотным дискриминаторам и фазовым детекторам

Е. С. Анцелиович, К расчету частотного детектора, «Радиотехника», 1956, т. 11, № 1.

В. Н. Мильштейн, Экспоненциальный частотный детектор, «Электросвязь», 1941, № 2.

Э. О. Сааков, О выборе режима работы фазового детектора, «Радиотехника», 1953, т. 8, № 4.

Г. Кудашев, Влияние влажности и температуры на работу дискриминатора и автоподстройку частоты, «Военный связист», 1955, № 10.

I. I. Hupert and others, Double-counter FM and AFC Discriminator, E, 1952, vol. 25, № 12.

R. A. Lampitt, Frequency Discriminator, Electronic Engineering, 1944, vol. 17, № 200.

C. F. Sheaffer, Zero-Beat Method of Frequency Discrimination, PIRE, 1942, vol. 30, № 8.

H. Roder, Theory of Discrimination Circuit for afc, PIRE, 1938, May.

I. R. Tillman, Linear Frequency Discriminator, WE, 1946, October.

S. W. Seeley, Discriminators for FM Receivers, E, 1946, March.

K. R. Sturley, The Phase Discriminator, WE, 1944, February.

L. B. Arguimbau, Discriminator Linearity, E, 1945, March.

G. G., The Ratio Discriminator, QST, 1946, January.

T. Roddam, Why Align Discriminators?, Wireless World, 1948, July.

A. G. Crocker, Is Discriminator Alignment So Difficult?, Wireless World, 1948, vol. 54, № 9.

H. M. Grain, Low Frequency Discriminator, E, 1949, June.

R. H. Dishington, Diode Phase Discriminators, RIRE, 1949, vol. 37, № 12.

W. G. Tuller and T. P. Cheatham, Adjustable Bandwidth FM Discriminator, E, 1947, September.

E. C. Miller, Frequency Discriminator for Narrow-Band FM, E, 1953, vol. 26, № 2.

E. H. Cooke-Yarborough, A New Pulse-Amplitude Discriminator Circuit, Journal of Scientific Instruments, 1949, vol. 26, № 3.

Inductor Control Gives AFC, E, 1954, vol. 27, № 2, p. 244.

F. L. Morris, Discriminator Circuit Analysis, WE, 1955, vol. 32, № 4.

G. R. Arthur, The Statistical Properties of the Output of a Frequency Sensitive Device, Journal of Applied Physics, 1954, vol. 25, № 9.

H. Familier, Discriminateur linéaire en hyperfréquences, Annales de Radioélectricité, 1953, t. VIII, № 33.

J. Ruston, A Simple Crystal Discriminator for FM Oscillator Stabilization, PIRE, 1951, vol. 39, № 7.

S. W. Seeley and J. Avlys, The Ratio Detector, RCA Review, 1947, June.

C. R. Schafer, Phase Selective Detector, E, 1954, vol. 27, № 2.

F. S. Holman, Phase Detector Uses Gated Beam Tube, E, 1953, vol. 26, № 8.

R. Caldecott, A Compensated Square Wave Phase Discriminator, Electronic Engineering, 1954, vol. 26, № 319.

K. R. Sturley, The Ratio Detector, Wireless World, 1955, vol. 61, № 11.

I. G. Baxter, A Triode FM Discriminator, Electronic Engineering, 1954, vol. 26, № 314.

H. R. Summerhayes, Piezoelectric Crystal Frequency Discriminator, Canad. Pat. № 492, 434, 28.04.53.

C. R. Schafer, Phase-Selective Detector, E, 1954, vol. 27, № 2.

C. H. M. Turner, Frequency Discrimination and Stabilization of Square-Wave Modulated

Microwave Transmissions, PIRE, vol. 101, part IV, № 6.

