Министерство образования и науки Российской Федерации

**Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования**

«ТАМБОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

В.М. ЖУКОВ, А.А. ШИЛОВ

Устройства автоматики в системах радиосвязи

Рекомендовано Учебно-методическим объединением по образованию в области радиотехники, электроники и автоматизации в качестве учебного пособия для магистрантов, обучающихся по направлению 211000 –Конструирование и технология электронных средств

Тамбов 2013

УДК 621.396

Рецензенты:

Доктор технических наук, профессор кафедры «Информационные процессы и управление» ТГТУ В.А. Погонин
Кандидат технических наук, технический директор ОАО «ТНИИР «Эфир»
В.С. Лунев

Обязательным требованием к современным системам радиосвязи является максимально возможная автоматизация всех операций и процессов, обеспечивающих надежную, качественную связь, адаптированную к любым проявлениям негативных воздействий. В связи с этим, любое пособие по учебной дисциплине «Устройства автоматики в системах радиосвязи», содержащее сведения о перспективных технических решениях, новых способах и методах построения этих устройств, актуально.

В существующих аналогичных пособиях, в основном, рассматриваются типовые элементы автоматических устройств и, в виде примера их применения, системы фазовой или частотной автоматической подстройки (ФАП, ЧАП) для стабилизации выходных параметров формирователей и приемников сигналов.

В настоящее время формирователи и приемники сигналов реализуются по методу прямого синтеза частот. Необходимость использования систем ФАП и ЧАП практически отпадает. Время частотной перестройки этих приборов, а так же транзисторных усилителей мощности, выражается в микро и миллисекундах, и быстродействие радиостанций определяется временем автоматической настройки антенных согласующих устройств и временем восстановления канала при потере связи в результате воздействия естественных и организованных помех.

В пособии разработаны принципиально новые разделы по повышению качественных характеристик цифровых согласующе – фильтрующих устройств и автоматических устройств согласования антенн, методам обеспечения их устойчивости.

Предназначено для магистрантов, обучающихся по направлению 211000 – «Конструирование и технология электронных средств» при изучении дисциплин, связанных с радиосвязью.

Введение

Обязательным требованием к современным системам радиосвязи является максимально возможная автоматизация всех операций и процессов, обеспечивающих надежную, качественную связь, адаптированную к любым проявлениям негативных воздействий. В связи с этим, любое пособие по учебной дисциплине «Устройства автоматики в системах радиосвязи», содержащее сведения о перспективных технических решениях, новых способах и методах построения этих устройств, актуально.

В существующих аналогичных пособиях, в основном, рассматриваются типовые элементы автоматических устройств и, в виде примера их применения, системы фазовой или частотной автоматической подстройки (ФАП, ЧАП) для стабилизации выходных параметров формирователей и приемников сигналов.

В настоящее время формирователи и приемники сигналов реализуются по методу прямого синтеза частот. Необходимость использования систем ФАП и ЧАП практически отпадает. Время частотной перестройки этих приборов, а так же транзисторных усилителей мощности, выражается в микросекундах, и быстродействие радиостанций определяется временем автоматической настройки антенных согласующих устройств и временем восстановления канала при потере связи в результате воздействия естественных и организованных помех.

В данной работе разработаны принципиально новые разделы по повышению качественных характеристик цифровых согласующе – фильтрующих устройств и автоматических устройств согласования антенн, методам обеспечения их устойчивости.

1. Анализ существующих способов настройки устройств автоматики

1.1. Способы автоматического уравновешивания одним регулирующим органом

Организация процесса поиска желаемого состояния устройств автоматики (УА) в первую очередь определяется характером доступной информации о состоянии УА. С этой точки зрения естественно начать рассмотрение способов автоматического уравновешивания. Рассматривают способы поиска желаемого состояния (в данном случае - состояния равновесия) в зависимости от характера используемой информации о состоянии объекта и ее назначения. В зависимости от характера используемой информации различают информацию, известную "априори" (априорную информацию, которую обозначают буквой a), и информацию, получаемую опытным путем в процессе уравновешивания (апостериорную). В зависимости от характера апостериорной информации различают информацию о знаке отклонения от состояния равновесия $з$, о размере отклонения от состояния равновесия $в$ и о результативности воздействия на объект $р$. Можно было бы рассматривать и информацию другого характера, например, о тенденции отклонений параметров УА, но в настоящее время такая информация в УА не используется. Так что ограничиваемся рассмотрением апостериорной информации $з$, $в$ и $р$, имея в виду, что в дальнейшем может понадобиться выделять информацию и иного характера.

И априорная и апостериорная информации в процессе поиска желаемого состояния [1] могут использоваться для различных целей, а именно:

- для определения направления воздействия (регулировки);
- для определения размера воздействия;
- для определения момента начала и окончания воздействия.

Эти различные назначения информации, используемой для уравновешивания, учитываются при составлении классификации способов автоматического уравновешивания. В качестве первого классификационного признака принимают характер информации, используемой для определения направления воздействия; в качестве второго - характер информации, используемой для определения размера воздействия. Во многих случаях оказывается достаточным деление лишь по этим двум признакам. При этом выделяются 10 способов уравновешивания одним регулирующим органом со существенно различными свойствами. Соответствующая классификационная схема приведена на рисунке 1.1. Каждый из способов уравновешивания обозначен двумя буквами: первая обозначает характер информации, используемой для выбора направления воздействия, вторая - характер информации, используемой для выбора размера воздействия. В некоторых случаях учитывают и третий классификационный признак - характер информации, используемой для определения момента окончания воздействия, добавляя в обозначение способа уравновешивания еще одну третью букву. Для определения направления воздействия можно использовать априорную информацию a, информацию о знаке отклонения от состояния равновесия $з$ или информацию о результативности воздействия p. Непосредственно по размеру отклонения от состояния равновесия определить направление необходимого воздействия нельзя, т.к. для этого нужно сравнить отклонение до и после воздействия, но это уже означает использование информации о результативности воздействия.

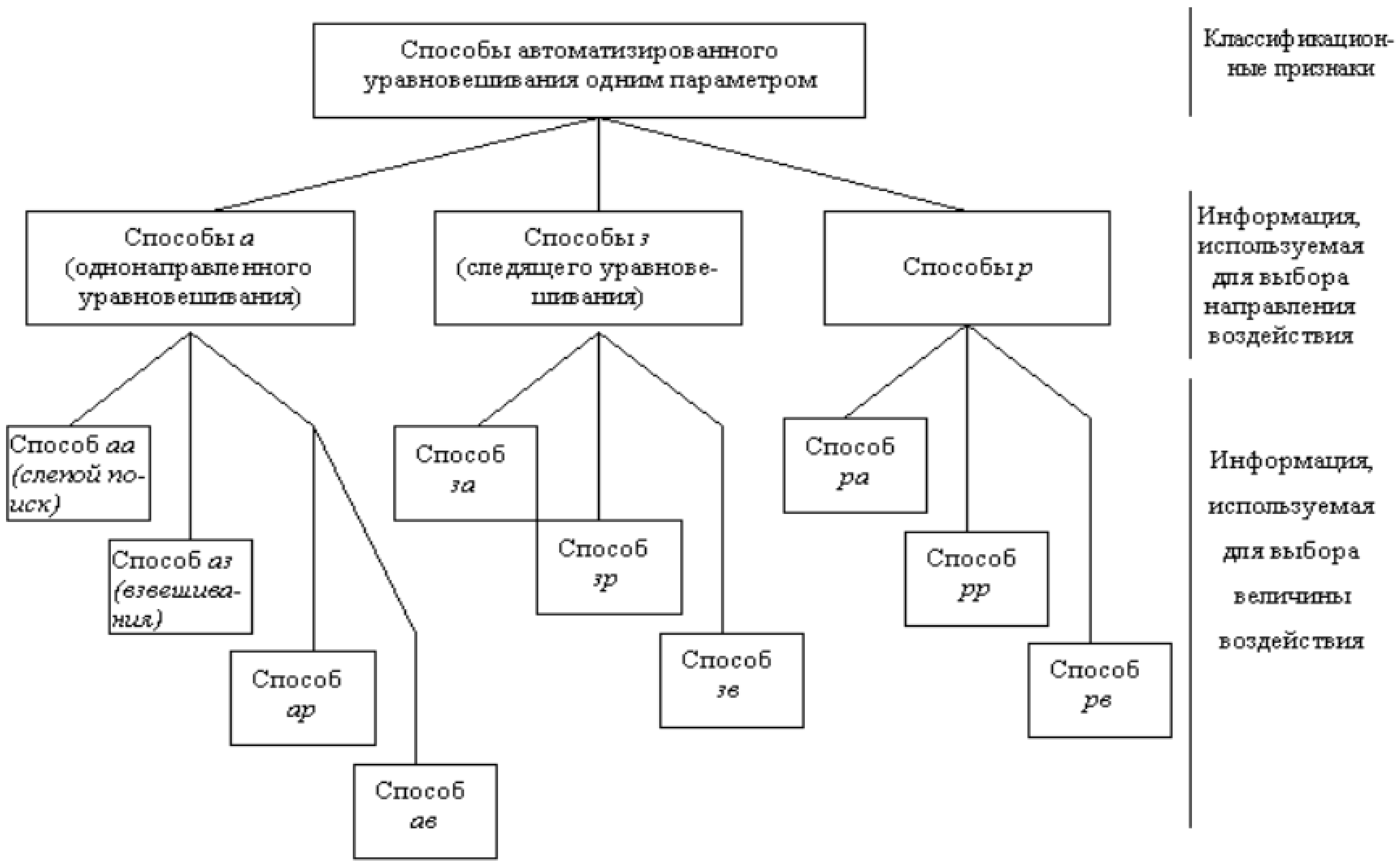

Способы автоматизированного уравновешивания одним параметром
Способы а (однонаправленного уравновешивания)
Способы з (следящего уравновешивания)
Способы р
Способ аа (слепой поиск)
Способ аз (взвешивания)
Способ ар
Способ ав
Способ за
Способ зр
Способ зв
Способ ра
Способ рр
Способ рв
Классификационные признаки
Информация, используемая для выбора направления воздействия
Информация, используемая для выбора величины воздействия

Рисунок 1.1

Способы однонаправленного уравновешивания (способы типа a)

При всех способах уравновешивания, использующих для определения направления воздействия лишь априорную информацию, процесс уравновешивания носит циклический характер. До начала уравновешивания задается одно из граничных значений регулируемой величины и все последующие воздействия производятся в одном направлении. Система подходит к состоянию равновесия всегда с одной стороны, периодические режимы при этом принципиально невозможны.

Способ, при котором априорная информация используется и для определения размера воздействия (способ aa), называют слепым поиском. Этот способ наиболее прост, но и наиболее длителен. Его еще называют развертывающим уравновешиванием [2] или динамической компенсацией. Момент достижения состояния равновесия определяют по размеру сигнала разбаланса (способ $aaв$) либо по знаку сигнала разбаланса (способ $aaз$).

Способ, при котором для выбора размера воздействия используется информация о знаке отклонения от состояния равновесия (способ $aз$), известен под названием метода взвешивания, или поразрядного уравновешивания. Последнее название представляется неудачным, так как по своему смыслу оно одинаково применимо к другим способам с поразрядно изменяющимся воздействием (например, к способам: $зв$; $зр$; $рв$; $рр$ и т.д.). Момент достижения состояния равновесия определяется либо как момент окончания последнего (минимального) воздействия (способ $aзa$) либо как момент достижения разбаланса, не превышающего его максимально допустимого при состоянии равновесия значения (способ $aзв$).

Способ уравновешивания ap, при котором для выбора размера воздействия используется информация о его результативности, характерен тем, что решение о сбросе или фиксировании этого воздействия может быть принято лишь после еще одного пробного воздействия (т.е. когда будет получена информация о результативности первого воздействия), причем лишь в случае, когда второе воздействие привело к уменьшению разбаланса. При этом фиксируется первое из воздействий (т.е. оно становится регулирующим) и задается следующее воздействие того же значения, что и последнее пробное воздействие. Достоинством такого алгоритма (помимо однонаправленности) является изменение размера пробного шага по мере приближения к состоянию равновесия, что исключает возможность потери информации из-за ограничения сигнала в усилительном тракте канала управления УА на ферровариометрах.

Способы следящего уравновешивания (способы типа $з$)

Наличие информации о знаке отклонения от состояния равновесия позволяет направить все регулирующие воздействия в сторону достижения состояния равновесия, т.е. сделать поиск более упорядоченным. Системы с таким поиском являются реверсивными, они позволяют обеспечить минимальную динамическую погрешность в режиме непрерывного изменения положения равновесия, однако в них возможны периодические колебания. Для выбора размера воздействия используются априорная информация $а$, информация о размере отклонения от состояния равновесия $в$ и информация о результативности воздействия $р$.

В системах с непрерывным изменением регулируемой величины используются способы $зв$ (в следящих системах с пропорциональным управлением) и $за$ (в следящих системах с постоянной скоростью). Момент достижения состояния равновесия либо не фиксируется (тогда возможны "рыскания" относительно точки равновесия, например, при способе $за$), либо определяется по моменту попадания в зону нечувствительности (способ $зав$).

В системах с дискретным изменением регулируемой величины для определения размера воздействия используется информация типа $а$, $в$, и $р$. Способы $за$ представляют собой следящее уравновешивание с неизменным шагом дискретности (одноразрядное следящее уравновешивание), остальные ($зв$ и $зр$) относятся к поразрядному следящему уравновешиванию. Определение размера воздействия при способе $зв$ производится, как и при способах $ав$, либо с помощью пороговых устройств (поразрядное следящее уравновешивание с амплитудными анализаторами), либо путем измерения амплитуды сигнала разбаланса (прямое следящее уравновешивание).

При способах следящего уравновешивания без пороговых устройств $зр$ о результативности воздействия обычно судят по изменению (однократному реже многократному) знака сигнала разбаланса. К этим способам относятся и так называемые способы квазиследящего уравновешивания.

Информация о знаке отклонения от состояния равновесия может быть получена как активным путем (с помощью специально организованных пробных воздействий), так и пассивным путем (без пробных воздействий). Но это различие касается уже способа формирования сигналов управления, а не способа уравновешивания, поэтому оно и не отражено в классификационной схеме на рисунке 1.1. Существенное значение имеет размер пробных воздействий, а форма воздействия может быть самой разнообразной. При достаточно малой амплитуде воздействия, не превышающей шаг дискретности (порог чувствительности - в непрерывных системах), реакция цепи на такие воздействия дает информацию о знаке отклонения от состояния равновесия. Если же воздействие превышает шаг дискретности, то по реакции цепи можно судить лишь о результативности воздействия, т.е. о том приближает ли такое воздействие систему к состоянию равновесия.

Способы уравновешивания типа p

Иногда эти способы называют способами экстремального регулирования, но такое название по смысловому значению охватывает и часть способов следящего уравновешивания с пробными воздействиями малого размера. Системы, основанные на способах типа p, также являются реверсивными. Для всех этих способов характерны поисковые воздействия либо отдельные - пробные, либо совмещенные с регулирующим воздействием. Выбор размера воздействия и момента окончания воздействия при способах типа p производится так же, как и при способах следящего уравновешивания (типа $з$). Способ $ра$ с постоянным размером воздействия или с заданным временем воздействия широко используется при экстремальном регулировании шагового типа. Способ pp используется, например, для уравновешивания по каждому регулируемому параметру в цифровых УА в последующих цикла настройки после первого.

1.2. Способы автоматического уравновешивания несколькими регулирующими органами

То обстоятельство, что искомое состояние УА зависит от нескольких регулируемых величин, требует рассмотрения характера доступной информации с еще одной стороны – с точки зрения наличия информации об отклонении от желаемого состояния каждого регулируемого параметра в отдельности. Кроме того, необходимо учесть еще одну цель использования информации – согласование воздействий по регулируемым параметрам. С точки зрения наличия информации об отклонении регулируемых параметров различают три случая.

1. Информация об отклонении по каждому регулируемому параметру отсутствует. Имеется лишь информация о наличии или отсутствии желаемого состояния системы (состояния равновесия). В этом случае возможен лишь один вид поиска - слепой поиск С. При таком поиске поочередно задают возможные сочетания значений регулируемых величин в области их возможного изменения и фиксируют состояние, при котором система приходит в состояние равновесия. В случае настройки УА по двум параметрам производится сканирование области уравновешивания по желаемому закону. В непрерывных системах это обеспечивается при существенно отличающихся скоростях изменения регулируемых параметров. В дискретных системах после задания единичного приращения одному регулируемому параметру последовательно задаются приращения второму регулируемому параметру от (минимального до максимального значения). Затем задается новое единичное приращение первому параметру и снова производится изменение величины второго параметра во всем диапазоне его возможных значений и т.д. Разновидности

слепого поиска (развертывающего уравновешивания) в настоящее время в системах настройки УА почти не применяются.

2. Имеется достоверная информация об отклонениях параметров от состояния равновесия. В том случае, когда имеется достоверная информация об отклонении по каждому регулируемому параметру, осуществляется раздельное независимое уравновешивание $P_и$ по каждому параметру любым из рассмотренных способов уравновешивания одним регулирующим органом. При этом полностью исчезает специфика уравновешивания несколькими регулирующими органами. Если же имеется достоверная информация об отклонении одного из двух регулируемых параметров, то вначале производится уравновешивание по этому параметру, в результате чего отклонение системы по этому параметру ликвидируется. Оставшееся отклонение определяется лишь отклонением по второму регулируемому параметру, которое теперь может быть отработано также любым из описанных выше способов. Такое уравновешивание называют раздельным зависимым $P_з$.

3. Имеется недостаточно достоверная информация об отклонении параметров от состояния равновесия (например, любой из сформированных сигналов управления зависит от отклонения нескольких параметров от состояния равновесия). В этом наиболее распространенном случае уравновешивание производится методом последовательных приближений. В процессе уравновешивания неоднократно происходит изменение знаков отклонений параметров от состояния равновесия. Для улучшения сходимости процесса уравновешивания осуществляется согласование воздействий по каждому параметру, для этого используется как априорная информация, так и информация, получаемая в процессе поиска.

Различают поочередное уравновешивание $П$, при котором производится поочередная регулировка каждого параметра до достижения какого либо эффекта, и одновременное уравновешивание O, при котором производится одновременное изменение нескольких регулируемых параметров.

Согласование регулировок каждого параметра, как при поочередном, так и при одновременном уравновешивании может производиться на основании одной лишь априорной информации (группы способов $П_а$ и $О_а$) либо на основании апостериорной информации о результативности воздействия (способы $П_р$ и $О_р$) или о размере отклонений от состояния равновесия (способы $П_в$ и $О_в$).

Дальнейшее деление способов уравновешивания несколькими регулирующими органами в пределах выделенных групп способов проводится в соответствии с использованными способами уравновешивания по каждому параметру, классифицированными в соответствии со схемой на рисунке 1.1. Это дает большое число различных вариантов, и поэтому обычно ограничиваются лишь схемой классификации способов уравновешивания несколькими регулирующими органами (рисунок 1.2) в соответствии с рассмотренными начальными классификационными признаками: наличием информации об отклонении системы по каждому регулируемому параметру; взаимосвязью регулировок параметров во времени; характером информации, используемой для согласования регулировок.

В тех случаях, когда требуется выделить какой либо способ уравновешивания внутри одной из групп способов, классифицированных в соответствии со схемой на рисунке 1.2, пользуются следующим сокращенным обозначением способов уравновешивания двумя параметрами. Первая заглавная буква с соответствующим с индексом (например, $П_а$, $О_р$ и т.д.) обозначает группу способов в соответствии со схемой на рисунке 1.2. После соответствующей буквы помещают введенные обозначения способов уравновешивания по каждому параметру, разделяя их горизонтальной чертой. Возможны способы уравновешивания, при которых выбор величины воздействия или моменты окончания воздействия определяются не в отдельности для каждого параметра по информации об его отклонении от состояния равновесия, а одновременно для обоих параметров в соответствии с информацией об отклонении от состояния равновесия, недифференцированной по регулируемым параметрам (например, по величине модуля сигнала разбаланса).

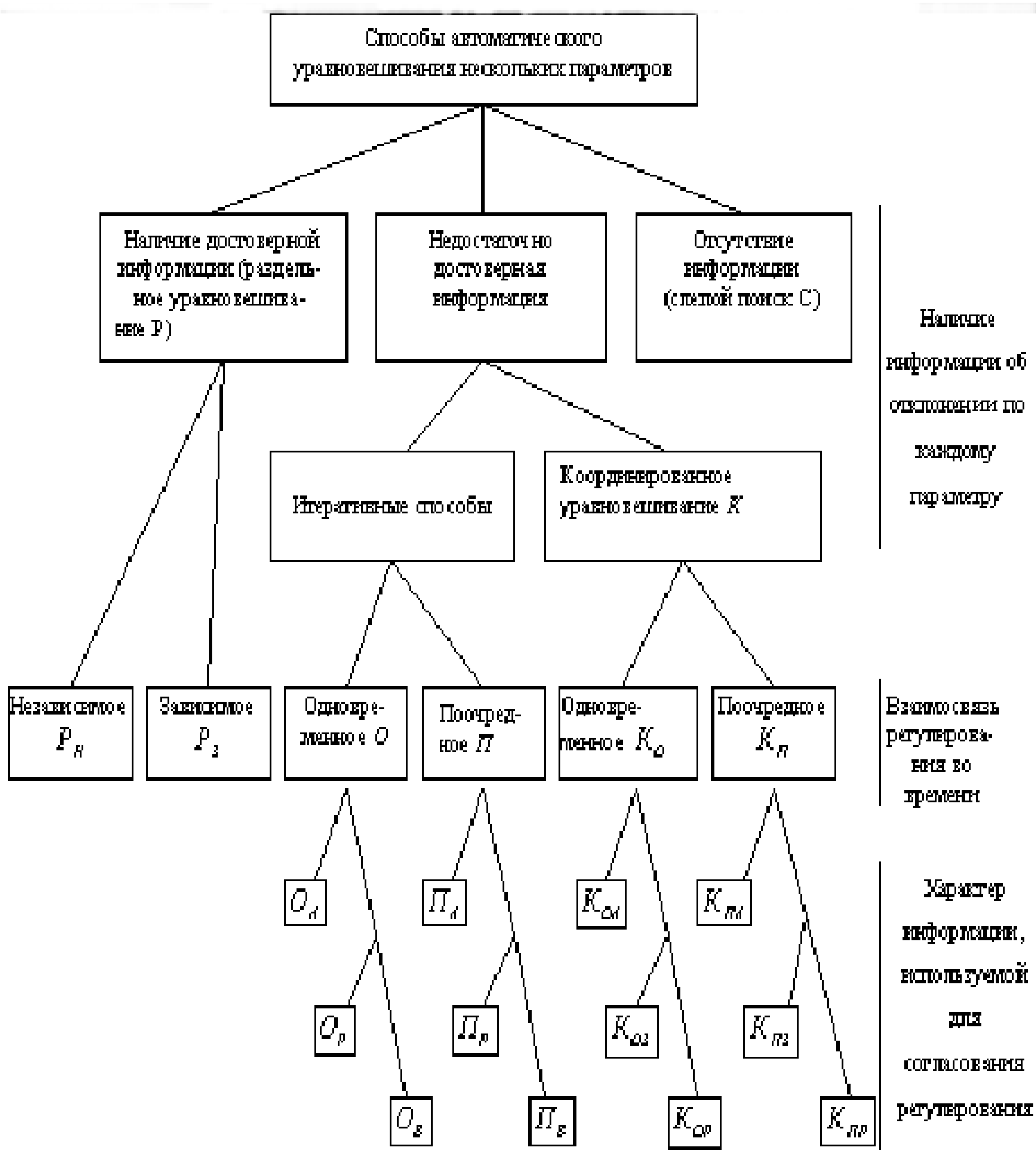


Рисунок 1.2. Классификация способов уравновешивания несколькими органами.

В таких случаях помещают букву, соответствующую характеру информации, используемой для указанной цели, в соответствующем месте на уровне линии, разделяющей обозначения способов уравновешивания по каждому параметру.

Способы поочередного уравновешивания

Способы $П_a$ являются разновидностями поиска по методу Гаусса-Зайделя. В литературе, посвященной автоматической оптимизации и экстремальному регулированию, поиском по методу Гаусса-Зайделя обычно называют поиск, при котором поочередно находятся частные экстремумы [2] по каждому регулируемому параметру. Непосредственно такое определение охватывает способы типа $П_a \frac{p}{p}$, при которых направление воздействия по каждому параметру определяется их результативностью. Однако если воспользоваться понятием сигналов управления регулируемыми органами как носителей информации об отклонениях и учесть, что нахождение частного экстремума функции Q по какому-либо параметру g означает сведение к нулю сигнала, определяемого выражением

$$U_g = K_g \frac{\partial Q}{\partial g}, \tag{1.1}$$

где g - любой регулируемый параметр или любая комбинация этих параметров, K_g - коэффициент пропорциональности, то можно определить метод Гаусса-Зайделя как поиск, при котором производится поочередная отработка до нуля каждого из сигналов управления регулировкой соответствующего параметра при постоянном значении другого, безотносительно к тому, каким способом сформированы сигналы управления. Тогда к поиску по методу Гаусса-Зайделя можно с полным основанием отнести способы уравновешивания $П_a \frac{a}{a}$, $П_a \frac{з}{з}$, $П_a \frac{з}{a}$ и т.д.

Способы $П_p$ представляют собой усложненный вариант метода Гаусса-Зайделя, известный под названием релаксационного метода. В эту группу входят, например, способы $П_p \frac{pap}{pap}$ и $П_p \frac{ppp}{ppp}$, в которых вначале выявляется параметр, оказывающий большее влияние на минимизируемую величину, который и регулируется в первую очередь.

Способы $П_в$ родственны способам $П_р$ тем, что и в тех, и в других для согласования регулировок используется апостериорная информация.

Способы одновременного уравновешивания

Способы $O_а$. При использовании для согласования регулировок априорной информации возможны два вида одновременного уравновешивания, которые называют независимым и зависимым одновременным уравновешиванием.

При независимом уравновешивании производится одновременная регулировка каждого параметра в соответствии с относящимся к нему сигналом управления. Контур уравновешивания по каждому параметру строится таким образом, как если бы, сигнал управления зависел от отклонения от состояния равновесия только этого параметра. Поскольку сигналы управления взаимосвязаны, то, естественно, будут взаимосвязаны и воздействия по регулируемым параметрам, т.е. контуры уравновешивания по каждому параметру в действительности будут взаимосвязаны. Сходимость такого процесса уравновешивания определяется уже не только характеристиками объекта, измерительной цепи и индикаторов, но и характеристиками контуров уравновешивания (например, соотношением скоростей изменения каждого параметра). Иногда возникают автоколебания, параметры которых определяются величиной связи между каналами. К этой же группе способов относится способ одновременного независимого уравновешивания с использованием информации о результативности регулировок (для определения направления регулировок) и о размере сигнала разбаланса измерительной цепи (для определения размера воздействий по обоим параметрам) - $O_а \frac{р}{р} в$, названный равноскоростным.

Для одновременного зависимого уравновешивания характерны циклический характер воздействий в процессе уравновешивания и определенное соотношение между размерами воздействий по каждому из одновременно регулируемых параметров в пределах каждого цикла. При способах, использующих для согласования регулировок априорную информацию, эти соотношения для каждого цикла задаются заранее; при способах, использующих для согласования опытную информацию - определяются в процессе уравновешивания. Цикличность регулировок делает способы одновременного зависимого уравновешивания похожими на способы уравновешивания типа Гаусса-Зайделя.

При сокращенном обозначении способов уравновешивания для разделения способов независимого и зависимого одновременного уравновешивания не вводят новых символов, а пользуются лишь тем обстоятельством, что при зависимом одновременном уравновешивании для выбора воздействия по каждому параметру используется информация одного и того же характера. Поэтому отпадает необходимость в горизонтальной черте в символическом обозначении способа уравновешивания, разделяющей характеристики каждого канала уравновешивания. Отсутствие горизонтальной черты в символическом обозначении способа одновременного уравновешивания и будет указывать на то, что это способ является зависимым одновременным уравновешиванием.

Способы O_p . Из способов одновременного уравновешивания с использованием для согласования апостериорной информации в настоящее время применяются лишь способы зависимого уравновешивания с использованием для согласования регулировок информации о результативности воздействий. В эту группу входят известные методы поиска – градиентный и метод наискорейшего спуска. Первый из них можно обозначить символом $O_p ppa$, второй $O_p ppp$. Можно построить и способы одновременного зависимого уравновешивания с использованием для согласования воздействий информации о размере отклонений параметров от состояния равновесия, например, способ $O_в звр$ и др.

В пределах способов уравновешивания, использующих недостаточно достоверную информацию об отклонении по каждому параметру (первый признак) выделяют две группы способов, соответствующие случаям, когда известно, по отклонению какого параметра информация недостоверна и когда дополнительная информация отсутствует (или не используется). Первую группу составляют способы координированного уравновешивания, вторую группу – способы одновременного (O) и поочередного (Π) уравновешивания. Последние (О и П) объединяют общим названием итеративные способы, подчеркивая этим их характерную особенность – повторяющееся (многократное) сведение к нулю каждого сигнала управления.

В координированных способах управления ставится задача поиска принципиально иных путей убыстрения процесса уравновешивания, связанных не с уменьшением взаимосвязи сигналов за счет воздействия на измерительную часть системы, как раньше, а с иной организацией процесса уравновешивания при существенно взаимосвязанных сигналах управления. Например, положение вектора разбаланса измерительной цепи $\Delta \dot{U}$ относительно линии изменения знаков сигналов координации или (и) сигналов управления (линии переключения), определяемое, допустим, по сочетанию знаков этих сигналов, свидетельствует о нахождении системы в той или иной области плоскости уравновешивания (плоскости параметров), а следовательно, определяет координирующие воздействия.

2. Типовые элементы автоматических устройств

2.1. Ключевые схемы

Практически не существует автоматических систем, в которых не требовалось бы менять направления передачи информационных аналоговых сигналов, включать и отключать их от потребителей, т. е. производить с ними операции коммутации. Операции коммутации информационных аналоговых сигналов в автоматических системах реализуют с помощью ключевых схем. Простейшим аналогом ключевой схемы является обычный электрический выключатель.

Ключевые схемы на основе электронных, приборов (электровакуумных ламп, полупроводниковых диодов, транзисторов) – необходимый элемент измерительных автоматических систем. Постепенно они вытесняют слаботочные электромеханические коммутаторы; различного рода реле, шаговые искатели и т. п.

Идеальная ключевая схема должна удовлетворять ряду требований.

Во-первых, должны быть независимые цепи входа и выхода для коммутируемых сигналов и отдельная цепь для управляющего сигнала.

Во-вторых, ключевая схема не должна вносить никаких помех в цепь коммутируемого сигнала ни в замкнутом, ни в разомкнутом состоянии.

В-третьих, скорость замыкания и размыкания ключевой схемы должна быть бесконечно велика.

Однако на практике ни одно из этих требований полностью не выполняется, что и определяет погрешности ключевых схем. В частности, каждая ключевая схема имеет конечное сопротивление между входом и выходом, как в замкнутом, так и в разомкнутом состоянии. Скорость замыкания и размыкания ключевой схемы всегда конечна, хотя и во много раз выше, чем у электромеханических коммутаторов.

Ключевые схемы подразделяются на коммутаторы напряжения (КН), тока (КТ) и прочие (КП). Условное графическое обозначение, принятое для функциональных схем, представлено на рис. 2.1.

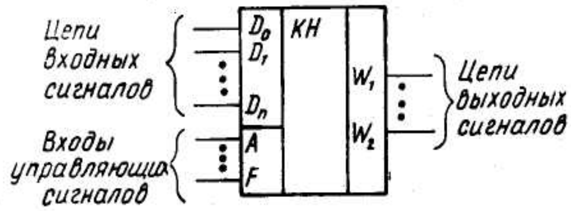


Рис. 2.1. Условное графическое обозначение электронных коммутаторов

Различают два варианта включения ключевой схемы K, относительно источника сигнала $u_{вх}$ и потребителя $R_п$: последовательная ключевая схема — когда источник сигнала, ключевая схема и потребитель включены последовательно (рис. 2 $а$), параллельная ключевая схема — когда источник сигнала, ключевая схема и потребитель включены параллельно (рис. 2 $б$). Иногда коммутацию производят с помощью двух ключевых схем — последовательной и параллельной, т. е. комбинированной ключевой схемы.

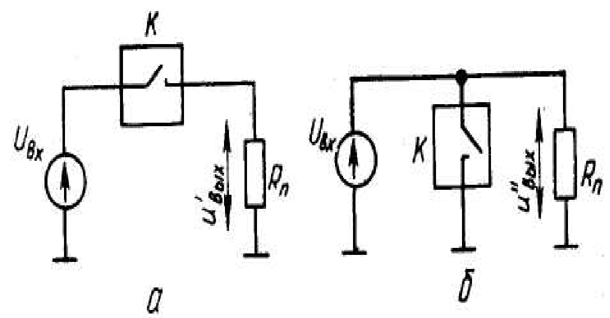


Рис. 2.2. Последовательная ($а$) и параллельная ($б$) ключевые схемы

Внутреннее сопротивление нелинейного электронного прибора в открытом $r_{откр}$ и закрытом $r_{закр}$ состояниях для нормальной работы ключевой схемы K должно находиться с сопротивлением потребителя $R_п$ в следующем соотношении: $r_{откр} << R_п << r_{закр}$. Перевод нелинейного элемента в закрытое или открытое состояние осуществляется управляющим напряжением на соответствующих входах. Как правило, управляющие сигналы являются прямоугольными импульсами заданной длительности.

В последовательной ключевой схеме (рис. $2a$) выходное напряжение $u_{вых}$ создается током I, определяемым последовательным соединением внутреннего сопротивления ключевой схемы $r_к$ и потребителя $R_п$.

$$u_{вых}^{/} = iR_п = \frac{u_{вх}R_п}{r_к + R_п} \tag{2.1}$$

В параллельной ключевой схеме (рис. $2б$) имеет место обратное соотношение. Выходное напряжение $u_{вых}^{//}$ создается током I, определяемым параллельным соединением внутреннего сопротивления ключевой схемы $r_к$ и потребителя $R_п$:

$$u_{вых}^{//} = iR_п = u_{вх}(r_к \to \infty) \tag{2.2}$$

В автоматизированных системах сбора информации в качестве информационных чаще используются униполярные аналоговые сигналы, что позволяет в простейших случаях использовать ключевые схемы на одиночных электронных нелинейных приборах. В параллельных ключевых схемах используют в основном полупроводниковые диоды, а в последовательных — электронные лампы или транзисторы.

Схемотехника транзисторных ключевых схем отличается необходимостью создания отдельного управляющего каскада. На рис. 2.3 a показана простейшая ключевая схема на полевом транзисторе с pn-переходом совместно с управляющим каскадом на биполярном транзисторе. Полевые транзисторы широко используют для реализации ключевых схем, так как отсутствие или малость токов управляющих электродов снижает составляющие дрейфа тока ключей. При отсутствии управляющего сигнала $(u_{упр} = 0)$ транзистор $V1$ надежно заперт отрицательным напряжением на базе от источника смещения $-E_2$ и на затвор полевого транзистора $V2$ подается запирающий потенциал $+E_1$. Ключевая схема разомкнута, и на ее выходе сигнал отсутствует. Когда транзистор $V1$ открывается положительным сигналом управления $+u_{упр}$, на затвор полевого транзистора $V2$ подается потенциал, близкий к нулю. Это соответствует условию полного открытия канала полевого транзистора, сопротивление которого становится минимальным. Следовательно, ключевая схема замкнута, и на ее выходе появится входной сигнал. Ключевая схема на рис. 2.3 a может служить как для коммутации тока, так и для коммутации напряжений, но является униполярной, как и транзистор $V2$. Недопустимым является появление положительных (относительно земли) потенциалов на выходе и входе. Действительно, при появлении на выходе сигнала $u_{вх} > 0$ pn-переход канал – затвор открывается и ток цепи управления поступает в цепь аналогового сигнала, что недопустимо.

Ключевая схема на рис. 2.3 $б$ отличается организацией ключевого каскада. Здесь используется биполярный транзистор $V3$. По своим характеристикам он уступает ключевому каскаду на полевых транзисторах из-за наличия токов управления открытого pn - перехода транзистора $V3$. Когда управляющий транзистор $V1$ открывается положительным сигналов управления $+u_{упр}$, ток от источника $+E_1$ протекает через транзистор $V1$. Транзистор $V3$ закрыт, так как его pn -переход база – эмиттер оказывается смещенным в обратном направлении запирающим потенциалом $-E_2$. При этом ключевая схема разомкнута. В замкнутом состоянии, когда управляющий сигнал отсутствует $(u_{упр} = 0)$, транзистор $V1$ закрыт запирающим потенциалом $-E_2$. Транзистор $V3$ открывается полностью положительным потенциалом $+E_1$, и дифференциальное сопротивление ключевой схемы становится малым. Однако для открытого транзистора характерны остаточное напряжение на эмиттерном и коллекторном pn-переходах, что определяет влияние цепи управления на цепь аналогового сигнала. Это влияние минимально, если потребитель R_n подключен к эмиттеру. Для предотвращения полного открывания транзистора $V3$ и, следовательно, увеличения быстродействия ключевой схемы обратное смещение эмиттерного pn - перехода должно быть небольшим, и оно фиксируется включением в цепь базы диода $V2$.

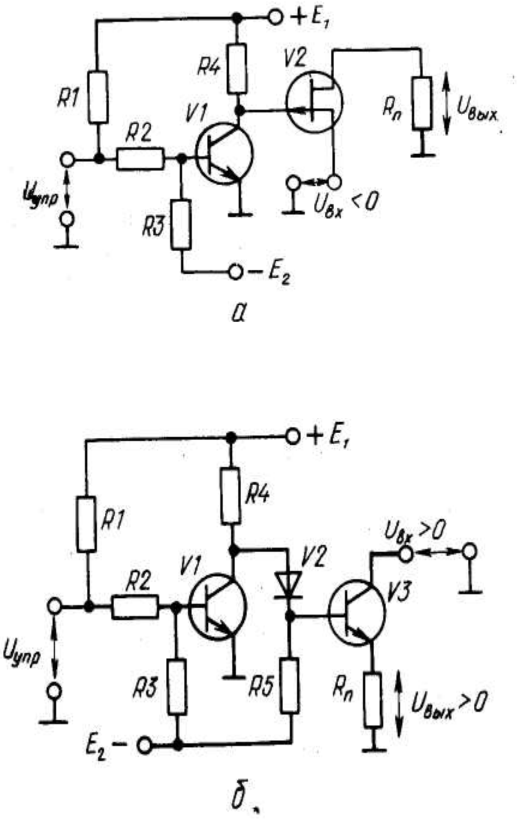


Рис. 2.3. Транзисторные ключевые схемы на основе полевого (a) и биполярного ($б$) транзисторов

Открытые транзистор $V1$ и диод $V2$ совместно с резистором $R5$ образуют делитель запирающего напряжения базы транзистора $V3$ от источника $-E_2$. Иногда диод $V2$ заменяют резистором, что несколько ухудшает стабильность параметров ключевой схемы.

При необходимости коммутировать однополярные сигналы тока от высокоомных источников применяют простые двухдиодные ключевые схемы (рис.2.4). Когда от схемы управления приходит отрицательный сигнал управления $-u_{упр}$, диод $V1$ открывается. При этом диод $V2$ оказывается закрытым обратным смещением и выходной ток в потребитель $R_п$ не проходит. Наоборот, при задании сигнала $+u_{упр}$ от цепи управления, которая может иметь относительно высокое выходное сопротивление, закрывается диод $V1$, а ток коммутируемого источника сигнала через диод $V2$ проходит в потребитель R_n. Достоинством данной схемы является возможность подключения к одному проходному диоду $V2$ нескольких управляющих сигналов через несколько диодов.

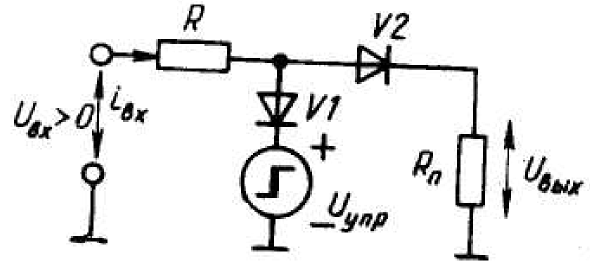


Рис. 2.4. Двухдиодная ключевая схема

2.2. Модуляторы.

При организации передачи информационных сигналов в автоматических системах используют принцип модуляции, заключающийся в изменении параметров гармонического или импульсного тока в соответствии с передаваемым сообщением.

Различают высокочастотную и низкочастотную модуляции. Определяющим является частота опорного сигнала: при высокочастотной модуляции частота опорного сигнала составляет сотни и более килогерц, при низкочастотной — не более десятков герц.

В автоматических системах получили распространение схемы балансной модуляции, которая является разновидностью амплитудной модуляции, но имеет ряд преимуществ. Устройство, в котором реализуется данный вид модуляции, называется балансным модулятором. Для простоты анализа вспомогательные цепи (питания, смещения и развязки) в схеме электронного высокочастотного балансного модулятора (рис.2.5 *а*) опущены. Высокочастотное опорное гармоническое напряжение $u_{оп} = U_н \cos\omega t$ поступает на базы транзисторов $V1$ и $V2$ синфазно, а информационный низкочастотный сигнал (модулирующее напряжение), например $u_{on} = U_{н}\cos\Omega t$, противофазно. Схему балансного модулятора можно рассматривать как некоторую комбинацию двух обычных амплитудных модуляторов на транзисторах $V1$ и $V2$, работающих на общую нагрузку — катушку индуктивности $L - L_1 + L_2$

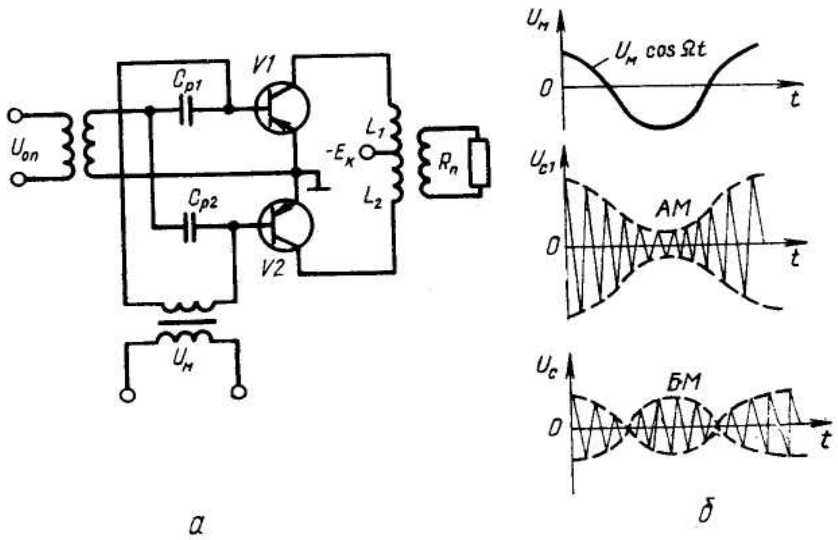


Рис. 2.5. Электронный высокочастотный балансный модулятор:
а — эквивалентная схема; *б* — временные диаграммы

Модулированное колебание $u_{c1}(t)$, создаваемое на индуктивности L_1 первым модулятором при модулирующем напряжении $U_н \cos\Omega t$, определяется выражением

$$\begin{gathered} u_{c1}(t) = (U_н + U_н \cos\Omega t)\cos\omega t = U_н(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega t = \\ U_н \cos\omega t + 0{,}5mU_н \cos(\omega + \Omega)t + 0{,}5mU_н \cos(\omega - \Omega)t, \end{gathered} \tag{2.3}$$

где m — глубина амплитудной модуляции.

На второй модулятор поступает модулирующее напряжение с обратной фазой $-U_м \cos\Omega t$. Можно показать, что на индуктивности L_2 появится модулированное напряжение

$$u_{c2}(t) = U_н \cos\omega t - 0{,}5mU_н \cos(\omega + \Omega)t + 0{,}5mU_н \cos(\omega - \Omega)t \tag{2.4}$$

Так как токи в катушках индуктивности L_1 и L_2 направлены навстречу друг другу, поэтому результирующее выходное напряжение $u_c(t)$, наводимое в катушке связи, будет пропорционально разности напряжений u_{c1} и u_{c2}:

$$u_c(t) = u_{c1}(t) - u_{c2}(t) = mU_н \cos(\omega + \Omega)t + mU_н \cos(\omega - \Omega)t, \qquad (2.5)$$

Из выражения (2.5) следует, что в спектре выходного сигнала балансного модулятора отсутствует составляющая на частоте ω , т.е. в режиме, когда информационный сигнал отсутствует, на выходе модулятора напряжения нет. Это выгодно отличает балансную модуляцию от обычной амплитудной. На рис. 2.5 *б* приведены временные диаграммы модулирующего и выходных напряжений при обычной амплитудной (АМ) и балансной (БМ) модуляциях. Из последней диаграммы следует, что при переходе модулирующего напряжения через нуль фаза выходного напряжения каждый раз скачком меняется на противоположную.

Механические модуляторы применяются в виде вращающихся дисков с зубцами, отверстиями или лопастями в оптических автоматических системах. Например, в радиостанции Р – 161 модулятор представляет собой диск с отверстиями по окружности, закрепленный на оси и вращающийся с разной скоростью, прерывая световой поток. Пульсирующий световой поток преобразуется с помощью фотоэлектронного умножителя в цифровую последовательность, которая управляет величинами органов настройки выходного контура радиопередатчика.

В ряде случаев в качестве модулятора используются импульсные источники света на основе строботронов и лазеров, обеспечивающих импульсную модуляцию в светолокаторах типа ИВ0-1М, ЛИНГО-1М.