W. Taeger, Die Arbeitsweise des Phasendetektors, Deutsche Funktechnik, 1954, № 1.

По управляющим элементам

G. D. Doland, Servomechanism Theory Applied to AFC Circuit Design, Tele-Tech., 1953, vol. 12, № 5.

H. G. Grosby, Reactance-Tube Frequency Modulators, RCA Review, 1940, July.

A. Hund, Reactance-Tubes in Frequency-Modulation Applications, E, 1942, October.

W. G. Smith, Reactance Tube Circuits, Tele-Tech., 1944, March.

H. Chestmit and R. W. Mayer, Servomechanisms and Regulating System Design, New York, 1951.

E. Williams, Reactance-Valve Frequency Modulator, WE, 1943, August.

F. R. Dennis and E. P. Felch, Reactance Tube Modulation of Phase Shift Oscillator, Bell System Technical Journal, 1949, vol. 28, № 4.

H. Chang and V. C. Rideout, The Reactance Tube-Oscillator, PIRE, 1949, vol. 37, № 11.

P. Guttinger, Frequenzmodulation, Verlag Leemann, Zürich, 1947, S. 109—117.

A. Hund, Reactance-Tubes in Frequency-Modulation Applications, E, 1942, October.

L. R. Wrathall, Frequency-Modulation by Nonlinear Coils, Bell Laboratory Record, 1946, March.

A. Raschkowitsch, Dioden Modulator für Frequenzmodulation, Frequenz, 1953, Bd 7, № 2.

H. Wilde, Röhren-Oszillatoren mit spannungsgesteuerter Frequenzabhängigkeit, Frequenz, 1954, Bd 8, № 1.

C. H. Banks, AFC Unit for FM Receivers, Wireless World, 1956, vol. 62, № 2.

В списке дополнительной литературы приняты следующие сокращенные наименования журналов:

PIRE — Proceedings of the Institute of Radio Engineers.

PIEE — Proceedings of the Institute of Electrical Engineers.

E — Electronics.

WE — Wireless Engineer.