Типовым представителем электромеханических модуляторов является модулятор с вибропреобразователем, представляющий собой маломощный электромагнитный контактор (рис. 2.6). Якорь электромагнита *Р* колеблется с частотой тока, питающего катушку электромагнита, и обеспечивает периодическое подключение к источнику входного напряжения то верхней, то нижней половины первичной обмотки трансформатора $TV1$. При этом ток в первичной обмотке каждый раз изменяет направление на противоположное. Во вторичной обмотке трансформатора возникает переменное напряжение. Обычно применяется повышающий трансформатор, позволяющий получить амплитуду выходного напряжения в несколько раз больше амплитуды входного напряжения. Модуляторы с вибропреобразователями нашли применение в усилителях автоматических мостов и потенциометров.

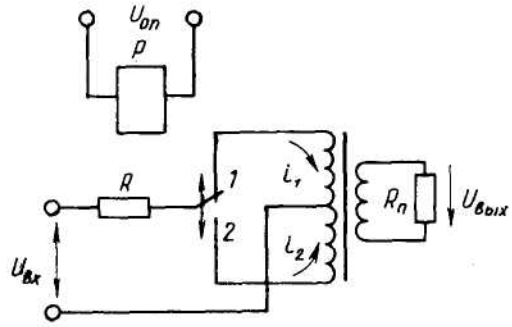


Рис. 2.6. Схема модулятора с вибропреобразователем

Рассмотренный ранее электронный высокочастотный балансный модулятор (рис. 2.5) может функционировать и на низкой частоте, сохраняя свои достоинства. Однако в области низких частот более предпочтительными являются электронные модуляторы с нагрузкой в виде RC- цепи (рис. 2.7 a). Прерыватель, реализованный на транзисторах $V1$ и $V2$, включен по параллельной ключевой схеме относительно потребителя R_n. Опорное напряжение u_{on} обычно в виде прямоугольных импульсов поступает синфазно на базы транзисторов относительно их коллекторов и является управляющим. При прямом управляющем напряжении оба транзистора открыты и сопротивление прерывателя минимально. Когда на коллекторы подано запирающее опорное напряжение, транзисторы заперты и сопротивление прерывателя велико. Временные диаграммы поясняют работу анализируемого модулятора (рис. 2.7 $б$). При использовании транзисторов

$n-p-n$ - типа опорное напряжение положительной полярности закрывает оба транзистора и все входное напряжение приложено к выходу модулятора. При отрицательной полярности выходное напряжение равно нулю. В итоге на выходе модулятора образуется последовательность модулированных импульсов напряжения с огибающей, соответствующей входному напряжению. Потребитель R_n соединен с выходом модулятора через разделительный конденсатор C_p. При этом постоянная времени нагрузки модулятора $\tau = C_p R_n$ выбрана из условия оптимального пропускания напряжения опорного сигнала.

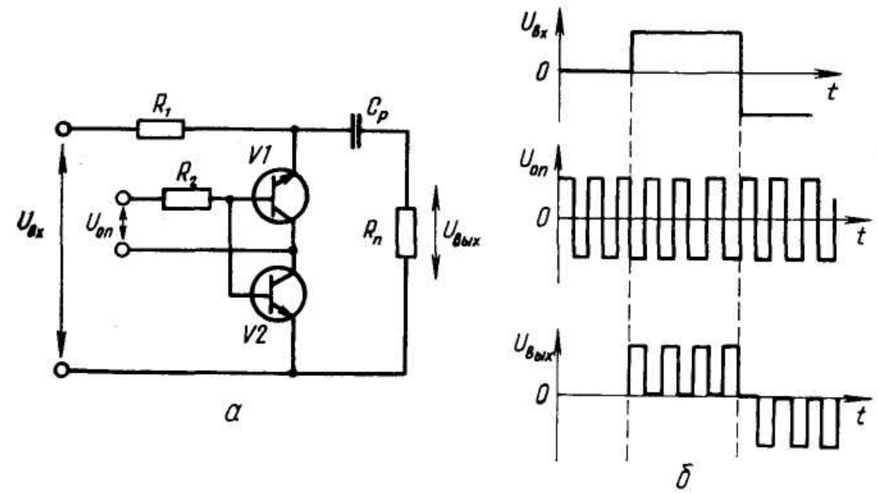


Рис.2.7. Электронный балансный модулятор, нагруженный на RC - цепь: a – принципиальная электрическая схема; $б$ – временные диаграммы

Данное схемное решение электронного модулятора допускает его микроминиатюризацию и реализацию в виде микроэлектронных изделий.

2.3. Синхронные детекторы

Детектированием называется процесс обратный модуляции, связанный с выделением передаваемого сообщения из модулированного колебания. Применительно к автоматическим измерительным системам под детектированием часто понимают процесс выделения (измерения) тех или иных параметров колебания: амплитуды, частоты, фазы, длительности и т. д. Наибольшее распространение в измерительных метеорологических автоматических системах получили синхронные детекторы.

Синхронным детектированием называется амплитудное детектирование электрических колебаний при одновременной подаче на детектор амплитудно-модулированного и опорного напряжений, частоты и фазы которых совпадают. Синхронный детектор состоит из смесительного каскада (CM) с фильтром нижних частот ($ФНЧ$) и гетеродина ($Г$) в качестве источника опорного напряжения (рис. 1).

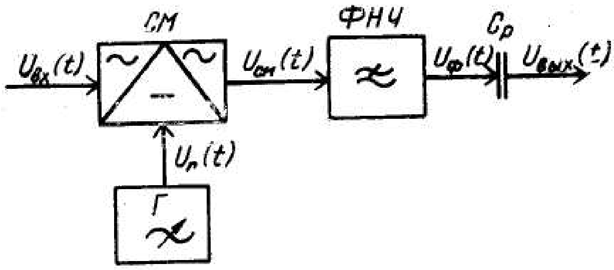


Рис. 2.8. Структурная схема синхронного детектора

Проанализируем режим синхронного детектирования. Пусть на вход детектора поступает амплитудно-модулированное напряжение

$$u_{вх}(t) = U_н[1 + mU(t)]\cos \omega t, \tag{2.6}$$

где $U_н$ – амплитуда сигнала; $U(t)$ – закон изменения огибающей, содержащий полезную информацию; ω – частота сигнала; $m \ll 1$ – коэффициент глубины модуляции.

Напряжение гетеродина, синхронное и синфазное с входным сигналом (2.6), запишем в следующем виде:

$$u_г(t) = U_г \cos\omega t, \tag{2.7}$$

Если через K_0 обозначить собственный коэффициент передачи смесительного каскада, то под действием напряжения гетеродина (2.7) он будет изменяться относительно своего среднего значения по закону

$$K(t) = K_0 + pU_Г \cos\omega t, \qquad (2.8)$$

где p – коэффициент пропорциональности. Напряжение на выходе смесительного каскада

$$\begin{aligned} u_{см}(t) &= u_{вх}(t)K(t) = U_н[1 + mU(t)]\cos\omega t[K_0 + pU_Г \cos\omega t] = \\ &= K_0U_н[1 + mU(t)]\cos\omega t + pU_нU_Г[1 + mU(t)]\cos^2 \omega t \end{aligned} \qquad (2.9)$$

Учитывая, что $\cos^2 \omega t = 0{,}5(1 + \cos 2\omega t)$, полученное выражение (2.9) можно записать в следующем виде:

$$u_{см}(t) = K_0U_н[1 + mU(t)]\cos\omega t + 0{,}5pU_нU_Г[1 + mU(t)](1 + \cos 2\omega t)$$

или

$$u_{см}(t) = 0{,}5pU_нU_Г + 0{,}5pmU_нU_ГU(t) + K_0U_н[1 + mU(t)]\cos\omega t + 0{,}5pU_нU_Г[1 + mU(t)]\cos 2\omega t \qquad (2.10)$$

Частота среза фильтра нижних частот, являющегося нагрузкой смесительного каскада, выбрана таким образом, что спектральные составляющие на частотах ω и 2ω отфильтровываются. Поэтому на выходе фильтра остается напряжение

$$u_ф(t) = 0{,}5pU_нU_Г + 0{,}5pmU_нU_ГU(t) \qquad (2.11)$$

Включение в выходную цепь детектора разделительного конденсатора C_p обеспечивает выделение только спектральной составляющей, содержащей информационное сообщение, т. е. напряжения

$$u_{вых}(t) = 0{,}5pmU_нU_ГU(t) \qquad (2.12)$$

Из выражения (2.12) следует, что выходное напряжение синхронного детектора является функцией двух величин: входного и опорного напряжений. Чтобы выходное напряжение было только функцией величины входного сигнала, амплитуду гетеродинного сигнала поддерживают постоянной и задают достаточно большой. Последнее ограничение обеспечивает требуемый уровень выходного сигнала.

Синхронный детектор является существенно нелинейным устройством. Тем не менее оно обеспечивает линейное детектирование в том смысле, что зависимость (2.12) является линейной функцией между выходным и входным сигналами. Синхронные детекторы реализуются па основе нелинейных элементов: электронных лампах, полупроводниковых приборах (диодах, транзисторах, операционных усилителях), а также ключевых схемах. В зависимости от способа включения нелинейных элементов в схеме детектора различают однополупериодные и двухполупериодные синхронные детекторы.

Однополупериодный синхронный детектор.

Простейшим однополупериодным синхронным детектором является детектор на полупроводниковых диодах (рис.2.8 а). На первичную обмотку трансформатора $TV1$ поступает напряжение входного сигнала, модулированного по амплитуде сообщением, а на первичную обмотку трансформатора $TV2$ – опорное напряжение гетеродина.

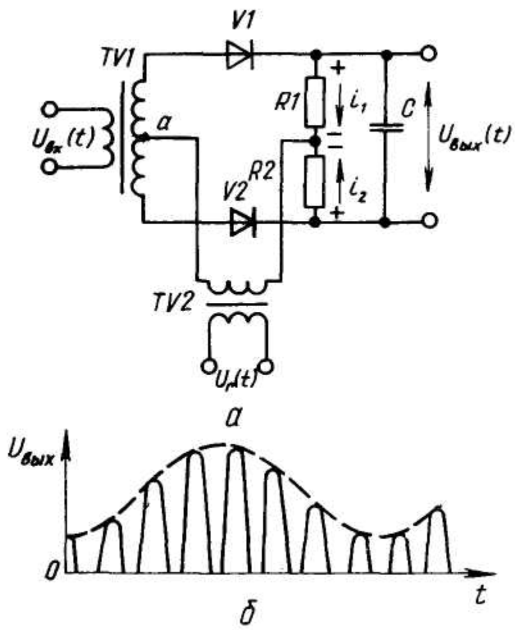


Рис. 2.8. Однополупериодный диодный синхронный детектор:

a – принципиальная электрическая схема; $б$ – временная диаграмма

При отсутствии входного напряжения $u_{вх}(t) = 0$ на вход синхронного детектора поступает только опорное напряжение, которое со вторичной обмотки трансформатора $TV2$ приложено синфазно к диодам $V1$ и $V2$. В течение деятельности положительных полупериодов оно вызывает через диоды импульсы тока i_1 и i_2, которые на одинаковых резисторах $R1 = R2$ создают падение напряжения, равное по величине, но противоположное по полярности. В результате напряжение на выходе детектора равно нулю.

При подаче входного напряжения во вторичной обмотке трансформатора $TV1$ относительно ее средней точки a появляются противофазные ЭДС, которые действуют на диоды $V1$ и $V2$ также в противофазе. В результате этого во время положительного полупериода гетеродина, когда диоды открыты, протекающий через диод $V1$ ток будет увеличиваться, а через диод $V2$ – уменьшаться. Следовательно, на резисторе $R1$ падение напряжения будет больше, чем на резисторе $R2$, и на выходе детектора появится напряжение $u_{вых}(t) = u_{R1}(t) - u_{R2}(t)$. Это напряжение представляет собой последовательность однополярных импульсов с частотой входного напряжения (рис. 2.8б), закон изменения амплитуд которых повторяет закон информационного сигнала. Для выделения постоянной составляющей параллельно резисторам $R1$ и $R2$ включена емкость C, которая в совокупности с ними образует низкочастотный RC – фильтр, пропускающий на выход только низкочастотные изменения выходного сигнала.

Рассмотренная схема однополупериодного синхронного детектора требует тщательного изготовления вторичной обмотки трансформатора $TV1$, а также подбора диодов и резисторов с одинаковыми параметрами. В противном случае из - за различия параметров элементов нарушается условие балансировки синхронного детектора, т. е. при наличии опорного и отсутствии входного сигналов напряжение на выходе детектора не будет равно нулю.

Двухполупериодные синхронные детекторы реализуются на основе диодных мостов по аналогичной схеме. За счет того, что в мостовой схеме осуществляется двухполупериодное выпрямление входного сигнала, коэффициент передачи устройства почти в два раза выше, чем у обычного синхронного детектора.

2.4. Демодуляторы.

Находят применение разные схемные варианты решения демодуляторов. На рис. 2.9 a приведена схема демодулятора на транзисторах $V1$ и $V2$. На входы демодулятора подаются переменное модулированное входное напряжение $u_{вх}$ и опорное напряжение $u_{оп}$, например, в виде прямоугольных импульсов (рис. 2.9 $б$).

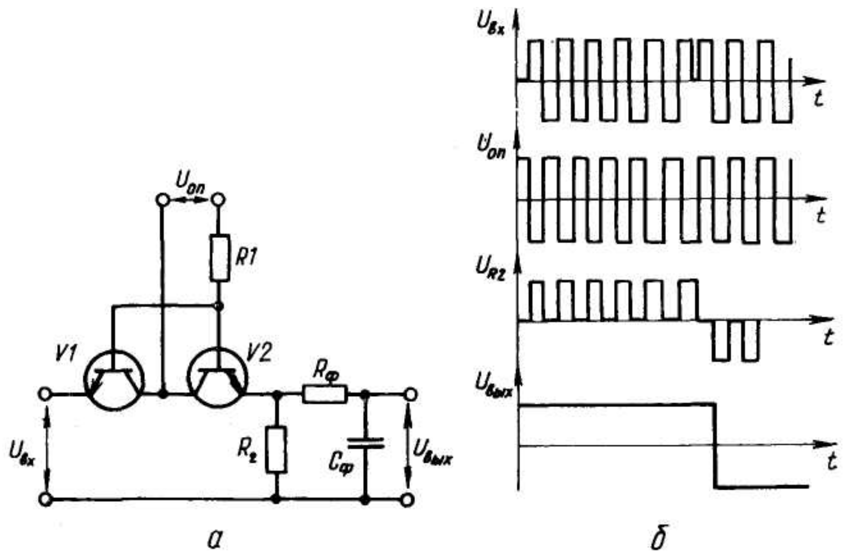


Рис. 2.9. Демодулятор на транзисторах:
$а$ – принципиальная электрическая схема; $б$ — временные диаграммы

Транзисторная пара, выполняющая роль последовательного ключа, управляется опорным напряжением. Напряжение на нагрузочном резисторе $R2$ состоит из последовательности однополярных импульсов, проходящих через открытые транзисторы $V1$ и $V2$. Выделение постоянной составляющей $u_{вых}$, соответствующей информационному сигналу, осуществляется с помощью $R_ф C_ф$ – фильтра.

Достоинством данной схемы является простота схемного решения и возможность ее микроминиатюризации. Схемы такого типа чаще всего применяются в каналах усиления медленноменяющихся сигналов.

2.5. Фазовые детекторы

Ф а з о в ы м д е т е к т о р о м называется устройство, напряжение на выходе которого по величине и знаку определяется разностью фаз между входным и опорным напряжениями одной частоты. Основой фазового детектора, как и синхронного, является смесительный каскад с фильтром нижних частот, управляемый опорным напряжением гетеродина. На вход смесительного каскада подаются меняющиеся по фазе входные сигналы.

Элементной базой фазовых детекторов служат нелинейные элементы, аналогичные тем, которые нашли применение при построении синхронных детекторов. В зависимости от типа используемых нелинейных элементов фазовые детекторы подразделяются на два класса: фазовые детекторы на основе ключевых схем и фазовые детекторы на основе суммарно – разностных схем.

Фазовые детекторы на ключевых схемах

В фазовых детекторах на основе ключевых схем в качестве нелинейного элемента используется ключевая схема, управляемая опорным напряжением в виде последовательности прямоугольных импульсов. Рассмотрим возможность формирования выходного тока $i_{вых}(t)$, определяемого разностью фаз между входным гармоническим и опорным прямоугольным напряжениями. Функциональная схема фазового детектора на основе последовательной ключевой схемы приведена на рис. 2.10, *а* . Нагрузкой детектора служит потребитель в виде измерителя тока A .

Булем исходить из того, что на вход детектора поступает гармоническое напряжение

$$u_{вх}(t) = U_н \sin(\omega t + \varphi), \qquad (2.13)$$

где φ – разность фаз между входным и опорным напряжениями. Пусть в устройстве используется ключевая схема, закон включения и выключения которой полностью повторяет закон изменения опорного напряжения $u_Г(t)$ (рис. 2.10,б). При этом, будем считать, что ключевая схема замкнута при положительном и разомкнута при отрицательном управляющих импульсах, а длительность положительных и отрицательных управляющих импульсов одинакова. В этом случае закон проводимости ключевой схемы $y(t)$ является периодической функцией, которую можно представить рядом Фурье:

$$y(t) = \frac{Y}{2}\left[1 + \frac{4}{\pi}\left(\sin \omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \ldots\right)\right] \tag{2.14}$$

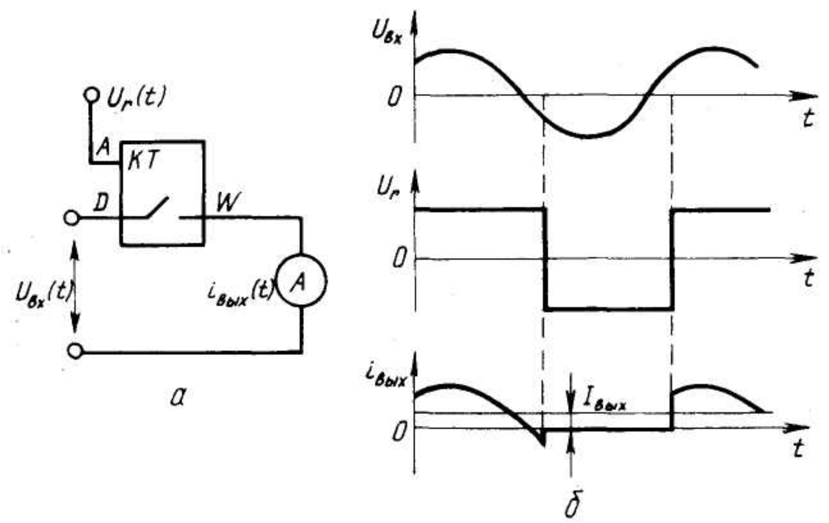


Рис. 2.10. Фазовый детектор на ключевой схеме:
а – структурная схема; б – временные диаграммы напряжения и тока

Функция $y(t)$ определяет закон изменения проводимости ключевой схемы, в которой Y – величина проводимости замкнутой ключевой схемы. Известно, что протекающий по цепи ток определяется соотношением

$$i_{вых}(t) = u_{вх}(t)\, y(t) \tag{2.15}$$

Учитывая (2.13) и (2.14), из выражения (2.15) получим

$$i_{вых}(t) = \begin{cases} YU_н \sin(\omega t + \varphi) \; при \; 0 < t < T/2 \\ 0 \quad при \quad T/2 < t \le T \end{cases} \tag{2.16}$$

Найдем значение постоянного входного тока $I_{вых}$ в цепи фазового детектора, которое пропорционально той части напряжения, фаза которого совпадает с фазой опорного напряжения:

$$I_{вых} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{вых}(t)\,dt = \frac{YU_н}{T}\int_0^{T/2}\sin(\omega t + \varphi)\,dt \qquad (2.17)$$

Принимая во внимание, что $\omega = 2\pi / T$ или $\pi = \omega T / 2$, а $YU_н = I_{m\,вых}$ – амплитудное значение постоянного выходного тока, из (2.17) окончательно получим величину постоянного входного тока, которую будет фиксировать измеритель тока:

$$I_{вых} = (I_{m\,вых}\cos\varphi)/\pi \qquad (2.18)$$

Из анализа выражения (2.18) следует, что показания измерительного прибора пропорциональны косинусу разности фаз входного и опорного напряжений. Достоинством фазового детектора на основе ключевой схемы является отсутствие показаний прибора на выходе устройства при отсутствии входного сигнала. Функции такого фазового детектора может выполнять демодулятор, представленный на рис. 2.10, $а$. Действительно, при поступлении на входы схемы гармонического и опорного напряжений в цепи детектора появится выходной ток (рис. 2.10, $б$), который на потребителе создаст выходное напряжение, пропорциональное разности фаз входного и опорного напряжений.

Фазовые детекторы на суммарно – разностных схемах.

В фазовых детекторах на основе суммарно – разностных схем опорное напряжение всегда является гармоническим. По своему принципу действия такие детекторы аналогичны синхронным, у которых опорное напряжение сдвинуто по фазе относительно входного. Очевидно, что такому фазовому детектору соответствует функциональная схема на рис. 2.11.

Для стабилизации тока покоя всех трех транзисторов использован транзистор $V4$, база которого соединена с коллектором, т. е. в диодном включении. Нагрузкой детектора служит вольтметр, включенный между коллекторами транзисторов $V1$, $V2$. Опорное напряжение $u_Г(t)$ в виде отрицательных прямоугольных импульсов с длительностью, равной половине периода детектируемого входного напряжения $u_{вх}(t)$, поступает на базу транзистора $V3$. Амплитуда импульса подбирается такой, чтобы во время действия отрицательного импульса транзистор $V3$, а, следовательно, и транзисторы $V1$ и $V2$ надежно запирались. При отсутствии отрицательного опорного импульса все транзисторы открыты.

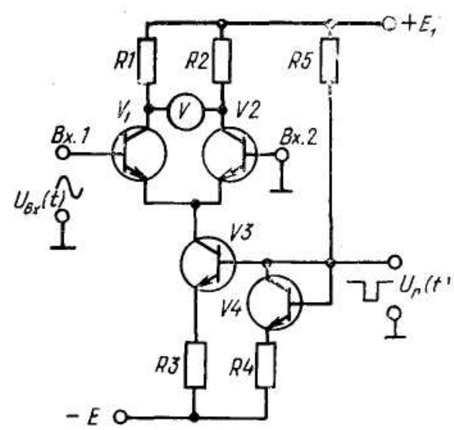


Рис. 1.12. Принципиальная электрическая схема фазового детектора на основе дифференциального усилителя с генератором тока

В отсутствие детектируемого входного сигнала под действием только опорного напряжения потенциалы коллекторов транзисторов $V1$ и $V2$ синхронно изменяются, оставаясь одинаковыми. Вольтметр, измеряющий разность этих потенциалов, показывает нуль.

Входное напряжение $u_{вх}(t)$ приложено к базе транзистора $V1$ и изменяет его коллекторный ток на отрезке времени, когда последний открыт опорным напряжением. При этом за счет глубокой последовательной отрицательной обратной связи по току коллекторный ток транзистора $V2$ также изменяется, но в противофазе с коллекторным током транзистора $V1$. Потенциалы коллекторов транзисторов $V1$ и $V2$ становятся различными, и на выходе детектора появляется напряжение, равное разности потенциалов коллекторов. Вольтметр будет показывать постоянную составляющую выходного напряжения, величина и полярность которого зависят от разности фаз входного и опорного напряжений.

Рассмотрим возможность получения выходного напряжения $u_{вых}(t)$, величина которого пропорциональна разности фаз φ синхронных входного $u_{вх}(t)$ и гетеродинного $u_{Г}(t)$ напряжений. Будем исходить из того, что на входы детектора поступают синхронные гармонические сигналы

$$u_{вх}(t) = U_{н} \cos(\omega t + \varphi) \tag{2.19}$$

и

$$u_{Г}(t) = U_{Г} \cos \omega t \tag{2.20}$$

Под действием гетеродинного сигнала коэффициент передачи смесительного каскада будет изменяться относительно своего среднего значения K_0 по закону

$$K(t) = K_0 + pU_{Г} \cos \omega t\,, \tag{2.21}$$

как это имело место и при синхронном детектировании.

При поступлении входного напряжения на фазовый детектор выходное напряжение смесительного каскада с учетом (2.21) будет определяться из выражения

$$u_{см}(t) = K(t)\,u_{вх}(t) = \left[K_0 + pU_{Г} \cos \omega t\right]U_{н} \cos\left(\omega t + \varphi\right) \tag{2.22}$$

Преобразуя (2.22), окончательно получим

$$u_{см}(t) = K_0 U_{н} \cos\left(\omega t + \varphi\right) + 0{,}5\,pU_{н}U_{Г}\left[\cos\left(2\omega t + \varphi\right) + \cos\varphi\right] \tag{2.23}$$

На выходе фильтра нижних частот будет присутствовать только составляющая, пропорциональная косинусу разности фаз входного и опорного напряжений

$$u_{ф}(t) = 0{,}5\,pU_{н}U_{Г} \cos\varphi \tag{2.24}$$

В общем случае выходное напряжение (2.24) является функцией трех величин: амплитуд входного и опорного напряжений и разности фаз между ними. Для нормальной работы фазового детектора на основе суммарно - разностной схемы амплитуда опорного напряжения поддерживается достаточно большой по сравнению с амплитудой входного напряжения.

3. Измерители и датчики комплексных величин на основе моста переменного тока

Для автоматической настройки разных типов согласующих устройств (СУ) применяются датчики, вырабатывающие информацию о:

знаке отклонения модуля комплексного сопротивления от оптимальной величины (ДМ) ;

знаке реактивной составляющей комплексного сопротивления (ДФ);

знаке отклонения активной составляющей комплексной проводимости от оптимальной величины (ДG) ;

знаке отклонения активной составляющей комплексного сопротивления от оптимальной величины (Д R);

величине модуля комплексного коэффициента отражения (И*р*);

величине фазы комплексного коэффициента отражения (ИФ).

Тип датчиков рассогласования и место их подключения к СУ выбирается исходя из того, чтобы обеспечить по возможности автономность отдельных колец авторегулирования. Классические схемы первых четырех типов датчиков, включают в себя широкополосные высокочастотные трансформаторы, амплитудно-частотные и фазо-частотные: характеристики которых существенным образом определяют погрешность нулей датчиков» Реализация ВЧ трансформатора, имеющего в широком диапазоне частот (например, от I до 100 МГц) очень равномерную амплитудно-частотную и линейную фазо-частотную характеристики, представляет собой на практике трудную задачу, модуль коэффициента отражения измеряют чаще всего с помощью направленных ответвителей, имеющих в КВ диапазоне существенные габариты. Обычно применяемые датчики автонастройки СУ не имеют избирательных частотных свойств, на их погрешность сильно влияют сигналы, наведенные в антенне от других, рядом работающих радиостанций.

Ниже будет рассматриваться теория датчиков автонастройки СУ, построенных на основе четырехплечего резистивного моста переменного тока.

Такие датчики легко реализуются в широком диапазоне частот и имеют меньшую погрешность по сравнению с классическими. Для повышения помехоустойчивости обработку информации в них целесообразно осуществлять на промежуточной частоте.

Покажем, что четырехплечий мост переменного тока (рис. 3.1) при определенных величинах сопротивлений в его плечах можно использовать в качестве вышеуказанных датчиков и измерителей. Полагаем, что величины сопротивлений в плечах моста нормированы.

3.1 Датчик активной составляющей комплексной проводимости

Ток в измерительном плече моста: $$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{\dot{Z}} \qquad (3.1)$$

Ток в опорном плече моста: $$\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_2}{R_2} \qquad (3.2)$$

На основании выражений (3.1) и (3.2) можно получить выражения:

$$\dot{U}_1 = \frac{\dot{U} \cdot \dot{Z}}{R_3 + \dot{Z}} = \frac{\dot{U}(r + jx)}{R_3 + r + jx} \qquad (3.3)$$

и $$\dot{U}_2 = \frac{\dot{U} \cdot R_3}{R_1 + R_3} \qquad (3.4)$$

Необходимо отметить, что выражения (3.3) и (3.4) справедливы при условии, что $\dot{Z}_C >> R_1, \dot{Z}_C >> R_2, \dot{Z}_C >> R_3, \dot{Z}_C >> \dot{Z}$, где $\dot{Z}_C$ - сопротивление симметричной диагонали моста. Данное условие легко обеспечивается схемными решениями. Разделив (3.4) на (3.3) и преобразовывая, получаем:

$$\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}\left(\frac{R_3 \cdot r}{r^2 + x^2} + 1 + j \cdot \frac{R_3 \cdot x}{r^2 + x^2}\right) \qquad (3.5)$$

или: $$\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}\left(R_3 g + jR_3 b\right), \qquad (3.6)$$

где $g = \frac{r}{r^2 + x^2}$ есть активная составляющая комплексной проводимости, а $b = \frac{x}{r^2 + x^2}$ - реактивная составляющая комплексной проводимости.

Действительная часть выражения (3.6) равна:

$$\mathrm{Re}\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{|\dot{U}_2|}{|\dot{U}_1|}\cos\varphi = \frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2} g + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.7)$$

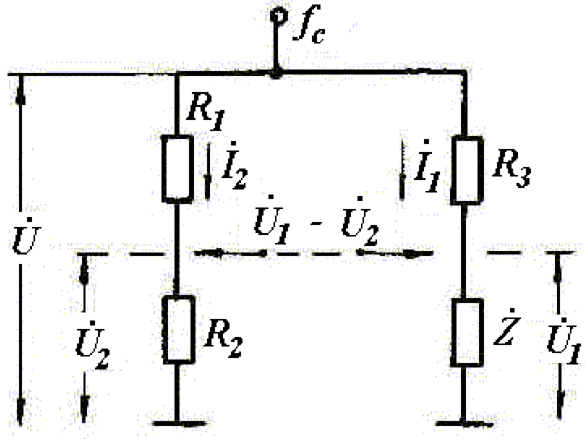


Рис. 3.1. Мост переменного тока

А мнимая часть равна: $$\mathrm{Im}\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = j\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}\sin\varphi = j\frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2}\cdot b \ , \quad (3.8)$$

где φ - фазовый сдвиг между напряжениями $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$. Как видно из выражения (3.81) действительная часть отношения $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$ не зависит от реактивной проводимости в измерительном плече моста. Векторная диаграмма напряжений моста показана на рис. 3.2.

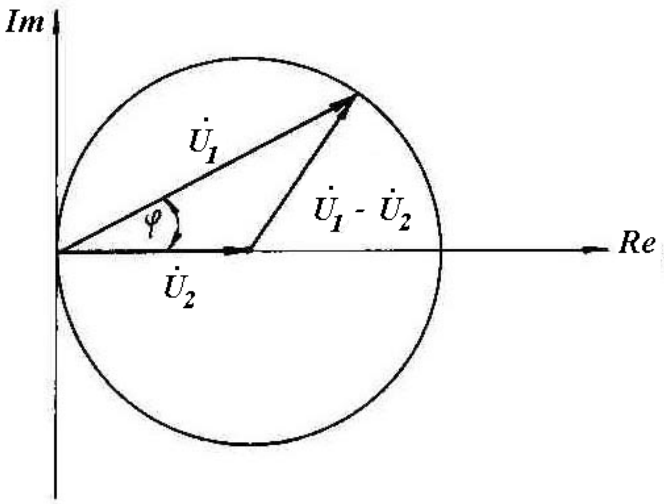


Рис. 3.2. Диаграмма напряжений

Из диаграммы видно, что если при некотором изменении нагрузки в измерительном плече моста годографом вектора $\dot{U}_1$ будет окружность, то величину $\dot{U}_2$ можно выбрать так, чтобы выполнялось равенство:

$$\left|\dot{U}_1 - \dot{U}_2\right| = \left|\dot{U}_2\right| \tag{3.9}$$

При этом из векторной диаграммы следует:

$$\frac{\left|\dot{U}_2\right|}{\left|\dot{U}_1\right|}\cos\varphi = \frac{1}{2} \tag{3.10}$$

Из анализа выражений (3.8) и (3.10) можно записать условие, при котором четырехплечий мост можно использовать в качестве датчика активной составляющей комплексной проводимости (условие реализации ДG) :

$$\frac{R_2 \cdot R_3}{R_1 + R_2} \cdot g + \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{2} \tag{3.11}$$

Имея в виду, что относительная величина g должна быть равна 1, приходим к выводу, что равенства (3.9) и (3.11) выполняются при $R_1 = 1{,}5; R_2 = 0{,}5; R_3 = 1.$ Равенство (3.9) представляет собой уравнение нуля ДG .

Если $g>1$, то $$\left|\dot{U}_1 - \dot{U}_2\right| < \left|\dot{U}_2\right| \tag{3.12}$$

Если g<1, то $$\left|\dot{U}_1 - \dot{U}_2\right| > \left|\dot{U}_2\right| \tag{3.13}$$

3.2. Датчик активной составляющей комплексного сопротивления

Для получения информации о знаке отклонения активной составляющей комплексного сопротивления от оптимальной величины достаточно воспользоваться простой последовательной цепью из R и Z , показанной на рисунке 3.3.

Для такой цепи можно записать: $$\frac{\dot{U}_z}{\dot{U}_R} = \frac{\dot{Z}}{R} = \frac{r + jx}{R} \tag{3.14}$$

$$\operatorname{Re}\frac{\dot{U}_Z}{\dot{U}_R} = \frac{\left|\dot{U}_Z\right|}{\left|\dot{U}_R\right|}\cos\varphi = \frac{r}{R} \tag{3.15}$$

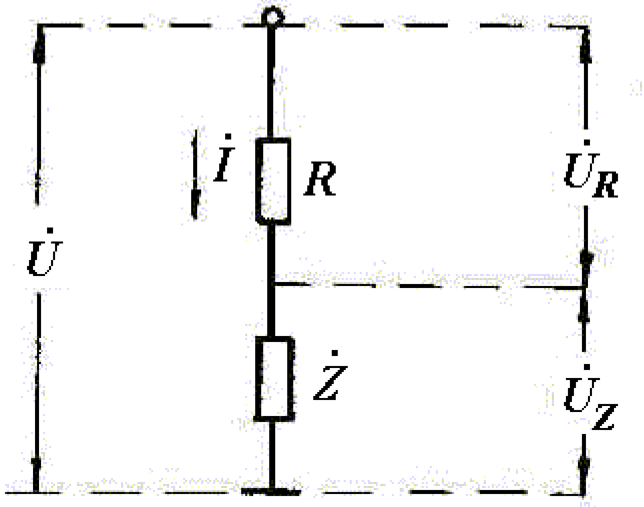


Рис. 3.3. Датчик активной составляющей комплексного сопротивления

$$\mathrm{Im}\frac{\dot{U}_Z}{\dot{U}_R} = j\frac{|\dot{U}_Z|}{|\dot{U}_R|}\sin\varphi = \frac{x}{R} \qquad (3.16)$$

На рисунке 3.4 показана векторная диаграмма

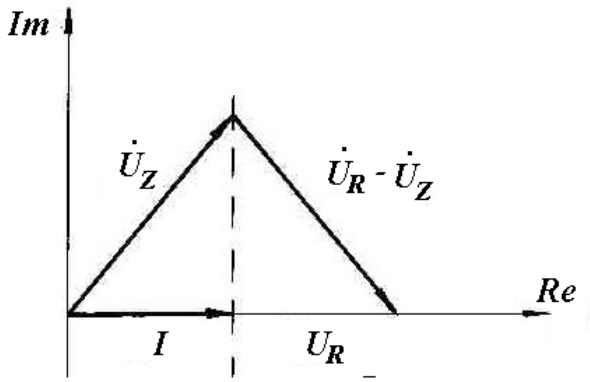


Рис. 3.4. Векторная диаграмма напряжений и тока в последовательной цепи.

Из векторной диаграммы следует, что если величина выбрана таким образом, что

$$\frac{|\dot{U}_Z|}{|\dot{U}_R|}\cos\varphi = \frac{1}{2}\ , \qquad (3.17)$$

то

$$|\dot{U}_R - \dot{U}_Z| = |\dot{U}_Z| \qquad (3.18)$$

Из анализа выражений (3.15) и (3.17) получим условие реализации датчика активной составляющей комплексного сопротивления :

$$\frac{r}{R} = \frac{1}{2} \ , \tag{3.19}$$

т.е. для r=1 величина R должна быть равна двум. Подставив в (3.18) значение $\dot{U}_R = \dot{U} - \dot{U}_Z$ можно записать уравнение нуля датчика активной составляющей комплексного сопротивления в виде:

$$\left|\dot{U}_Z\right| = \left|\dot{U} - 2\dot{U}_Z\right| \tag{3.20}$$

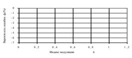
3.3. Датчик модуля комплексного сопротивления

На основании выражения (3.14) можно записать условие реализации датчика модуля комплексного сопротивления для последовательной цепи (рис. 3.)

$$\frac{\left|\dot{U}_Z\right|}{\left|\dot{U}_R\right|} = \frac{\left|\dot{Z}\right|}{R} = \frac{\sqrt{r^2 + x^2}}{R} = 1 \ , \tag{3.21}$$

т.е. величина R должна быть равна 1.

Уравнение нуля датчика модуля комплексного сопротивления запишется так :

 (3.22)

или:

$$\left|\dot{U}_Z\right| = \left|\dot{U} - \dot{U}_Z\right| \tag{3.23}$$

Векторная диаграмма датчика модуля комплексного сопротивления показана на рис. 3.5.

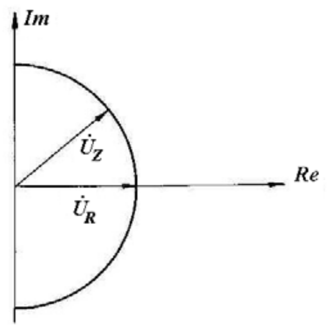


Рис. 3.5. Векторная диаграмма датчика модуля комплексного сопротивления

3.4. Измеритель фазы и модуля комплексного коэффициента отражения

Из уравнений (3.3) и (3.4) можно получить равенство:

$$\frac{R_3}{\dot{Z}} \cdot \dot{U}_1 = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \dot{U}_2 - \dot{U}_1 \qquad (3.24)$$

Откуда при R1 =R2 = R3 = 1 можно получить:

$$\dot{Z} = \frac{\dot{U}_1}{2\dot{U}_2 - \dot{U}_1} \qquad (3.35)$$

Связь коэффициента отражения с комплексным сопротивлением определяется известным выражением:

$$\dot{p} = \frac{\dot{Z} - 1}{\dot{Z} + 1} \qquad (3.36)$$

Подставляя в (3.36) значение $\dot{Z}$ из (3.35) и преобразовывая, получим формулу для определения комплексного коэффициента отражения в измерительном плече моста:

$$\dot{p} = \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_2}{\dot{U}_2} \qquad (3.37)$$

Откуда модуль коэффициента отражения равен отношению модулей напряжений в диагонали и в опорном плече моста:

$$p = \frac{\left|\dot{U}_1 - \dot{U}_2\right|}{\left|\dot{U}_2\right|}\ , \qquad (3.38)$$

а фаза коэффициента отражения равна разности фаз диагонального и опорного напряжений:

$$\arg \dot{p} = \arg\left(\dot{U}_1 - \dot{U}_2\right) - \arg \dot{U}_2 \qquad (3.39)$$

4. Автоматические устройства согласования антенн

4.1. Сокращение времени настройки цифрового АУСА с помощью вычислительного способа

В автоматизированных радиопередающих устройствах радиостанций КВ и УКВ диапазонов время перехода с частоты на частоту в значительной мере определяется временем автоматического согласования выхода усилителя мощности с антенной. В последнее время применяются, как правило, цифровые автоматические согласующие устройства, имеющие наиболее обширные области согласования, частотный диапазон и меньшее время перестройки. Однако, при имеющихся в настоящее время высокочастотных коммутационных элементах даже применение наилучших алгоритмов автонастройки поискового типа не позволяет существенно снизить время перестройки согласующих устройств радиопередатчиков большой и средней мощности.

Дальнейшее уменьшение времени перестройки дискретных согласующих устройств (СУ) может быть достигнуто путем использования вычислительного способа настройки, т.е. путем измерения параметров нагрузки (антенны), вычисления по ним требуемых величин переменных органов СУ и их одновременного включения. В частности в автоматическом согласующем устройстве, функциональная схема которого приведена в разделе 5.1 данного пособия, целесообразно измерять фазу и модуль комплексного коэффициента отражения на его входе и по ним вычислять требуемые величины длинной линии ДЛ и емкости С.

Формулы, по которым определяются нормированная величина проводимости входной емкости и электрическая длина линии для данного СУ, выглядят следующим образом:

$$b_c = \frac{1-k}{\sqrt{k}} \ ,$$

$$l = \frac{\lambda}{120^\circ}\left(\varphi_p + arctg\frac{2\sqrt{k}}{1-k}\right), \qquad (4.1)$$

где:

k - КБВ на выходе СУ,

λ - длина волны в метрах,

φ_p - фаза коэффициента отражения на входе СУ при начальных (минимальных) значениях ДЛ и С.

Выражения (4.1) можно привести к более удобному для вычислений величин С и l виду:

$$C = \frac{p}{75\pi f}\sqrt{\frac{1}{1-p^2}} \qquad (4.2)$$

$$l = \frac{75}{\pi f}\left(\arccos p + \varphi_P\right), \qquad (4.3)$$

если $2\pi - \varphi > \arccos p$ и

$$l = \frac{75}{\pi f}\left[\arccos p - (2\pi - \varphi_p)\right], \qquad (4.4)$$

если $2\pi - \varphi < \arccos p$

В выражениях (4.2), (4.3), (4.4) приняты обозначения:

p - модуль коэффициента отражения на входе СУ при начальных значениях ДЛ и С,

f - частота в мегагерцах.

При настройке СУ установку требуемых величин линии и емкости целесообразно производить одновременно, однако для более наглядного пояснения процесса согласования считаем, что сначала точку А, изображающую на круговой диаграмме входную проводимость СУ при начальных (минимально возможных) величинах ДЛ и С с требуемой степенью точности выводят на окружность единичной активной проводимости (дуга АВ на диаграмме рис. 4.1). Затем включают требуемую величину С (дуга ВС на рис. 4.1). Из-за погрешностей исполнения дискретных органов СУ обычно приходится производить коррекцию включаемых величин линии и емкости.

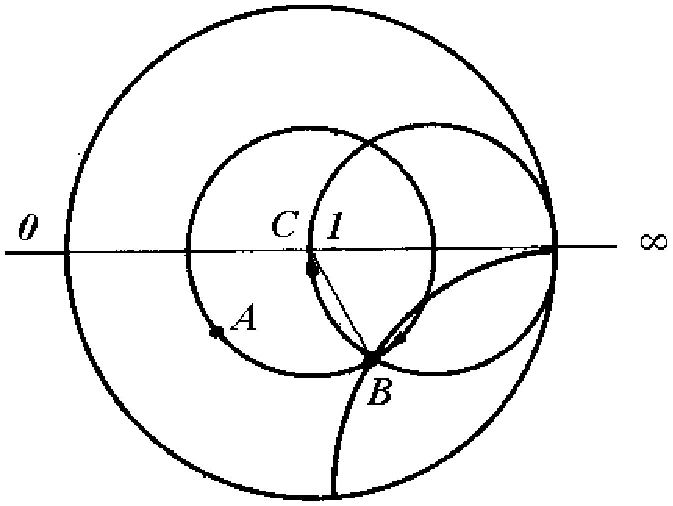


Рис. 4.1. Круговая диаграмма в полярной системе координат

Определим количество включений по линии и по емкости исходя из необходимой точности настройки и погрешности исполнения дискретных разрядов линии и емкости. Максимально необходимая длина линии равна $0{,}5\lambda$. Погрешность установки по линии Δl зависит от количества включений n_L следующим образом:

$$\Delta l = 0{,}5\lambda \cdot \kappa_L^{n_L} = 2\pi \cdot \kappa_L^{n_L} \qquad [\text{рад}], \tag{4.5}$$

где: κ_L - относительная погрешность величин разрядов линии.

Величина Δl должна быть меньше допустимой $\Delta l_{доп}$. Тогда максимально необходимое количество включений по линии будет определяться выражением:

$$n_{L_{MAX}} = \frac{\lg \dfrac{\Delta l_{доп.}}{0.5\lambda}}{\lg \kappa_L} \tag{4.6}$$

Погрешность установки проводимости входной емкости определяется так:

$$\Delta b_C = b_C \cdot \kappa_C^{n_C}, \tag{4.7}$$

где

κ_C - относительная погрешность величин разрядов емкости, n_C - число включений по емкости.

Величина Δb_C должна быть меньше допустимой $\Delta b_{C_{доп}}$.

Тогда максимально необходимое количество включений по емкости равно:

$$n_{C_{\max}} = \frac{\lg \dfrac{\Delta b_{C\,доп.}}{b_{C\max}}}{\lg \kappa_C}\ , \qquad (4.8)$$

где: $b_{C_{\max}}$ определяется по формуле (4.1) при минимальном значении k.

Определим выражения, по которым после включений органов настройки и последующих измерений модуля и фазы коэффициента отражения следует вычислять величины ошибок. Воспользуемся при этом следующими рассуждениями. В процессе настройки точку А (см. рис. 4.2), изображающую входную проводимость СУ, изменением длины линии необходимо трансформировать в точку В, определяемую параметрами p, φ_1.

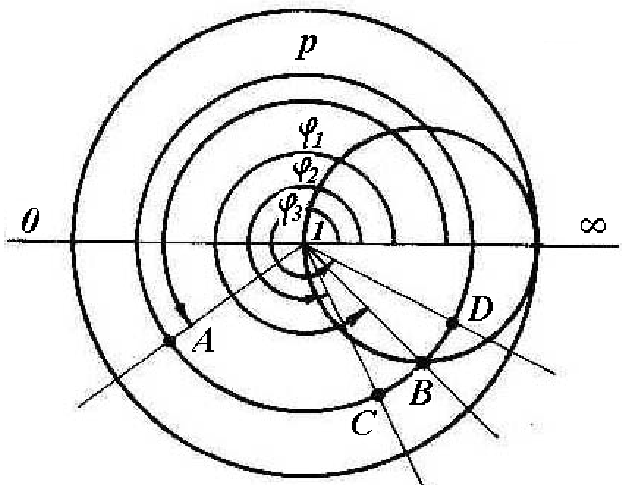


Рис. 4.2. Процесс трансформации входной проводимости СУ

Предположим, что в результате погрешности разрядов линии точка А трансформировалась в точку С с параметрами p, φ_2.