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Автоматическое регулирование,**
 принцип 5
Автоподстройка 7
 — в устройствах с частотной модуляцией 8, 66—68
 — генераторов сантиметрового диапазона (отражательного клистрона) 180—186
 — коэффициент 13—18, 70, 99, 100, 114, 116
 — дифференциальная форма 14
 — по местному генератору эталонных частот 187
 — принимаемому сигналу (приемники с автоматической настройкой) 7, 8, 186, 187
 — режим динамический 12, 13
 — статический 12, 13
 — фазовая (ФАП) 8, 122—161
 — критический режим 137
 — синхронизация 125, 138, 140
 — на кратных частотах 154—161
 — частотная (ЧАП) 8—98
 — астатическая 121
 — гетеродинов в приемнике импульсных сигналов 161—179
 — с асинхронным двигателем 118—121, 190, 191
 — статическая 121
Аппроксимация характеристики анодно-сеточной 109, 110
 — дискриминатора 89, 90
 — на расстроенных контурах 31
 — нулевых биений 61
 — с фазовым детектированием 27
Воздействие радиопульсов на колебательный контур 163—167
Время запаздывания 69, 81
 — граничное 97
 — критическое ФАП 145
 — ЧАП 82, 83, 96, 120
 — при а. м. колебаниях 81
 — ч. м. колебаниях 81
 — установления частоты 80, 83—97
 — в системах ФАП 125, 126
Генератор интерполяционный 6
 — стабилизируемый 7, 8, 85
 — эталонных частот 7, 9, 154
Двигатель 114
Детекторы фазовые 5, 146—161
 — балансные 147—149
 — импульсные 153—161
 — кольцевые 149—153
 — основные сведения 146, 147
 — частотные дробные 69
Дискриминаторы 9, 20, 21
 — аperiодические 21, 37—52
 — мостиковые 49—52
 — с фазовращательной цепью 40—44
 — фильтрами верхних и нижних частот 44—48
 — цепью $R-C$ 37—40
 — в диапазоне сантиметровых волн 185, 186
 — дестабилизирующее воздействие 63
 — кварцевые 33—37
 — на расстроенных контурах 30—32
 — в импульсном режиме 167—175
Дискриминаторы нулевых биений 21, 52—62, 100
 — принцип действия 52—54
 — схемы 55—62
 — общие соображения по выбору схем 62—69
 — резонансные 21—37
 — с фазовым детектированием 21—29
 — в импульсном режиме 175—179
Дифференциальное уравнение, качественное решение 126—130
 — линеаризация 135—136
 — с запаздывающим аргументом 95
 — системы ФАП 124, 132
 — ЧАП 73, 84, 86
Дифференцирующая цепь 56, 57
Добротность контуров дискриминатора 22
 — наибольшее достижимое значение 26
Запаздывание в системах ЧАП 69, 81—83, 94—98
Изображающая точка 87, 127
Изоклины 127, 133
Интегральная кривая 128—131
Кварц 5
 — частота последовательного резонанса 33
 — параллельного резонанса 34
 — эквивалентная схема 33
Классификация дискриминаторов 20, 21
 — систем АПЧ 8, 9
 — управляющих элементов 98
Комбинационные частоты 6
Коши теорема 127
Коэффициент передачи системы ФАП 143
 — ЧАП 75—77
 — с асинхронным двигателем 120
 — с учетом запаздывания 120
 — с учетом запаздывания 82
 — связи между контурами дискриминатора 25—28
Критерий Гурвица 74, 78
 — Ляпунова 16, 73, 74, 87, 130
 — Михайлова 77—80
 — Найквиста 75—78, 119, 120, 142, 143
 — Цыпкина 82, 83, 120
Крутизна анодно-сеточной характеристики 103—112
 — в режиме колебаний второго рода 108
 — первого рода 109
 — максимальное значение 107
 — дискриминатора 11, 65, 106
 — аperiодического мостикового 51
 — с фазовращательной цепью 43, 44
 — фильтрами верхних и нижних частот 47
 — цепью $R-C$ 38—40
 — кварцевого 37
Крутизна дискриминатора на расстроенных контурах 32
 — максимальное значение 31
 — предельно достижимое значение 32
 — нулевых биений 59, 62
 — с фазовым детектированием 25—28
 — максимальное значение 26
 — предельно достижимое значение 28
 — средняя 12
 — управляющего элемента 11, 98, 111, 113
 — средняя 12, 109—112, 116
Лапласа преобразование 162
 — теорема обращения 163
Лимитационное движение 129
Операторный импеданс 162, 163
Операционное исчисление (краткие сведения) 162—164
Особые точки, определение 127
 — типа седла 129
 — устойчивого узла 128, 129
 — фокуса 128
Отражательный клистрон 180
 — крутизна характеристики электронной настройки 181—183
 — симметрия характеристики электронной настройки 184, 185
 — угол пролета электронов 182
 — характеристика электронной настройки 181—183
 — ширина диапазона регулирования частоты 183
Паразитная частотная модуляция 100
Парафазный усилитель 40
 — коэффициент повторения 40, 41
 — усиления 40, 41
Полоса схватывания 19, 65, 86, 99, 116—118, 171, 172
 — дискриминатора аperiодического 38, 39
 — на расстроенных контурах 32
 — нулевых биений 62
 — с фазовым детектированием 27
 — системы ФАП 125, 131, 132, 139
 — удержания системы ФАП 124, 131, 132, 157
 — системы ЧАП 19, 20, 116, 117
Полюсы функции комплексного переменного 164
Предельный цикл 137
Процесс (режим) переходной в ФАП 126—140
 — ЧАП 83—94
 — с учетом запаздывания 94—98
 — схватывания 18, 19, 88, 89, 140, 141
 — удержания 18, 19, 69, 88, 89, 140, 141
Равновесие в системах ФАП 130
 — ЧАП 16, 69, 70
Реактивная лампа 100—113, 126, 193
 — двухтактное соединение 113
 — работа при автоматическом смещении 112, 113

- Реактивная лампа, режим колебаний второго рода 106—108, 111, 112
 — — — первого рода 106—111
 Реактивная лампа, сдвиг фаз между напряжениями на аноде и сетке 102—105
 — эквивалентное сопротивление 100—105
 Реактивный диод 114
 Регулирования объект 9
 Регулируемый параметр 5
 Реостатная спусковая схема 56
- Самовозбуждение в системах ЧАП 81
 — — — с механическим управляющим элементом 117
 Сепаратриссы 130, 135, 136
 Стабилизация частоты комбинированным методом (интерполяционная) 6
 — параметрическая 5, 85
 — при помощи электромагнитных колебательных систем 5
 — с автоматической подстройкой 5
 Схема ФАП по местному генератору эталонных частот 192—194
 — ЧАП по местному генератору эталонных частот 188—191
 — — принимаемому сигналу 187
 — — с двумя дискриминаторами 191, 192
- Т-образная цепь 49
 — — двойная 49
 — — частота баланса 49
- Управляющее напряжение 9, 10
 — — скорость изменения 117
 Управляющие элементы 9, 98—122
 — — механические 98, 114—122
 — — учет люфтов и сухого трения 121
 — — нелинейные емкость и индуктивность 114
 — — электронно-механические 98, 122, 193
 — — электронные 98, 100—114
 Уравнение характеристическое 74, 78
 — — первого приближения 74
- Установление частоты в системах ФАП 135
 — — — ЧАП 80, 96, 97
 Устойчивость «в большом» 141
 — «в малом» 141
 — графический метод определения 15—17
 — системы ФАП 140—146
 — — ЧАП с асинхронным двигателем 119, 120
 — — — — с учетом запаздывания 120, 121
 — — — — Филтром $R-C$ 69—82
 — — — — $R-C$ с учетом запаздывания 82, 83
- Фазовая плоскость 127
 Фазовое пространство 126, 127
 Фазовращательная цепь в апериодическом дискриминаторе 41
 — — дискриминаторе нулевых биений 54, 55, 60
 — — — реактивной лампе 104
 Фазовые портреты 127—130
 — — системы ФАП 133—138
 — — сдвиги в системах ФАП 144
 — — — ЧАП 70, 71, 80, 81, 144
 — траектории 88, 127—131, 134—138
 Фильтр верхних частот в дискриминаторе 44—48
 — — нижних частот в дискриминаторе 44—48
 — — — схеме ФАП 123, 139, 140
 — — $R-C$ в схемах ФАП 131, 143, 144
 — — — ЧАП 66—98
 — — постоянная времени 85, 98, 132
 — — — критическое значение 137—139
 — — фазовый сдвиг 72
 Фильтрация напряжений остаточной расстройки 68
 — — питающих 67
- Характеристика динамическая 15—20, 99, 116
 — — нулевая 17, 116
 — — дискриминатора 10, 85, 86
 — — апериодического мостикового 51
 — — с фазовращательной цепью 43
- Характеристика дискриминатора апериодического с фильтром верхних и нижних частот 46
 — — — цепью $R-C$ 38
 — — кварцевого 35, 36
 — — на расстроенных контурах 30, 168
 — — начальный участок 16, 17
 — — с фазовым детектированием 25
 — — системы ЧАП амплитудно-фазовая 76—78, 82
 — — управляющего элемента 11, 99, 115
 — — — (реактивная лампа) 110, 112
 — — — начальный участок 16, 17
 — — — раствор 99, 100
 — — фазового детектора 145
 — — — балансного 148
 — — — импульсного 158
 — — — кольцевого 153
 Характеристический многочлен 77
- Частота дискриминатора 10, 21, 62—66
 — — апериодического мостикового 51
 — — — с фазовращательной цепью 42
 — — — — фильтрами верхних и нижних частот 46
 — — — — цепью $R-C$ 38
 — — — кварцевого 34—36
 — — на расстроенных контурах 32
 — — с фазовым детектированием 21
 — — стабильность 63—65
 — — комбинационная 6, 7, 139, 147
 — — несущая радиомпульсов 161
 — — рабочая 5, 6, 9
 — — номинальное значение 6, 9, 10
 — — стабильность 5, 63, 85, 154
 — — разностная 10
 — — расстройки (отклонение от номинального значения) 10
 — — начальная 10
 — — — остаточная 13, 115, 116
 — — свободных колебаний системы ЧАП 79
 — — эталонная 5, 9, 63
- Частотная генерация в системах ЧАП 72

Цена 11 р. 50 к.