Необходимо скорректировать длину линии на величину Δl, определяемую углом $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$, где

$$\varphi_1 = 2\pi - \arccos p \qquad (4.9)$$

Величина ошибки $\Delta\varphi$ берется со своим знаком. Следовательно, величина ошибки по линии определяется из выражения:

$$\Delta l = \frac{75}{\pi f}(\varphi_2 - 2\pi + \arccos p) = \frac{75}{\pi f}[\arccos p - (2\pi - \varphi_2)] \tag{4.10}$$

Отметим, что выражения (4.10) и (4.4) совпадают.

По формуле (4.10) определяется величина ошибки и для случая, когда точка А трансформируется в точку Д (см. рис. 4.2).

Аналогичными рассуждениями можно показать, что в случае трансформации точки А после первого включения в верхнюю полуплоскость диаграммы (возможно при больших значениях κ_L) вычисление величины ошибки надо производить по формуле (4.3).

Следовательно, коррекция длины линии производится, в соответствии с той же формулой, что и ее первоначальная установка.

Для определения выражения, по которому необходимо вычислить величину ошибки по емкости, рассмотрим рисунок 4.3. Точка В, находящаяся на окружности единичной активной проводимости изображает входную проводимость СУ после установки линии. Для настройки СУ необходимо включить величину С, определяемую по формуле (4.2).

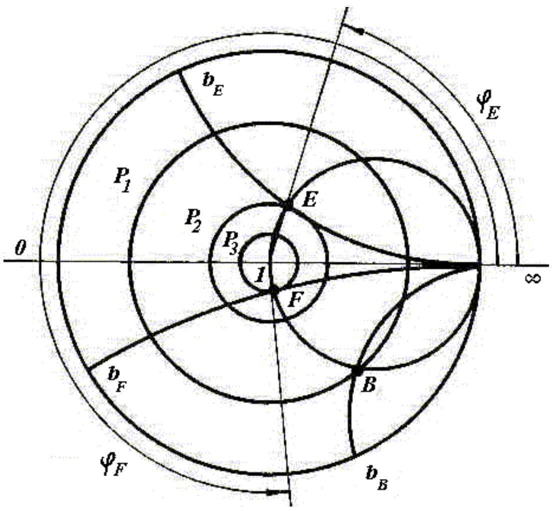


Рис. 4.3. Процесс трансформации входной проводимости СУ емкостью

Предположим, что после включения емкости точка В трансформировалась в точку Е. Погрешность ΔC можно определить по формуле (4.2), измерив величину p_2

$$\Delta C = \frac{p_2}{2\pi f \cdot 75}\sqrt{\frac{1}{1-p_2^2}} \tag{4.11}$$

Аналогично определяется погрешность для точки F . Знак ошибки определяется сравнением фазы коэффициента отражения, измеренной после соответствующего включения емкости, с величиной π. Если $\varphi > \pi$, то знак ошибки отрицательный, т.е. включенная емкость мала и ее надо увеличить на величину ΔC . Если $\varphi < \pi$,то знак ошибки положительный, и величину емкости необходимо уменьшить.

Использование вышеописанного вычислительного способа дает существенный выигрыш во времени настройки по сравнению со способом поразрядного взвешивания, широко применяемом в дискретных автоматических согласующих устройствах. Например, для рассматриваемого согласующего устройства максимальное количество включений в процессе настройки по линии и по емкости, рассчитанных по формулам (4.6) и (4.8) для максимально возможных $\kappa_l = \kappa_c = 0{,}3$ приблизительно в пять раз меньше числа шагов, требуемых при использовании способа поразрядного взвешивания. Т.е. время автоматической настройки СУ уменьшается минимум в пять раз.

Зависимость погрешностей настройки УСА по емкости и по линии от количества циклов настройки (формулы 4.8 и 4.6) приведены на рисунках 4.4 и 4.5.

Кривые зависимости погрешностей настройки органов от количества циклов идентичны кривой изменения дисперсии погрешности настройки в переходном режиме (рис. 5.7), что подтверждает правильность аналитических расчетов глав 4 и 5.

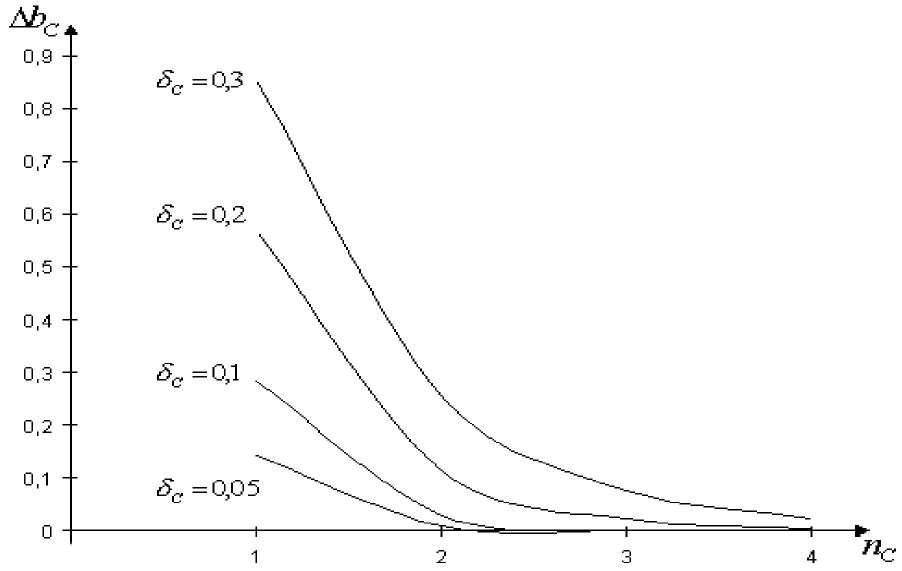


Рис. 4.4. Зависимость погрешности установки конденсатора

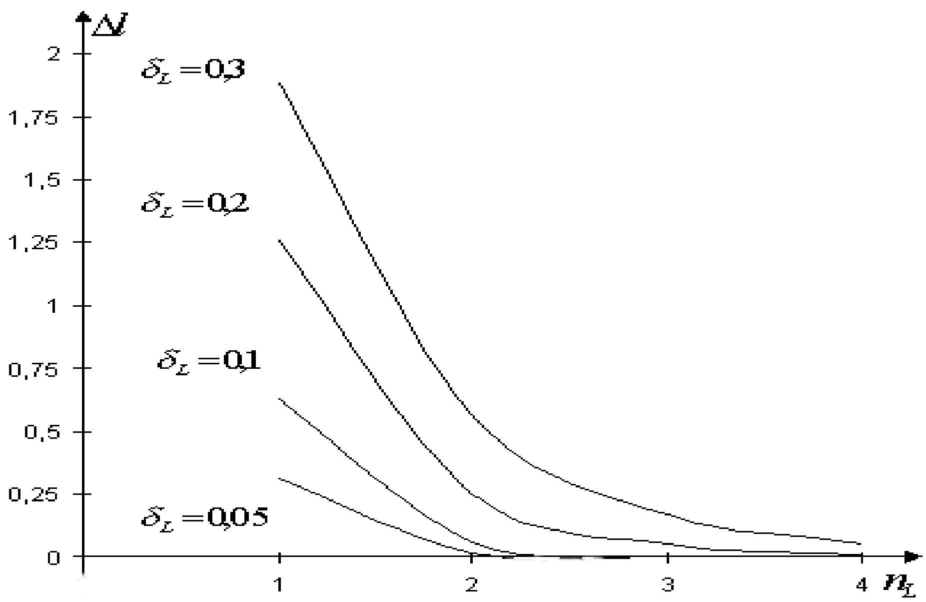


Рисунок 4.5. Зависимость погрешности установки длинной линии

4.2. Способ повышения точности автоматической настройки согласующе - фильтрующего устройства

В настоящее время все более широко используются радиопередающие устройства, в тракте усиления мощности которых можно выделить три основные части - широкополосный транзисторный усилитель мощности (УМ), блок диапазонных фильтров подавления гармоник (ФПГ) и автоматически перестраиваемое антенное согласующее устройство (АСУ) [5]. АСУ настраивается по сигналам с датчиков, которые включаются на его входе. Причем, очень часто датчики автонастройки выполняют на основе четырех-плечего моста переменного тока. На время автоматической настройки вход согласующего устройства подключают к мосту, а в рабочем режиме - к выходу ФПГ. Обычно точность настройки АСУ оценивается по величине коэффициента бегущей волны КБВ (или КСВ) в кабеле, подводящем ВЧ мощность к входу АСУ. Из-за погрешностей показаний датчиков и погрешности исполнения органов настройки в реальных АСУ КБВ на входе настроенного АСУ ($k_{СУ}$) в общем случае меньше единицы. В рабочем диапазоне частот КБВ на входе реального ФПГ, нагруженного на оптимальное сопротивление (так называемый собственный КБВ фильтра $k_{Ф}$), также меньше единицы. Следовательно, результирующий КБВ $k_{Р}$ в кабеле, соединяющем выход усилителя мощности с входом ФПГ, в худшем случае будет равен произведению $k_{СУ}$ и $k_{Ф}$:

$$k_{Р} = k_{СУ} \cdot k_{Ф} \qquad (4.12)$$

При реально достижимых значениях $\kappa_{СУ}$ и $\kappa_{Ф}$, равных, например, 0,8, результирующий КБВ на входе системы ФПГ – АСУ в худшем случае будет равен 0,64. В широкополосных транзисторных усилителях мощности качество согласования выходного сопротивления УМ с нагрузкой существенным образом определяет его энергетические показатели. При рассогласовании выхода УМ с входом системы ФПГ – АСУ отдаваемая усилителем в нагрузку мощность существенно уменьшается. Мощность в рассогласованной нагрузке определяется формулой:

$$P_{Н} = P_{С} \cdot \frac{4k_{н}}{(1+k_{н})^2}, \qquad (4.13)$$

где $P_{С}$ - мощность в согласованной нагрузке, $k_{Н}$ - КБВ нагрузки, но в ней не отражается тот факт, что при рассогласовании на коллекторах транзисторов появляется отраженная волна. Реальное снижение мощности гораздо ощутимее.

Рассмотрим способ автоматической настройки системы ФПГ – АСУ, позволяющий повысить КБВ на ее входе, и приведем формулы, необходимые для расчета органов настройки, характерных для данного способа.

На рисунке 4.6 показана упрощенная схема автоматически настраиваемой согласующе - фильтрующей системы

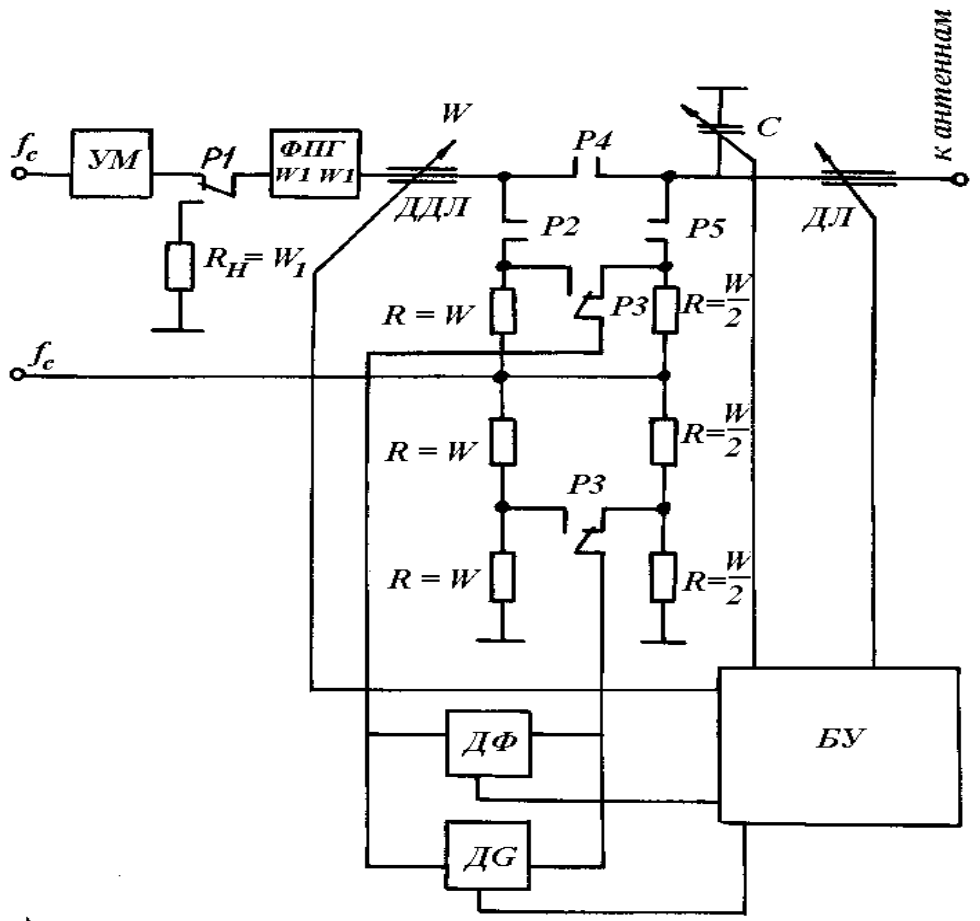


Рис. 4.6. Схема автоматической согласующее - фильтрующей системы.

Приняты обозначения:

УМ – усилитель мощности,

ФПГ – фильтры подавления гармоник,

ДДЛ – дополнительная длинная линия,

ДЛ – длинная линия,

ДФ – датчик фазы,

ДG – датчик активной составляющей проводимости,

БУ – блок управления органами настройки.

Полагаем, что оптимальное сопротивление нагрузки усилителя мощности равно W_1. Характеристическое сопротивление ФПГ со стороны его входа и выхода также обозначим через W_1. Волновые сопротивления ДЛ и ДДЛ обозначим через W . Как будет видно из дальнейшего анализа работы данной автоматически настраиваемой согласующее – фильтрующей системы, для уменьшения максимально необходимой длины ДДЛ целесообразно брать $W_1 < W$. Например, W_1 = 50 Ом и W = 75 Ом. Область возможных значений выходной проводимости ФПГ при подключенном на его входе сопротивления $R_H = W_1$ показана на круговой диаграмме проводимостей (рис. 4.7) в виде заштрихованного круга N. Диаграмма нормирована по отношению к проводимости $^I/_W$. Диаметр круга N зависит от величины собственного КБВ фильтра $k_Ф$.Чем меньше $k_Ф$, тем больше диаметр круга. На рис. 4.7 круг N построен для значений $\frac{W}{W_1} = 1{,}5$ и $k_Ф$ = 0,7. Поскольку в данном случае $\frac{W}{W_1} > \frac{1}{k_Ф}$, то круг N будет находиться внутри окружности единичной активной проводимости.

Автоматическая настройка согласующе - фильтрующего устройства происходит следующим образом. По команде о начале настройки блок управления включает реле PI, Р2, РЗ, выключает реле Р4, Р5 и устанавливает все органы настройки в исходные положения (минимально возможные величины ДЛ, ДДЛ и С) Далее по показаниям датчика активной составляющей проводимости и датчика фазы, которые подключены через н.р. контакты реле РЗ к измерительной диагонали резистивного моста с R=W, блок управления начинает увеличивать электрическую длину ДДЛ до тех пор, пока в месте подключения реле Р2 относительная активная составляющая проводимости не станет равной единице при индуктивном характере реактивной проводимости. Годограф точки А, изображающей проводимость ДДЛ в месте подключения реле Р2, показан на рисунке 4.7 дугой АВ.

Способ регулировки длины ДДЛ (а также ДЛ) может быть электронный или электромеханический. Например, эти линии могут быть составлены из отрезков коаксиального кабеля, длины которых представляют двоичный ряд,

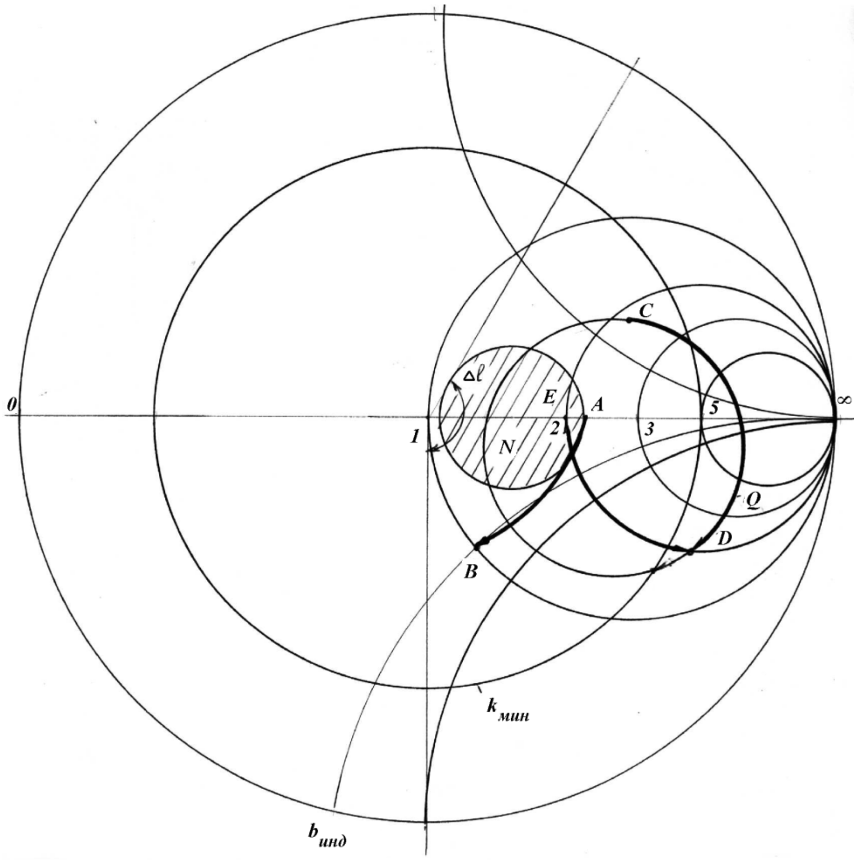


Рис. 4.7. Круговая диаграмма проводимостей

коммутируемых высокочастотными реле. В этом случае регулировку длины линии целесообразно осуществлять алгоритмом поразрядного взвешивания. По окончании регулировки ДДЛ блок управления выключает реле Р2, Р3 и включает реле Р4, Р5. Входы датчиков фазы и активной составляющей проводимости через н.з. контакты реле Р3 подключаются к измерительной диагонали резистивного моста с $R = \frac{W}{2}$. По показаниям ДФ и ДG блок управления увеличивает электрическую длину ДЛ до тех пор, пока на входе перестраиваемого звена из С и ДЛ в точке подключения реле Р5 относительная активная составляющая проводимости не станет равной двум при индуктивном характере реактивной проводимости.

Область возможных значений входных проводимостей антенн на диаграмме (рис. 4.7) ограничена окружностью $k_{\min}$, где $k_{\min}$ – значение минимально возможного КБВ в фидере, соединяющем выход согласующего устройства с коммутатором антенн. Область возможных значений проводимостей в точке соединения настроенной ДДЛ и звена из С и ДЛ при их исходных положениях показана на рисунке 4.7 в виде круга, ограниченного окружностью Q. В процессе регулирования ДЛ годограф точки С, изображающей на круговой диаграмме проводимость в точке подключения реле Р5, представляет собой дугу СД на рисунке 4.7.

По окончании регулировки ДЛ блок управления по показаниям датчика фазы увеличивает емкость С до тех пор, пока полностью не компенсируется индуктивная составляющая проводимости (дуга ДЕ на рисунке 4.7). Т.е. проводимость в точке соединения ДДЛ, С, ДЛ будет активной и равной $\frac{2}{W}$. В данной точке будем иметь комплексно - сопряженное согласование, причем, активная составляющая проводимости настроенной ДДЛ будет равна активной составляющей входной проводимости настроенного звена из С и ДЛ.

По окончании регулировки емкости С блок управления выключает реле Р1,Р2 и Р5. Вход ФПГ подключается к выходу УМ. Очевидно, что в данном случае точность согласования выхода УМ с ФПГ зависит только от погрешности показаний датчиков АСУ и не зависит от величины собственного КБВ ФПГ $k_{Ф}$, т.е. точность согласования увеличивается.

Выведем формулы, необходимые для определения максимально необходимых величин ДДЛ и С. Максимально необходимая величина ДЛ равна $l_{ДЛ\max} = 0{,}5\lambda_{Н}$ где $\lambda_{Н}$ - длина волны нижней частоты рабочего диапазона. Выражения для определения необходимых величин ДДЛ и С можно получить, используя общее уравнение окружности в полярных координатах:

$$\rho^2 + 2\rho\rho_0\cos(\varphi - \varphi_0) + \rho_0^2 = R^2 \tag{4.14}$$

Обозначения $\rho, \rho_0, \varphi, \varphi_0, R$ поясняются на рисунке 4.8. Если центр лежит на полярной оси и окружность проходит через полюс, то уравнение принимает вид:

$$\rho = 2R \cdot \cos\varphi \tag{4.15}$$

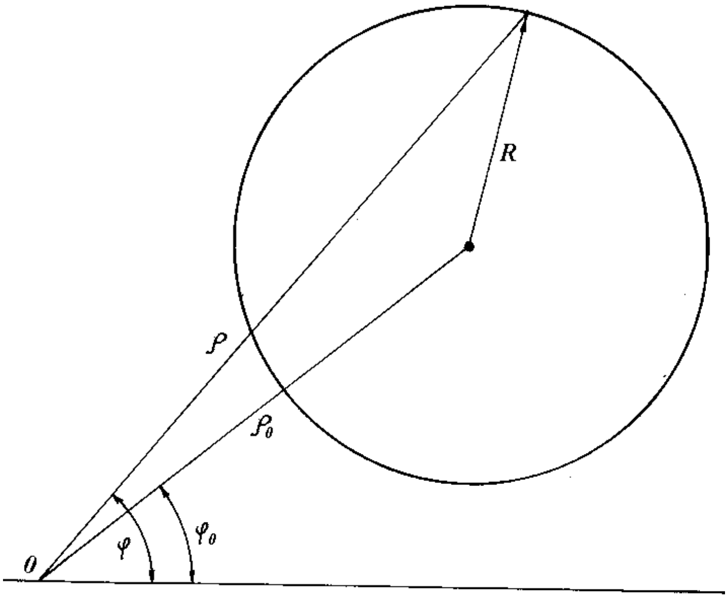


Рисунок 4.8. Окружность в полярной системе координат

На основании выражения (4.15) для круговой диаграммы проводимостей уравнение окружности единичной активной проводимости запишется

$$\rho = \cos\varphi \tag{4.16}$$

и

$$\varphi = \arccos\rho, \tag{4.17}$$

где ρ и φ соответственно модуль и фаза комплексного коэффициента отражения. Как видно из рисунка 4.7, максимально необходимая величина ДДЛ определяется максимальной длиной дуги $\Delta\ell$ между точками окружности, ограничивающей область N и окружности единичной активной проводимости.

Уравнение окружности, ограничивающей область N, выведем следующим образом. Обозначим отношение W и W_1 через n = $n = \dfrac{W}{W_1}$. Тогда значение минимальной относительной активной проводимости на данной окружности равно:

$$g_{\min} = n \cdot k_{\Phi} \tag{4.18}$$

А значение максимальной активной проводимости равно:

$$g_{man} = \frac{n}{k_{\Phi}} \tag{4.19}$$

Полагаем, что собственный КБВ ФПГ k_{Φ} имеет такую минимальную величину, что $g_{\min} \geq 1$.

Связь между модулем коэффициента отражения и активной составляющей проводимости при нулевой реактивной составляющей проводимости выражается известной формулой:

$$p = \frac{g - I}{g + I} \tag{4.20}$$

Используя формулы (4.18), (4.19) и (4.20), получим следующие, необходимые для написания уравнения окружности, ограничивающей область N, выражения:

$$R = \frac{n(1 - k_{\Phi}^2)}{(n + k_{\Phi})(n \cdot k_{\Phi} + 1)} \tag{4.21}$$

и
$$\rho_0 = \frac{k_{\Phi}(n^2 - 1)}{(n + k_{\Phi})(n \cdot k_{\Phi} + 1)}\ , \tag{4.22}$$

где R есть радиус искомой окружности, а ρ_0 - расстояние от полюса до центра окружности.

На основании выражений (4.14), (4.21), (4.22) можно получить уравнение окружности, ограничивающей область N:

$$p^2 + 2p\frac{k_{\Phi}(n^2 - 1)}{(n + k_{\Phi})(n \cdot k_{\Phi} + 1)}\cos\varphi + \frac{(n - k_{\Phi})(n \cdot k_{\Phi} - 1)}{(n + k_{\Phi})(n \cdot k_{\Phi} + 1)} = 0 \tag{4.23}$$

или:
$$p^2 + 2p \cdot A \cdot \cos\varphi + B = 0, \tag{4.24}$$

где:
$$A = \frac{k_{\Phi}(n^2 - 1)}{(n + k_{\Phi})(n \cdot k_{\Phi} + 1)} \tag{4.25}$$

и
$$B = \frac{(n - k_{\Phi})(n \cdot k_{\Phi} - 1)}{(n + k_{\Phi})(n \cdot k_{\Phi} + 1)} \tag{4.26}$$

Косинус фазового угла коэффициента отражения на данной окружности равен:

$$\cos\varphi_1 = -\frac{B + p^2}{2p \cdot A} \tag{4.27}$$

Из рисунка 4.7 видно, что величина фазового угла, соответствующего максимально необходимой величине ДДЛ, определяется максимальным значением функции:

$$\Delta\varphi(p) = \arccos\frac{B + p^2}{2p \cdot A} + \arccos p \qquad (4.28)$$

Анализ данной функции на экстремум показывает, что максимум $\Delta\varphi(p)$ имеет место при значении

$$p = \sqrt{\frac{B\left(1 + 2\sqrt{A^2 - B}\right)}{2(1 - 4A^2 + 4B)}} \qquad (4.29)$$

Подставляя (4.29) в (4.28), учитывая (4.25) и (4.26) и переходя от фазового угла к электрической длине, получим выражение для определения максимально необходимой величины ДДЛ:

$$L_{\max} = \frac{\lambda_{\max}}{720}\left[\arccos\frac{3(n + k_{Ф})(n \cdot k_{Ф} + 1) - 4n(1 - k_{Ф}^2)}{2k_{Ф}(n^2 - 1)}\sqrt{\frac{(n - k_{Ф})(n \cdot k_{Ф} - 1)}{2(n + k_{Ф})(n \cdot k_{Ф} + 1) - 4n(1 - k_{Ф}^2)}} + \right.$$

$$\left. + \arccos\sqrt{\frac{(n - k_{Ф})(n \cdot k_{Ф} - 1)}{2(n + k_{Ф})(n \cdot k_{Ф} + 1) - 4n(1 - k_{Ф}^2)}}\right] \qquad (4.30)$$

Максимально необходимая проводимость параллельного органа настройки звена из С и ДЛ определяется первой частью формулы (4.1) при $k = k_{\min}$.

В нашем случае к этому значению проводимости требуется добавить проводимость, необходимую для компенсации индуктивной составляющей $b_{инд}$ (см. рисунок 4.7), появляющуюся в результате регулировки ДДЛ.

Величина $b_{инд}$ находится следующим образом. На окружности единичной активной проводимости справедливо выражение:

$$p = \sqrt{\frac{b^2}{4 + b^2}} \qquad (4.31)$$

В точке А (рисунок 4.7) модуль коэффициента отражения определяется величиной:

$$p = \frac{n - k_{\Phi}}{n + k_{\Phi}} \qquad (4.32)$$

Приравнивая правые части выражений (4.31) и (4.32), получим формулу для определения величины $b_{инд}$:

$$b_{инд} = \frac{n - k_{\Phi}}{\sqrt{n \cdot k_{\Phi}}} \qquad (4.33)$$

Следовательно, максимально необходимая величина проводимости конденсатора С определяется выражением:

$$b_{c_{\max}} = \frac{1 - k_{\min}}{\sqrt{k}_{\min}} + \frac{n - k_{\Phi}}{\sqrt{nk_{\Phi}}} \qquad (4.34)$$

Использование комплексно - сопряженного согласования в тракте ФПГ - АСУ позволяет существенно увеличить точность его настройки. Для расчета предельных значений органов настройки АСУ необходимо знать собственный КБВ фильтра k_{Φ} , КБВ антенно - фидерного тракта k и соотношение характеристических сопротивлений ФПГ и АСУ n.

5. Устойчивость автоматических устройств согласования антенн

5.1. Исследование статистических характеристик погрешности и устойчивости цифрового АУСА с вычислительным способом настройки

5.1.1. Синтез структурной схемы

Для цифровой автоматической системы кроме объекта управления характерно в общем случае наличие следующих обязательных элементов:

преобразователя непрерывных величин в дискретные (ПНД);

преобразователя дискретных величин в непрерывные, или, как его еще называют, восстанавливающего устройства (ВУ);

цифрового вычислительного устройства (ЦВУ).

Функции этих элементов, как известно, сводятся к следующему. ПНД осуществляет преобразование непрерывных величин в цифровой код, т.е. является устройством, выполняющим одновременно операции квантования входной величины по времени и уровню (кодирование). ЦВУ в соответствии с программой ее работы преобразует входную числовую последовательность в выходную. И, наконец, ВУ выполняет преобразование (декодирование) цифрового кода, поступающего с выхода ЦВУ, в непрерывный управляющий сигнал, подаваемый на вход объекта управления (ОУ).

Типовая структурная схема замкнутой цифровой системы представлена на рисунке 5.1.

В современных радиопередающих устройствах КВ, УКВ диапазонов органы настройки устройств согласования антенн, как правило, выполняются дискретными. Более того отдельные составляющие величины каждого органа настройки представляют собой двоичный ряд, т.е. по сути объект управления также является цифровым.

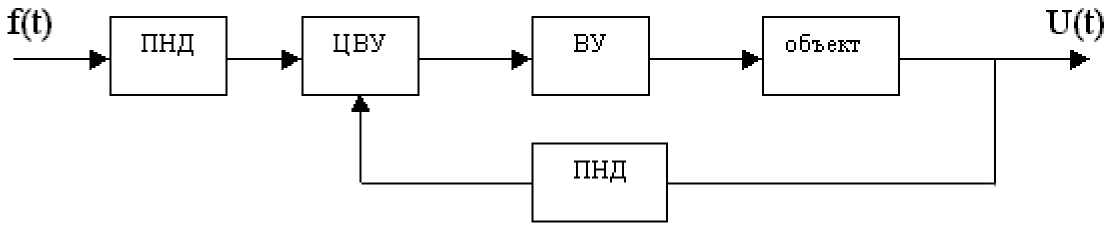


Рис. 5.1. Типовая структурная схема замкнутой цифровой системы

Таким образом необходимость в восстанавливающем устройстве (ВУ) отпадает и структурная схема замкнутой цифровой системы выглядит таким образом, как показано на рисунке 5.2.

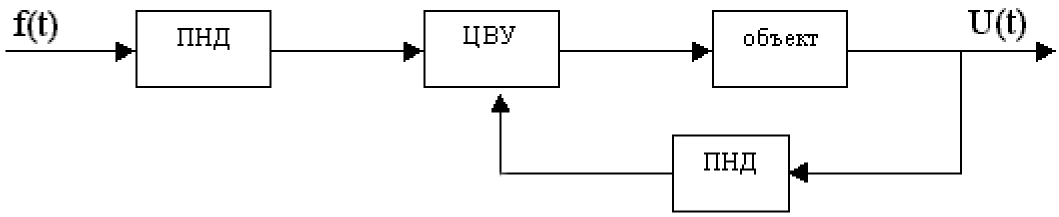


Рис. 5.2. Структурная схема замкнутой цифровой системы

В нашем случае исследования объектом управления является цифровое устройство согласования антенны (УСА) с выходом усилителя мощности. Это устройство согласования может быть выполнено в каждом частном случае по той или иной схеме, но в общем случае представляет собой четырехполюсник, входное сопротивление которого $\dot{Z}_{вхУСА}$ должно всегда быть равно волновому сопротивлению кабеля ρ, соединяющего его с выходом усилителя мощности, т.е.:

$$Y(t) = \frac{\dot{Z}_{вхУСА}}{\rho} = 1 \qquad (5.1)$$

Комплексное входное сопротивление УСА меняется с изменением параметров антенн: комплексных сопротивлений, проводимостей, модуля и фазы коэффициента отражения, которые можно считать случайными величинами.

В данной главе мы проведем исследование статистических характеристик погрешности двухкольцевого цифрового автоматического устройства согласования с измерителями модуля и фазы коэффициента отражения. Функциональная схема данной цифровой системы приведена на рисунке 5.3.

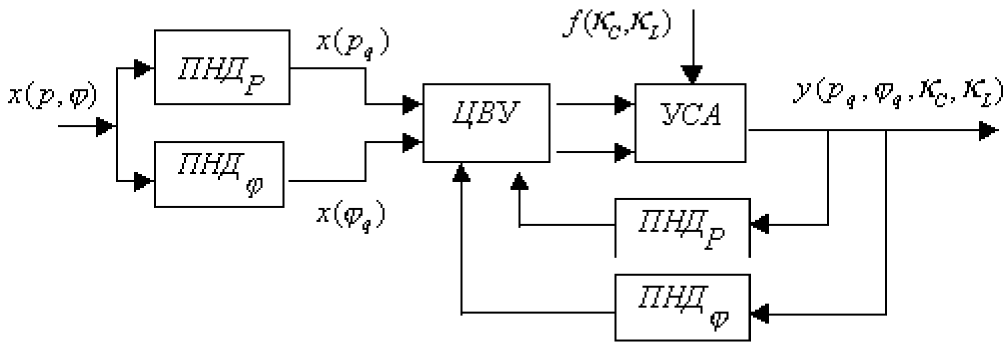


Рис. 5.3. Функциональная схема цифрового АУСА

Процесс регулирования в данной системе в общем случае описывается уравнением с четырьмя случайными независимыми переменными:

$$f(p,\varphi_p\kappa_L,\kappa_C)=1, \tag{5.2}$$

где κ_L и κ_C - относительные отклонения дискретных разрядов органов настройки от расчетных величин, а p и φ_p - модуль и фаза коэффициента отражения на входе УСА.

Функция задана в области:

$0 \le p < 1$; $0 \le \varphi_p < 2\pi$ радиан; $0 \le \kappa_L < 1$; $0 \le \kappa_C < 1$

Для цифровой системы автоматического управления (рисунок 5.3), описываемой уравнением с четырьмя случайными независимыми переменными, оценим степень влияния погрешностей на выходе ЦВУ и погрешностей разрядов органов настройки УСА на статистические характеристики погрешностей всей цифровой системы.

На практике измерение фазы коэффициента отражения производится на второй промежуточной частоте 3 кГц. Тактовая частота измерителя 1мГц. Следовательно порог квантования по фазе q_{φ} = 0,003, погрешность измерителя фазы $\frac{q_{\varphi}}{2}$ = 0,0015. Это обеспечивается при десятиразрядной сетке измерителя фазы. Девятиразрядная сетка измерителя модуля коэффициента отражения обеспечивает максимальный порог квантования модуля коэффициента отражения равный $q_p = \frac{1}{2^9}$ = 0,001953 и погрешность квантования $\frac{q_p}{2}$ = 0,000976.

В свою очередь относительная погрешность выполнения (технологическая погрешность [3]) дискретных органов настройки κ_L и κ_C реальных УСА достигает величин 0,2 – 0,3. Следовательно эти случайные величины помех и будут определять качественные характеристики автоматизированной цифровой системы регулирования.

Электрическая схема исследуемого устройства согласования антенны показана на рисунке 5.4.

Принятые обозначения:

ДЛ – дискретная линия переменной длины с волновым сопротивлением ρ,

С - конденсатор переменной емкости.

Органы настройки данного УСА (линия с переменной электрической длиной ДЛ и переменный конденсатор С) имеют дискретный характер и могут перестраиваться как электромеханическим, так и электронным способом. Их величины выражаются n – разрядным двоичным кодом (цифрой).

Реальная величина каждого разряда в диапазоне рабочих частот имеет некоторое отклонение от расчетной двоичной величины, обусловленное паразитными индуктивностями и емкостями конденсатора, а также

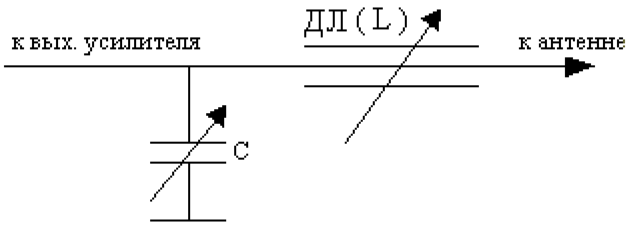


Рис. 5.4. Схема устройства согласования антенн

неоднородностями длинной линии. Эти отклонения в общем случае носят недетерминированный, случайный характер и могут быть рассмотрены в качестве случайных помех, действующих на объект управления (УСА). В таком случае передаточная функция УСА по помехам равна 1, а процесс регулирования в системе автонастройки описывается уравнением,
аналогичным уравнению (5.2):

$$f(\kappa_L, \kappa_C) = 1, \tag{5.3}$$

где:

κ_L - относительное отклонение дискретных разрядов длинной линии от расчетной величины (параметр ошибки квантования по L),

κ_C - относительное отклонение дискретных разрядов емкости от расчетной величины (параметр ошибки квантования по C).

Функция (5.3) задана в области

$$0 \le \kappa_L < 1; \qquad 0 \le \kappa_C < 1.$$

Исследование функции (5.3) и статистических характеристик данной цифровой системы целесообразнее всего проводить методом двумерного z – преобразования.

Для функции (5.3):

- двумерное преобразование по Лапласу равно

$$\frac{1}{ss_1};$$

импульсная дискретная функция равна 1;

двумерное z – преобразование равно $\dfrac{zz_1}{(z-1)(z_1-1)}$

В соответствии с полученными выражениями можем синтезировать структурная схема цифрового АУСА, которая приведена на рисунке 5.5.

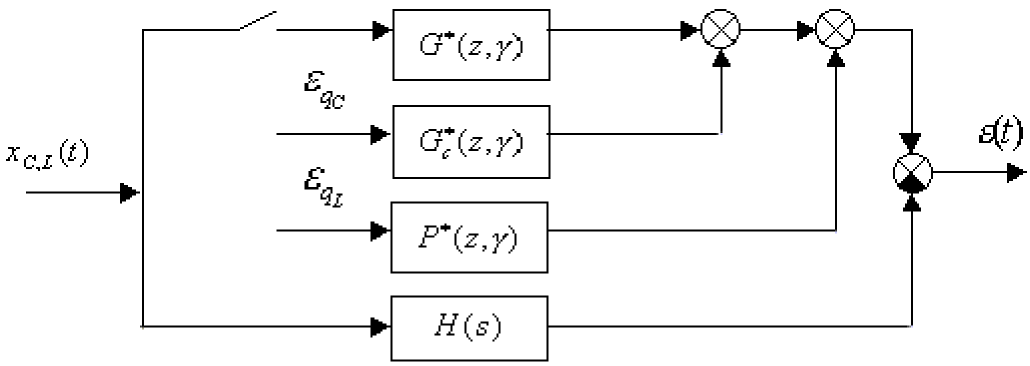


Рисунок 5.5. Структурная схема цифрового АУСА

5.1.2. Определение статистических характеристик устойчивости в переходном режиме

5.1.2.1. Корреляционная функция

Величина $y_H(t)$ на выходе непрерывной (желаемой) системы определяется уравнением:

$$y_H(t) = \int_0^t h(t-\tau)x(\tau)d\tau \tag{5.4}$$

Величина у $_Д(t)$ на выходе соответствующей дискретной системы с учетом ошибок от квантования значений C и L по уровню определяется уравнением:

$$y_Д(t) = \sum_{m=0}^{n} g(t-mT)x[mT-0] + \sum_{m=0}^{n} g_c(t-mT)\varepsilon_{q_C}[mT-0] + \sum_{m=0}^{n} p(t-mT)\varepsilon_{q_L}[mT-0] \tag{5.5}$$

Ошибка, обусловленная дискретным характером системы

$$\varepsilon(t) = y_Д(t) - y_н(t) \tag{5.6}$$

является случайной функцией времени, статистические характеристики которой – корреляционная функция и дисперсия будут определены ниже.

В дальнейшем будем рассматривать дискретное время t = (n + γ)T, пользуясь иногда для краткости записи также левой частью указанного равенства.

В нашем случае входное воздействие $x_{C,L}(t)$ имеет равное нулю математическое ожидание, т.к. отклонения от расчетных величин C и L могут быть как в большую, так и в меньшую стороны.

Корреляционная функция ошибки $\varepsilon(t)$ на основании ее определения и равенства (5.6) равна

$$K_{\varepsilon}(t,t_1) = \mathrm{M}\{\varepsilon(t)\varepsilon(t_1\} = \mathrm{K}_{Д}(t,t_1) - \mathrm{K}_{НД}(t,t_1) - \mathrm{K}_{ДН}(t,t_1) + \mathrm{K}_{Н}(t,t_1), \qquad (5.7)$$

где $\mathrm{K}_{Д}(t,t_1) = \mathrm{M}\{y_{Д}(t)y_{Д}(t_1)\}$, $\mathrm{K}_{НД}(t,t_1) = \mathrm{M}\{y_{Н}(t)y_{Д}(t_1)\}$,

$$\mathrm{K}_{ДН}(t,t_1) = \mathrm{M}\{y_{Д}(t)y_{Н}(t_1)\}, \quad \mathrm{K}_{Н}(t,t_1) = \mathrm{M}\{y_{Н}(t)y_{Н}(t_1)\}$$

В выражении (5.7) первый член определяет корреляционную функцию выходной переменной дискретной системы, а последний – корреляционную функцию выходной переменной желаемой непрерывной системы; второй и третий члены – взаимные корреляционные функции выходных переменных указанных систем.

Задачу далее будем решать в следующей последовательности:

находим выражения указанных корреляционных функций с помощью уравнений (5.4) и (5.5);

осуществляем переход к двумерным изображениям;

находим соответствующие этим изображениям оригиналы.

Имеем:

$$\mathrm{K}_{Д}\left[(n+\gamma)T,(n_1+\gamma)T\right] = M\left\{y_{Д}\left[(n+\gamma)T\right]y_{Д}\left[(n+\gamma)T\right]\right\} =$$

$$= \sum_{m=0}^{n}\sum_{m_1=0}^{n_1} g\left[(n+\gamma-m)T\right]g\left[(n_1+\gamma-m_1)T\right]K_x\left[mT-0,m_1T-0\right] +$$

$$+ \sum_{m=0}^{n}\sum_{m_1=0}^{n_1} g_C\left[(n+\gamma-m)T\right]g_C\left[(n_1+\gamma-m_1)T\right]K_C\left[mT-0,m_1T-0\right] +$$

$$+\sum_{m=0}^{n}\sum_{m_1=0}^{n_1} p\left[(n+\gamma-m)T\right]p\left[(n_1+\gamma-m_1T\right]K_L\left[mT-0,m_1T-0\right] \ , \qquad (5.8)$$

где

$$К_x\left[mT-0,m_1T-0\right]=M\left\{x\left[mT-0\right]x\left[m_1T-0\right]\right\},$$

$$К_C\left[mT-0,m_1T-0\right]=M\left\{\varepsilon_{q_C}\left[mT-0\right]\varepsilon_{q_C}\left[m_1T-0\right]\right\},$$

$$К_L\left[mT-0,m_1T-0\right]=M\left\{\varepsilon_{q_L}\left[mT-0\right]\varepsilon_{q_L}\left[m_1T-0\right]\right\}$$

В выражении (5.8) опущены взаимные корреляционные функции случайных процессов $x\left[nT\right]$, $\varepsilon_{q_C}\left[nT\right]$ и $\varepsilon_{q_L}\left[nT\right]$ на основании известных статистических свойств ошибок, вызванных эффектом квантования по уровню [6].

Находим изображение корреляционной функции (5.8):

$$Z_{2\gamma}\left\{K_Д\left[(n+\gamma)T(n_1+\gamma)T\right]\right\}=\varPhi_Д^*(z,z_1,\gamma) \ =$$

$$= z^{-1}z_1^{-1}\left[G^*(z,\gamma)G^*(z_1,\gamma)\varPhi_x^*(z,1;z_1,1)G_C^*(z,\gamma)G_C^*(z_1,\gamma)\varPhi_C^*(z,1;z_1,1)+\right.$$

$$\left.+P^*(z,\gamma)P^*(z_1,\gamma)\varPhi_L^*(z,1;z_1,1)\right] \qquad (5.9)$$

Найдем теперь взаимную корреляционную функцию:

$$К_{НД}\left[(n+\gamma)T,(n_1+\gamma)T\right]=M\left\{y_Н\left[(n+\gamma)T\right]y_Д\left[(n_1+\gamma)T\right]\right\} =$$

$$= \int_0^{(n+\gamma)T} h\left[(n+\gamma)T-\tau\right]\sum_{m_1=0}^{n_1} g\left[(n_1+\gamma-m_1)T\right]K_x\left[\tau,m_1T-0\right]d\tau \qquad (5.10)$$

Преобразуем выражение (5.10), для чего заменим переменную интегрирования с помощью равенства $\tau=(m+\delta)T.$ Так как при этом:

$$\int_0^{(n+\gamma)T} h\left[n+\gamma)T-\tau\right]x(\tau)d\tau=T\sum_{m=0}^{n-1}\int_0^1 h\left[(n-m+\gamma-\delta)T\right]x\left[(m+\delta)T\right]d\delta+$$

$$+\mathrm{T}\int_0^{\gamma} h\left[(\gamma-\delta)T\right]x\left[(n+\delta)T\right]d\delta,$$

то из (5.10) находим:

$$K_{НД}\left[(n+\gamma)T,(n_1+\gamma)T\right]=$$

$$T\sum_{m=0}^{n-1}\int_0^1 h\left[(n-m+\gamma-\delta)T\right]\sum_{m_1=0}^{n_1} g\left[(n_1+\gamma-m_1)T\right]K_x\left[(m+\delta)T,m_1T-0\right]d\delta+$$

$$+\mathrm{T}\int_0^{\gamma} h[(\gamma-\delta)T]\sum_{m_1=0}^{n_1} g[n_1-m_1+\gamma)T]K_x[(n+\delta)T,m_1T-0]d\delta \qquad (5.11)$$

В нашем случае функционирования АУСА команды на измерение ошибки регулирования выходной величины, команды включения и выключения разрядов С и L вырабатываются и синхронизируются процессором ЦВУ, поэтому можно считать, что $\gamma=0$, т.е. $t=nT$ В этом случае второй член правой части выражения (5.1) практически обращается в нуль. Найдем изображение правой части равенства (5.11):

$$Z_2\{K_{НД}[nT,n_1T]\}=\Phi^*_{НД}(z,z_1)=\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{n_1=0}^{\infty}\Big\{T\sum_{m=0}^{n-1}\int_0^1 h[(n-m-\delta)T]\sum_{m_1=0}^{n_1} g[(n_1-m_1)T]\times$$

$$\times K_x[(m+\delta)T,m_1T-0]d\delta\Big\}z^{-n}z_1^{-n_1}=T\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=0}^{n-1}\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m_1=0}^{n_1}\int_0^1 h[\ldots]g[\ldots]K_x[\ldots]z^{-n}z_1^{-n_1}d\delta=$$

$$=T\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=m_1+1}^{\infty}\sum_{m_1=0}^{\infty}\sum_{n_1=m_1}^{\infty}\int_0^1 h[\ldots]g[\ldots]K_x[\ldots]z^{-n}z_1^{-n_1}d\delta \qquad (5.12)$$

Сделаем в последнем выражении замену переменных суммирования n и n_1 (рис. 5.6), пользуясь соотношениями $i=n-m-1, i_1=n_1-m_1$, а также заменим обозначение переменной интегрирования δ на γ.

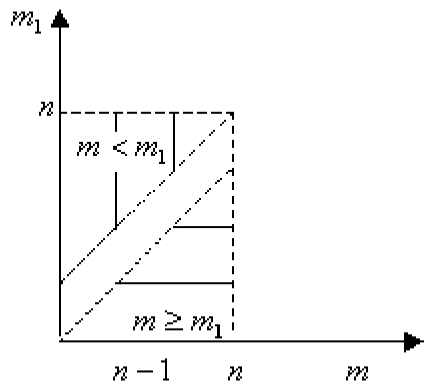


Рисунок 5.6. Замена переменных суммирования

Находим:

$$\Phi^*_{НД}(z,z_1)=T\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{i=0}^{\infty}\sum_{m_1=0}^{\infty}\sum_{i_1=0}^{\infty}\int_0^1 h[(i+1-\gamma)T]g[i,T]K_x[(m+\gamma)T,m_1T-0]z^{-(i+m+1)}z_1^{-(i_1+m_1)}d\gamma=$$

$$= \mathrm{T}\, z^{-1}\int_0^1\sum_{i=0}^{\infty} h\big[(i+1-\gamma)T\big] z^{-i}\sum_{i_1=0}^{\infty} g\big[i_1 T\big] z_1^{-i_1}\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{m_1=0}^{\infty} K_x\big[(m+\gamma)T, m_1 T-0\big] z^{-m} z_1^{-m_1}\, d\gamma =$$

$$= z^{-1} z_1^{-1} G^*(z_1) T\int_0^1 H^*(z,1-\gamma)\Phi_x^*(z,\gamma;z_1,1)\,d\gamma \qquad (5.13)$$

Взаимная корреляционная функция:

$$K_{ДН}\big[(m+\gamma)T,(n_1+\gamma)T\big] = M\big\{y_Д\big[(n+\gamma)T\big] y_Н\big[(n_1+\gamma)T\big]\big\} =$$

$$= \sum_{m=0}^{n} g\big[(n+\gamma-m)T\big]\int_0^{(n_1+\gamma)T} h\big[(n_1+\gamma)T-\tau_1\big] K_x\big[mT-0,\tau_1\big] d\tau_1 \qquad (5.14)$$

Путем замены $\tau_1 = (m_1+\delta)T$ при $\gamma = 0$ аналогично (5.11) находим:

$$K_{ДН}\big[nT, n_1 T\big] = T\sum_{m=0}^{n} g\big[(n-m)T\big]\sum_{m_1=0}^{n_1-1}\int_0^1 h\big[(n_1-m_1-\delta)T\big] K_x\big[mT-0,(m_1+\delta)T\big] d\delta \qquad (5.15)$$

откуда подобно (5.13) получаем:

$$Z_2\big\{K_{ДН}\big[nT,n_1T\big]\big\} = \Phi_{ДН}^*(z,z_1) = = z^{-1} z_1^{-1} G^*(z) T\int_0^1 H^*(z_1,1-\gamma)\Phi_x^*(z,1;z_1,\gamma)\,d\gamma \qquad (5.16)$$

Наконец, корреляционная функция выходной переменной непрерывной системы:

$$K_Н\big[(n+\gamma)T,(n_1+\gamma)T\big] = M\big\{y_Н\big[(n+\gamma)T\big] y_Н\big[(n_1+\gamma)T\big]\big\} =$$

$$= \int_0^{(n+\gamma)T} h\big[(n+\gamma)T-\tau\big]\int_0^{(n_1+\gamma)T} h\big[n_1+\gamma)T-\tau_1\big] K_x(\tau,\tau_1)\,d\tau d\tau_1 \qquad (5.17)$$

Заменим переменные интегрирования τ и τ_1 с помощью равенств $\tau = (m+\delta)T, \tau_1 = (m_1+\delta_1)T.$ Также как и при определении взаимных корреляционных функций полагаем $\gamma = 0.$ Получаем:

$$\mathrm{K}_Н\big[nT,n_1T\big] = T^2\sum_{m=0}^{n-1}\sum_{m_1=0}^{n_1-1}\int_0^1\int_0^1 h\big[(n-m-\delta)T\big] h\big[(n_1-m_1-\delta_1)T\big]\times$$

$$\times K_x\big[(m+\delta)T,(m_1+\delta_1)T\big] d\delta d\delta_1 \qquad (5.18)$$

Найдем изображение правой части последнего равенства:

$$Z_2\big\{K_Н\big[nT,n_1T\big]\big\} = \Phi_Н^*(z,z_1) = \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{n_1=0}^{\infty} z^{-n} z_1^{-n_1}\Big\{T^2\sum_{m=0}^{n-1}\sum_{m_1=0}^{n_1-1}\int_0^1\int_0^1 h\big[(n-m-\delta)T\big]\times$$

$$\times h\big[(n_1-m_1-\delta_1)T\big] K_x\big[(m+\delta)T,(m_1+\delta_1)T\big] d\delta d\delta_1\big\} =$$

$$= T^2 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{m_1=0}^{\infty} \sum_{n=m+1}^{\infty} \sum_{n_1=m_1+1}^{\infty} \int_0^1 \int_0^1 h[\ldots] h[\ldots] K_x[\ldots] z^{-n} z_1^{-n_1} d\delta d\delta_1$$

Сделаем в последнем выражении замену переменных суммирования n и n_1, пользуясь соотношениями $i = n - m - 1$, $i_1 = n_1 - m_1 - 1$, а также заменим обозначения переменных интегрирования δ и δ_1 на γ. Получаем:

$$\Phi_H^*(z, z_1) = T^2 \int_0^1 \int_0^1 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{m_1=0}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{i_1=0}^{\infty} h[(i+1-\gamma)T] h[(i_1+1-\gamma)T] \times$$

$$\times K_x[(m+\gamma)T, (m_1+\gamma)T] z^{-(i+m+1)} z_1^{-(i_1+m_1+1)} d\gamma d\gamma =$$

$$= T z^{-1} z_1^{-1} \int_0^1 \int_0^1 \sum_{i=0}^{\infty} h[(i+1-\gamma)T] z^{-1} \sum_{i_1=0}^{\infty} h[(i_1+1-\gamma)T] z_1^{-i_1} \times$$

$$\sum_{m=0}^{\infty} \sum_{m_1=0}^{\infty} K_x[(m+\gamma)T, (m_1+\gamma)T] z^{-m} z_1^{-m_1} d\gamma d\gamma =$$

$$z^{-1} z_1^{-1} T^2 \int_0^1 \int_0^1 H^*(z, 1-\gamma) H^*(z_1, 1-\gamma) \Phi_x^*(z, \gamma; z_1, \gamma) d\gamma d\gamma \qquad (5.19)$$

На основании выражений (5.9), (5.13), (5.16) и (5.19), а также равенства (5.7) находим, что изображение корреляционной функции ошибки (5.6):

$$Z_2\{K_\varepsilon[nT, n_1T]\} = \Phi_\varepsilon^*(z, z_1) = z^{-1} z_1^{-1} \Big[G^*(z) G^*(z_1) \Phi_x^*(z,1; z_1,1) + G_C^*(z) G_C^*(z_1) \Phi_C^*(z,1; z_1,1) +$$

$$+ P^*(z) P^*(z_1) \Phi_L^*(z,1; z_1,1) - G^*(z_1) T \int_0^1 H^*(z, 1-\gamma) \Phi_x^*(z,1; z_1, \gamma) d\gamma -$$

$$- G^*(z) T \int_0^1 H^*(z, 1-\gamma) \Phi_x^*(z,1; z_1, \gamma) d\gamma +$$

$$+ T^2 \int_0^1 \int_0^1 H^*(z, 1-\gamma) H^*(z_1, 1-\gamma) \Phi_x^*(z, \gamma; z_1, \gamma) d\gamma d\gamma \Big] \qquad (5.20)$$

Для получения окончательного выражения изображения $\Phi_\varepsilon^*(z, z_1)$ нужно определить двумерные изображения корреляционных функций воздействия $x[nT]$ и ошибок квантования $\varepsilon_{q_C}[nT]$ и $\varepsilon_{q_L}[nT]$, входящих в выражение (5.20).

$$\Phi_x^*(z,1; z_1,1) = \frac{z \cdot z_1}{z \cdot z_1 - 1} \left[F_x^*(z) + F_x^*(z_1) - K_x(0) \right], \qquad (5.21)$$

где $F_x^*(z) = \quad Z\{K_x[nT]\} = \sum_{n=0}^{\infty} K_x[nT] z^{-n}$

Учитывая четность рассматриваемой корреляционной функции для изображения $\Phi_x^*(z,\gamma;z_1,1)$ будем иметь $\delta=\gamma-1<0$, поэтому:

$$\Phi_x^*(z,\gamma;z_1,1)=\frac{z\cdot z_1}{z\cdot z_1-1}\left[z^{-1}F_x^*(z,\gamma)+F_x^*(z_1,1-\gamma)\right], \tag{5.22}$$

где
$$F_x^*(z,\gamma)=\sum_{\nu=0}^{\infty}K_x\left[(\nu+\gamma)T\right]z^{-\nu} \quad (\nu\ge 0)$$

Для изображения $\Phi_x^*(z,1;z_1,\gamma)$ величина $\delta=1-\gamma>0$, поэтому:

$$\Phi_x^*(z,1;z_1\gamma)=\frac{z\cdot z_1}{z\cdot z_1-1}\left[F_x^*(z,1-\gamma)+z_1^{-1}F_x^*(z_1,\gamma)\right] \tag{5.23}$$

И, наконец, для $\Phi_x^*(z,\gamma;z_1,\gamma)$ величина $\delta=\gamma-\gamma=0,$ поэтому это изображение определяется формулой (5.21).

Найдем теперь изображение $\Phi_C^*(z,1;z_1,1)$ и $\Phi_L^*(z,1;z_1,1)$.

Случайные процессы $\varepsilon_{q_C}[nT]$ и $\varepsilon_{q_L}[nT]$ представляют собой дискретный белый шум, корреляционные функции которого:

$$K_{q_C}[nT]=\kappa_C\delta_0[nT],\ K_{q_L}[nT]=\kappa_L\delta_0[nT], \tag{5.24}$$

где $\delta_0[nT]$ - обобщенная дельта- функция.

Так как рассматриваемые случайные процессы стационарны, то корреляционные функции $K_C[nT,n_1T]$ и $K_L[nT,n_1T]$, использованные в (5.8), зависят от разности аргументов. Отсюда, с учетом формул (5.24) и выражения

$$Z_2\{\delta_0[(n-n_1)]\}=\frac{z\cdot z_1}{z\cdot z_1-1}, \tag{5.25}$$

получаем:

$$\Phi_C^*(z,1;z_1,1)=\kappa_C\frac{z\cdot z_1}{z\cdot z_1-1},\ \Phi_L^*(z,1;z_n,1)=\kappa_L\frac{z\cdot z_1}{z\cdot z_1-1} \tag{5.26}$$

На основании полученных зависимостей из формулы (5.20) после соответствующей группировки членов, окончательно находим:

$$\Phi_\varepsilon^*(z,z_1)=\frac{1}{z\cdot z_1-1}\Big\{G^*(z)G^*(z_1)\left[F_x^*(z)+F_x^*(z_1)+K_x(0)\right]+G_C^*(z)G_C^*(z_1)\kappa_C+P^*(z)P^*(z_1)\kappa_L-$$

$$-T\int_0^1\left[\frac{H^*(z,1-\gamma)F_x^*(z,\gamma)}{z}G^*(z_1)+\frac{H^*(z_1,1-\gamma)F_x^*(z_1,\gamma)}{z_1}G^*(z)\right]d\gamma-$$

$$-T\int_0^1\left[H^*(z,1-\gamma)F_x^*(z_1,1-\gamma)G^*(z_1)+H^*(z_1,1-\gamma)F_x^*(z,1-\gamma)G^*(z)\right]d\gamma+$$

$$+T^2\int_0^1\int_0^1 H^*(z,1-\gamma)H^*(z_1,1-\gamma)\left[F_x^*(z)+F_x^*(z_1)-K_x(0)\right]d\gamma d\gamma\} \qquad (5.27)$$

Таким образом, мы выразили двумерное изображение корреляционной функции ошибки $\Phi_\varepsilon^*(z,z_1)$ через передаточные функции $G^*(z), G_C^*(z), P^*(z), H^*(z,\gamma)$, изображение корреляционной функции входного воздействия $F_x^*(z,\gamma)$ и параметры ошибок квантования κ_C и κ_L.

5.1.2.2. Дисперсия погрешности системы

Дисперсия ошибки $\varepsilon(t)$ на основании ее определения и равенства (5.6) равна

$$\mathrm{D}_\varepsilon\left[(n=\gamma)T\right]=M\left\{\varepsilon^2\left[(n+\gamma)T\right]\right\}=D_Д\left[(n+\gamma)T\right]-2D_{НД}\left[(n+\gamma)T\right]+D_Н\left[(n+\gamma)T\right], \qquad (5.28)$$

где

$$D_Д\left[(n+\gamma)T\right]=M\left\{y_Д^2\left[(n+\gamma)T\right]\right\},$$

$$D_{НД}\left[(n+\gamma)T\right]=M\left\{y_Д\left[n+\gamma)T\right]y_Н\left[(n+\gamma)T\right]\right\},$$

$$D_Н\left[(n+\gamma)T\right]=M\left\{y_Н^2\left[(n+\gamma)T\right]\right\}$$

Первый член выражения (5.28) определяет дисперсию выходной переменной дискретной системы, а последний – дисперсию выходной переменной непрерывной (желаемой) системы; второй член (5.28) представляет собой удвоенный корреляционный момент выходных переменных указанных систем.

Найдем вначале выражения составляющих дисперсии ошибки (5.28), затем определим их изображения и, наконец, осуществим переход к соответствующим им оригиналам. Так как

$$D_Д\left[(n+\gamma)T\right]=K_Д\left[(n+\gamma)T,(n+\gamma)T\right],$$

то дисперсия выходной переменной дискретной системы определяется выражением (5.8) при $n_1=n.$ На основании (5.24)

$$\mathrm{F}_{q_C}^*(z)=K_{q_C}(0)=\kappa_C, F_{q_L}^*(z)=K_{q_L}(0)=\kappa_L \qquad (5.29)$$

И тогда получаем, что изображение:

$$Z_\gamma\{D_Д[(n+\gamma)T]\} = D_Д^*(z,\gamma) = \frac{z}{\pi j(z-1)}\oint_{Г_1} G^*(\omega,\gamma)G^*(z\omega^{-1},\gamma)F_x^*(z\omega^{-1})\omega^{-1}d\omega +$$

$$+\frac{\kappa_C z}{2\pi j(z-1)}\oint_{Г_2} G_C^*(\omega,\gamma)G_C^*(z\omega^{-1},\gamma)\omega^{-1}d\omega + \frac{\kappa_L z}{2\pi j(z-1)}\oint_{Г_3} P^*(\omega,\gamma)P^*(z\omega^{-1},\gamma)\omega^{-1}d\omega, \qquad (5.30)$$

где $Г_1, Г_2$, и $Г_3$ - контуры радиуса e^{a_1T}, e^{a_2T} и e^{a_3T} $(a_1 > c_1, a_2 > c_2, a_3 > c_3), c_1, c_2, c_3$ - показатели роста соответственно функций $g[(n+\gamma)T]$, $g_c[(n+\gamma)T]$ и $p[(n+\gamma)T.]$

Для более четкого отличия выражений для дискретной и непрерывной систем введем обозначения:

$$G^*(z,\gamma) = \frac{Q_Д^*(z,\gamma)}{R_Д^*(z)};\ G_C^*(z,\gamma) = \frac{Q_C^*(z,\gamma)}{R_C^*(z)};\ P^*(z,\gamma) = \frac{Q_P^*(z,\gamma)}{R_P^*(z)};\ F_x^*(z) = \frac{L^*(z)}{M^*(z)} \qquad (5.31)$$

В нашем случае функции $G^*(z,\gamma)$, $G_C^*(z,\gamma)$ и $P^*(z,\gamma)$ имеют простые полюсы. Обозначим полюсы функции $G(z,\gamma)$ через $p_i (i = 1,2,....,\kappa_Д)$, полюсы функции $G_C^*(z,\gamma)$ через $p_c (c = 1,2,....,\kappa_c)$, а полюсы функции $P^*(z,\gamma)$ через $p_j (j = 1,2,....,\kappa_p)$.

Для получения формулы, определяющей $Д_Д^*(z,\gamma)$, вычислим контурные интегралы в выражении (5.30). Учтем характер расположения полюсов подынтегральных функций в (5.30). Контур $Г_1$ охватывает лишь полюсы функции $G^*(z,\gamma)$, контур $Г_2$ охватывает лишь полюсы функции $G_C^*(z,\gamma)$, а контур $Г_3$ - полюсы функции $P^*(z,\gamma)$.

На основании теоремы о вычетах из выражения (5.30) с учетом обозначений (5.31) находим:

$$Д_Д^*(z,\gamma) = \frac{z}{z-1}\left\{\sum_{i=1}^{K_Д} \frac{p_i^{-1}Q_Д^*(p_i,\gamma)Q_Д^*(zp_i^{-1},\gamma)}{\dot R_Д^*(p_i)R_Д^*(zp_i^{-1})}\left[\frac{2L^*(zp_i^{-1})}{M^*(zp_i^{-1})} - K_x(0)\right] +\right.$$

$$+\kappa_C \sum_{C=1}^{K_C} \frac{p_c^{-1}Q_C^*(p_C,\gamma)Q_C^*(zp_C^{-1},\gamma)}{\dot R_C^*(p_c)R_C^*(zp_c^{-1})} + \kappa_L \sum_{i=1}^{K_p} \frac{p_j^{-1}Q_P^*(p_j,\gamma)Q^*(zp_j^{-1},\gamma)}{\dot R_P^*(p_j)R_P^*(zp_j^{-1})} +$$

$$\left. + \kappa_C G_C^*(0,\gamma)G_C^*(\infty,\gamma) + \kappa_L P^*(0,\gamma)P^*(\infty,\gamma)\right\}, \qquad (5.32)$$

где $\dot R_Д^*(p_i) = [\dot R_Д^*(\omega)]_{\omega=p_i}$, $\dot R_C^*(p_c) = [\dot R_C^*(\omega)]_{\omega=p_C}$,

$$\dot R_P^*(p_j) = [\dot R_P^*(\omega)]_{\omega=p_j}$$

При выводе формулы (5.32) учтено, что $F_x^*(\infty)=K_x(0)$.

Так как $D_{НД}[(n+\gamma)T]=K_{НД}[(n+\gamma)T,(n+\gamma)T]$, то корреляционный момент выходных переменных дискретной и непрерывной систем определяется выражением (5.11) при $n_1=n$. Учитывая, кроме того, что входное воздействие стационарно, из выражения (5.11) находим:

$$D_{НД}[(n+\gamma)T]=T\sum_{m=0}^{n-1}\sum_{m_1=0}^{n}\int_0^1 h[(n-m+\gamma-\delta)T]q[(n-m_1+\gamma)T]K_x[(m-m_1+\delta)T]d\delta+$$

$$+\mathrm{T}\int_0^{\nu} h[(\gamma-\delta)T]\sum_{m_1=0}^{n} g[(n-m_1+\gamma)T]K_x[(n-m_1+\delta)T]d\delta \qquad (5.33)$$

Рассмотрим выражение первого члена равенства (5.33). Двойную сумму, входящую в этот член, можно представить следующим образом:

$$\sum_{m=0}^{n-1}\sum_{m_1=0}^{n}=\sum_{m=0}^{n-1}\sum_{m_1=m+1}^{n}+\sum_{m_1=0}^{n-1}\sum_{m=m_1}^{n-1} \qquad (5.34)$$

Справедливость равенства (5.34) следует из рассмотрения области изменения переменных m и m_1 на рисунке 5.6.

Границы этой области определяются пределами суммирования сумм левой части равенства (5.34). Выполним замену переменных суммирования в правой части равенства (5.34). Во второй двойной сумме, где $m\ge m_1$, переменные суммирования m и m_1 заменим с помощью равенств

$$\nu=m-m_1,\mu=n-m_1-1,$$

а в первой двойной сумме правой части (5.34), где $m>m_1$, замену выполним с помощью равенств

$$\nu_1=-\nu=m_1-m,\mu_1=n-m-1$$

После преобразований выражение первого члена равенства (5.33) примет вид:

$$T\sum_{\mu=0}^{n-1}\Big\{g[(\mu+1+\gamma)T]\int_0^1\sum_{\nu=0}^{\mu}h[(\mu-\nu+1+\gamma-\delta)T]K_x[(\nu+\delta)T]d\delta+\int_0^1 h[(\mu+1+\gamma-\delta)T]\times$$

$$\times\sum_{\nu=1}^{\mu+1}g[(\mu+1+\gamma-\nu)T]K_x[(-\nu+\delta)T]d\delta\Big\} \qquad (5.35)$$

Найдем z – изображение отдельных членов, входящих в выражение (5.35)

$$Z_\gamma\{g[(\mu+1+\gamma)T]\} = z[G^*(z,\gamma)-g(\gamma T)]; \tag{5.36}$$

$$Z_\gamma\left\{\sum_{\nu=0}^{\mu} h[\mu-\nu+1+\gamma-\delta)T]K_x[(\nu+\delta)T]\right\} =$$

$$=\begin{cases} z[H^*(z,\gamma-\delta)-h(\gamma T-\delta T)]F_x^*(z,\delta)\le\gamma, & при \quad \delta\le\gamma, \\ H^*(z,1+\gamma-\delta)F_x^*(z,\delta) & при \quad \delta\ge\gamma; \end{cases} \tag{5.37}$$

$$Z_\gamma\{h[(\mu+1+\gamma-\delta)T]\} =$$

$$=\begin{cases} z[H^*(z,\gamma-\delta)-h(\gamma T-\delta T)] & при \quad \delta\le\gamma, \\ H^*(z,1+\gamma-\delta) & при \quad \delta\ge\gamma; \end{cases} \tag{5.38}$$

$$Z_\gamma\left\{\sum_{\nu=1}^{\mu+1} g[(\mu+1+\gamma-\nu)T]K_x[(-\nu+\delta)T]\right\} = G^*(z,\gamma)F_x^*(z,1-\delta). \tag{5.39}$$

При определении последнего изображения учтено, что

$$K_x[(-\nu+\delta)T] = K_x[(\nu-1+1-\delta)T],$$

так как $K_x[|(\nu T)|]$ - четная функция ν.

Учитывая полученные изображения, воспользуемся далее теоремой об изображении произведения оригиналов для определения изображения правой части равенства (5.33), первый член которого определяется формулой (5.35). Учитывая также теорему z – преобразования об изображении суммы, находим:

$$Z_\gamma\{D_{НД}[(n+\gamma)T]\} = Д^*_{НД}(z,\gamma) = \frac{T}{2\pi j(z-1)}\left\{\oint_{\Gamma_1}\omega[G^*(\omega,\gamma)-g(\gamma T)]\times\right.$$

$$\times\left[\int_0^{\nu} z\omega^{-1}[H^*(z\omega^{-1},\gamma-\delta)-h(\gamma T-\delta T)]F_x^*(z\omega^{-1},\delta)d\delta+\right.$$

$$\left.+\int_0^1 H^*(z\omega^{-1},1+\gamma-\delta)F_x^*(z\omega^{-1},\delta)d\delta\right]\omega^{-1}d\omega+\oint_{\Gamma_4}\left[\int_0^{\nu}\omega[H^*(\omega,\gamma-\delta)-h(\gamma T-\delta T)]G^*(z\omega^{-1},\gamma)\times\right.$$

$$\left.\left.\times F_x^*(z\omega^{-1},1-\delta)d\delta+\int_{\nu}^{1}H^*(\omega,1+\gamma-\delta)G^*(z\omega^{-1},\gamma)F_x^*(z\omega^{-1},1-\delta)d\delta\right]\omega^{-1}d\omega\right\}+\frac{Tz}{2\pi j(z-1)}\times$$

$$\times\left\{\int_0^{\nu}[h(\gamma-\delta)T]\int_{\Gamma_1}G^*(\omega,\gamma)F_x^*(z\omega^{-1},\delta)\omega^{-1}d\omega d\delta\right\}, \tag{5.40}$$

где Γ_4 - контур радиуса $e^{a_4 T}, a_4 > c_4$(c_4 – показатель роста функции $h(t)$). В формуле (5.40) первый член в фигурных скобках представляет собой изображение первого члена правой части (5.33), а второй – соответственно изображение второго члена (5.33). Если рассматривать случай $\gamma = 0$ (включение величин органов настройки по синхрокомандам), то формула (5.40) существенно упрощается, так как члены, в которых верхний предел интегрирования равен γ, обращаются в нуль:

$$Д^*_{НД}(z) = \frac{T}{2\pi j(z-1)}\left\{\oint_{\Gamma_1} G^*(\omega)\int_0^1 H^*(z\omega^{-1}, 1-\delta)F_x^*(z\omega^{-1}, \delta)d\delta d\omega + \right.$$

$$\left. + \int_{\Gamma_4}\int_0^1 H^*(\omega,\delta)G^*(z\omega^{-1})F_x^*(z\omega^{-1},\delta)\omega^{-1}d\delta d\omega\right\}, \qquad (5.41)$$

(в последнем интеграле выражения 5.41 сделана замена переменной интегрирования с помощью равенства $\delta_1 = 1-\delta$ и затем индекс опущен).

Таким образом, формулы (5.40) и (5.41) определяют изображения зависимости от времени корреляционного момента выходных переменных дискретной и непрерывной систем. Эти изображения могут быть найдены из указанных формул путем определения контурных интегралов с помощью вычетов, подобно тому, как это было сделано выше для выражения (5.32).

Приведем расчетную формулу для определения изображения $Д^*_{НД}(z)$ (5.41) (формула для $Д^*_{НД}(z,\gamma)$ (5.40) получается аналогично). Обозначим

$$H(s) = \frac{Q_H(s)}{R_H(s)},\ F_X(s) = \frac{L(s)}{M(s)},\ H^*(z,\gamma) = \frac{Q_H^*(z,\gamma)}{R_H^*(z)},\ F_X^*(z,\gamma) = \frac{L^*(z,\gamma)}{M^*(z)}, \qquad (5.42)$$

где $H^*(z,\gamma) = \quad L_\gamma\{H(s)\}$.

Положим для простоты (без потери общности), что функция $H^*(z,\gamma)$ имеет лишь простые полюсы, которые обозначим через $q_i (i = 1,2,....,\kappa_H)$. Результат осреднения некоторой функции $\varphi(z,\delta)$ по переменной δ на интервале $[0,1]$ обозначим символом $\overline{\varphi(z,\delta)},$ т.е.

$$\overline{\varphi(z,\delta)} = \int_0^1 \varphi(z,\delta)d\delta.$$

С учетом (5.31) и введенных обозначений из формулы (5.41) находим:

$$Д_{НД}^*(z) = \frac{T}{z-1}\left\{\sum_{i=1}^{K_Д} \frac{Q_Д^*(p_i)\overline{Q_Н^*(zp_i^{-1},1-\delta)L^*(zp_i^{-1},\delta)}}{\dot{R}_Д^*(p_i)R_Н^*(zp_i^{-1})M^*(zp_i^{-1})} + \sum_{i=1}^{K_Н} \frac{Q_Д(zq_i^{-1})\overline{Q_Н^*(q_i,\delta)L^*(zq_i^{-1}\delta)}}{\dot{R}_Н^*(q_i)R_Д^*(zq_i^{-1})M^*(zq_i^{-1})}q_i^{-1} + \right.$$

$$\left. + G^*(\infty)\overline{H^*(0,\delta)F_X^*(\infty,\delta)}\right\}. \qquad (5.43)$$

Рассмотрим, наконец, зависимость от времени дисперсии выходной переменной непрерывной системы. Здесь могут быть два варианта решения. Первый – определить z – изображение $Д_Н^*(z,\gamma)$ дисперсии непрерывной системы $D_Н(t)$ и далее перейти к оригиналам, второй – найти изображение по Лапласу $D_Н(s)$ дисперсии и после определения оригинала положить $t=(n+\gamma)T$. Второй вариант более прост, ему мы и будем следовать. Возможность его использования обусловлена тем, что для дискретного процесса, полученного путем выборки из соответствующего непрерывного, моменты равны моментам исходного непрерывного процесса. Это нетрудно видеть, если сравнить эти моменты, полученные как средние по множеству реализаций.

Зависимость от времени дисперсии выходной переменной непрерывной системы:

$$D(t) = \int_0^t\int_0^t h(t-\tau)h(t-\tau_1)K_X(\tau-\tau_1)d\tau d\tau_1$$

может быть преобразована к виду

$$D(t) = 2\int_0^t h(\tau)\int_0^\tau h(\tau-\tau_1)K_X(\tau_1)d\tau_1 d\tau$$

Для определения изображения функции $D(t)$ воспользуемся теоремой преобразования Лапласа об изображении произведения оригиналов. Учитывая также теорему об изображении интеграла, из последнего уравнения находим:

$$L\{D_Н(t)\} = Д_Н(s) = \frac{1}{\pi js}\int_{a_2-j\infty}^{a_2+j\infty} H(p)H(s-p)F_x(s-p)dp \qquad (5.44)$$

Чтобы вычислить интеграл (5.44) с помощью теории вычетов, дополним линию интегрирования слева дугой окружности бесконечного радиуса, на которой значение подынтегральной функции бесконечно мало. Нетрудно показать, что получившийся контур охватывает лишь полюсы функции $H(p)$. Воспользовавшись первыми двумя обозначениями (5.42), из выражения (5.44) находим

$$Д_H(s) = \frac{2}{s}\sum_{i=1}^{K_H} \frac{Q_H(\alpha_i)Q_H(s-\alpha_i)L(s-\alpha_i)}{\dot{R}_H(\alpha_i)R_H(s-\alpha_i)M(s-\alpha_i)} \ , \tag{5.45}$$

где $\alpha_i = (i,1,2,....,\kappa_н)$ - полюсы функции $H(p)$, кратность которых равна единице.

Мы нашли изображения составляющих дисперсии ошибки (5.28). Теперь, пользуясь обратными преобразованиями, нетрудно найти саму дисперсию ошибки.

$$D_\varepsilon\left[(n+\gamma)T\right] = \ Z_\gamma^{-1}\left\{Д_Д^*(z,\gamma)\right\}\text{-}2\ Z_\gamma^{-1}\left\{Д_{НД}^*(z,\gamma)\right\} \quad L^{-1}\left\{Д_H(s)\right\}\Big|_{t=(n+\gamma)T}, \tag{5.46}$$

где Z_γ^{-1} и L^{-1} - операторы соответственно обратного z – преобразования с запаздыванием и обратного преобразования Лапласа, а изображения, входящие в правую часть равенства (5.46), были определены выше. Заметим, что если

$$H(s) = \lim_{T\to 0} G^*(z,\gamma) \tag{5.47}$$

(имеет место в нашей системе), то дисперсию $D_H(t)$ можно найти из выражения для дисперсии $D_Д\left[(n+\gamma)T\right]$ при $T \to 0.$ При выполнении условий (5.47):

$$\lim_{\substack{q\to 0\\ T\to 0\\ T\gamma\to 0\\ T_n\to 0}} D_Д\left[(n+\gamma)T\right] = \lim_{\substack{q\to 0\\ T\to 0\\ T\gamma\to 0\\ T_n\to 0}} D_{НД}\left[(n+\gamma)T\right] = D_H(t) \tag{5.48}$$

поэтому $$\lim_{\substack{q\to 0\\ T\to 0}} D_\varepsilon\left[(n+\gamma)T\right] = 0$$

Таким образом, выражение (5.46) и полученные выше формулы для определения изображений составляющих дисперсии $Д_Д^*(z,\gamma), Д_{НД}^*(z,\gamma)$ и $Д_H(s)$ позволяют найти дисперсию погрешности нашей цифровой автоматической системы в переходном режиме [4].

Характер изменения дисперсии погрешности системы в переходном режиме непосредственным образом определяет ее быстродействие. На практике в АУСА команды на измерение ошибки регулирования и включение разрядов вырабатываются и синхронизируются процессором, поэтому параметр запаздывания γ равен нулю. В таком случае оригинал дисперсии погрешности определяется формулой:

$$D_\varepsilon[nT] = \frac{2}{e^{nT}} + \kappa_C^{nT} + \kappa_L^{nT}$$

а для случая $\kappa_C = \kappa_L = \kappa$ формулой:

$$D_\varepsilon[nT] = 2(\frac{1}{e^{nT}} + \kappa^{nT})$$

Графики изменения дисперсии погрешности при различных κ приведены на рисунке 5.7.

Как видно из графиков для настройки АУСА потребуется не более четырех циклов, а дисперсия погрешности системы в переходном режиме стремится к нулю, т. е. система является устойчивой в «большом».

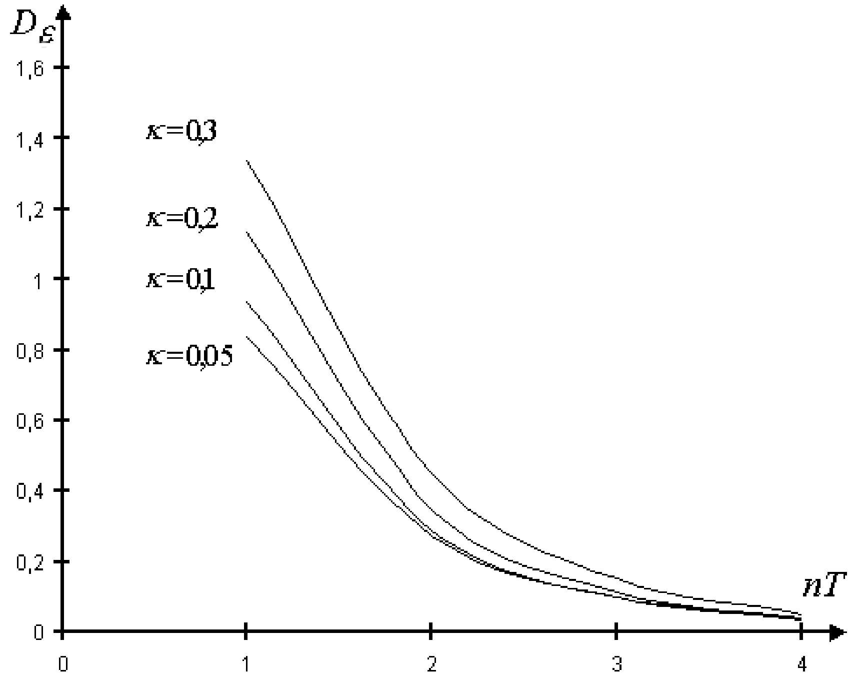


Рисунок 5.7. Графики изменения дисперсии погрешности

5.2. Определение статистических характеристик погрешности в установившемся режиме

5.2.1. Корреляционная функция погрешности

Следуя принятому подходу, определим статистические характеристики погрешности в установившемся режиме работы системы. Будем, как и ранее, рассматривать выходные переменные дискретной и соответствующей ей непрерывной систем. Последние, как следует из выражений (5.4) и (5.5), в установившемся режиме определяются следующими соотношениями при $t \to \infty$

$$y_H(t) = \int_0^{\infty} h(t-\tau)x(\tau)d\tau \tag{5.49}$$

$$y_Д(t) = \sum_{m=0}^{\infty} g(t-mT)x[mT] + \sum_{m=0}^{\infty} g_C(t-mT)\varepsilon_{q_C}[mT] + \sum_{m=0}^{\infty} p(t-mT)\varepsilon_{q_L}[mT] \tag{5.50}$$

Обозначения, использованных здесь переменных, приведены в разделе 5.1.2. Принятая запись для импульсного элемента, фиксирующего правое значение входных величин, для установившегося режима значения не имеет.

Так как входное воздействие $x(t)$ представляет собой стационарный случайный процесс, то ошибка $\varepsilon(t)$ в установившемся режиме также будет стационарной случайной функцией, корреляционная функция которой зависит от разности t и t_1. Рассматривая в дальнейшем дискретные величины

$t = nT, t_1 = n_1T, t - t_1 = \ (n - n_1)T = \nu T,$ из равенства (5.7) получаем:

$$K_\varepsilon[\nu T] = K_Д[\nu T] - K_{НД}[\nu T] - K_{ДН}[\nu T] + K_H[\nu T] \tag{5.51}$$

Выражения для составляющих правой части равенства (5.5) получаются из соответствующих формул раздела 5.2, если в них положить $n \to \infty$ и $n_1 \to \infty$. Найдем изображение корреляционной функции ошибки для установившегося режима, воспользовавшись изображением корреляционной функции (5.27) для переходного режима и соотношением между двумерными изображениями дискретной функции двух переменных и ее предельными одномерными изображениями при $\gamma = \gamma_1 = 0$:

$$\Phi_{\varepsilon}^{*}(z,z^{-1})=\lim_{zz_1\to 1}\left[(zz_1-1)\Phi_{\varepsilon}^{*}(z,z_1)\right]=$$

$$G^{*}(z)G^{*}(z^{-1})\left[F_x^{*}(z)+F_x^{*}(z^{-1})-K_x(0)\right]+G_C^{*}(z)G_C^{*}(z^{-1})\kappa_C+$$

$$+P^{*}(z)P^{*}(z^{-1})\kappa_L-G^{*}(z^{-1})T\int_0^1 H^{*}(z,1-\gamma)\left[F_x^{*}(z,\gamma)z^{-1}+F_x^{*}(z^{-1},1-\gamma)\right]d\gamma-$$

$$-G^{*}(z)T\int_0^1 H^{*}(z^{-1},1-\gamma)\left[F_x^{*}(z^{-1},\gamma)z+F_x^{*}(z,1-\gamma)\right]d\gamma+T^2\int_0^1\int_0^1 H^{*}(z,1-\gamma)H^{*}(z^{-1},1-\gamma)d\gamma d\gamma\times$$

$$\times\left[F_x^{*}(z)+F_x^{*}(z^{-1})-K_x(0)\right] \qquad (5.52)$$

(в последнем выражении по отношению к формуле (5.27) сделана некоторая перегруппировка членов).

Рассмотрим, каким образом могут быть определены оригиналы, отвечающие отдельным членам правой части выражения (5.52). Первому члену (5.52) соответствует корреляционная функция выходной переменной дискретной системы, которая может быть найдена по формуле:

$$K_y\left[\nu T,\gamma T\right]=\sum_{i=1}^{\kappa}\frac{Q^{*}(p_i,\gamma)Q^{*}(p_i^{-1},\gamma)}{\dot{R}^{*}(p_i)R^{*}(p_i^{-1})}\left[\frac{L^{*}(p_i)}{M^{*}(p_i)}+\frac{L^{*}(p_i^{-1})}{M^{*}(p_i^{-1})}-K_x(0)\right]p_i^{|\nu|-1}+$$

$$+\sum_{i=\kappa+1}^{\kappa+i}\frac{L^{*}(p_i)Q^{*}(p_i,\gamma)Q^{*}(p_i^{-1},\gamma)}{M^{*}(p_i)R^{*}(p_i)R^{*}(p_i^{-1})}p_i^{|\nu|-1}+G^{*}(0,\gamma)G^{*}(\infty,\gamma)F_x^{*}(0)\delta_0\left[\nu T\right] \qquad (5.53)$$

Второму и третьему членам (5.52) отвечают корреляционные функции выходных переменных дискретных систем, входами которых является дискретный белый шум соответственно с плотностями κ_C и κ_L. Четвертому и пятому членам изображения (5.52) отвечают взаимные корреляционные функции выходных переменных дискретной и непрерывной систем. Формулы для определения этих функций нетрудно получить с помощью обратного z – преобразования. И, наконец, последнему члену изображения (5.52) отвечает выражение корреляционной функции выходной переменной непрерывной системы, также аналогичное по структуре формуле (5.53). Отметим, что корреляционную функцию непрерывной системы можно найти как функцию переменной τ, а затем положить $\tau=\nu T$.

5.2.2 Определение дисперсии погрешности операторным методом

Для определения дисперсии в установившемся режиме воспользуемся, так же как и ранее, теоремой z – преобразования о конечном значении, применив ее к изображению $Д_{\varepsilon}(z,\gamma)$. Из выражения (5.28) для установившегося режима (при $n \to \infty$) находим:

$$D_{\varepsilon}[\gamma T] = D_{Д}[\gamma T] - 2D_{НД}[\gamma T] + D_{Н}[\gamma T] \tag{5.54}$$

где $D_{\varepsilon}[\gamma T] = \lim\limits_{n\to\infty} D_{\varepsilon}[(n+\gamma)T]$, а члены правой части (5.54) определяются аналогичными предельными соотношениями, что и $D_{\varepsilon}[\gamma T]$.

Найдем формулы для составляющих дисперсии ошибки. Для $D_{Д}[\gamma T]$ имеем

$$D_{Д}[\gamma T] = \lim_{n\to\infty} D_{Д}[(n+\gamma)T] = \lim_{z\to 1}(z-1)Д_{Д}^{*}(z,\gamma) \tag{5.55}$$

Применив предельный переход (2.55) к выражению (2.30), а также заменив обозначение ω на z, находим:

$$D_{Д}[\gamma T] = \frac{1}{\pi j}\oint_{Г} G^{*}(z,\gamma)G^{*}(z^{-1},\gamma)F_{x}^{*}(z^{-1})z^{-1}dz + \frac{\kappa_{C}}{2\pi j}\oint_{Г} G_{C}^{*}(z,\gamma)G_{C}^{*}(z^{-1},\gamma)z^{-1}dz +$$

$$+\frac{\kappa_{L}}{2\pi j}\oint_{Г} P^{*}(z,\gamma)P^{*}(z^{-1},\gamma)z^{-1}dz \tag{5.56}$$

Предельный переход (5.55) и выражение (5.56) справедливы, если полюсы функций $G^{*}(z,\gamma), G_{C}^{*}(z,\gamma)$ и $P^{*}(z,\gamma)$ расположены внутри круга, ограниченного окружностью единичного радиуса Г. С помощью теоремы о вычетах нетрудно найти дисперсию $D_{Д}[\gamma T]$, воспользовавшись для этого формулой (5.56).

Приведем формулу для определения дисперсии $D_{Д}[\gamma \mathrm{T}]$, когда функции $G^{*}(z,\gamma), G_{C}^{*}(z,\gamma)$ и $P^{*}(z,\gamma)$ имеют лишь простые полюсы. Эта формула следует непосредственно из выражения (5.32), если к нему применить предельное соотношение (5.55). В результате получаем:

$$D_Д[\gamma T] = \sum_{i=1}^{\kappa_Д} \frac{p_i^{-1} Q_Д^*(p_i,\gamma) Q_Д^*(p_i^{-1},\gamma)}{\dot{R}_Д^*(p_i) R_Д^*(p_i^{-1})} \left[\frac{2L^*(p_i^{-1})}{M^*(p_i^{-1})} - K_x(0) \right] + \kappa_C \sum_{c=1}^{\kappa_c} \frac{p_c^{-1} Q_C^*(p_c,\gamma) Q_C^*(p_c^{-1},\gamma)}{\dot{R}_C^*(p_c) R_C^*(p_c^{-1},\gamma)} +$$

$$+ \kappa_L \sum_{j=1}^{\kappa_P} \frac{p_j^{-1} Q_P^*(p_j,\gamma) Q_P^*(p_j^{-1},\gamma)}{\dot{R}_Д^*(p_j) R_P^*(p_j^{-1})} + \kappa_C G_C^*(0,\gamma) G_C^*(\infty,\gamma) + \kappa_L P^*(0.\gamma) P^*(\infty,\gamma) \qquad (5.57)$$

Аналогично может быть найдена составляющая дисперсии ошибки $D_{НД}[\gamma T]$ (корреляционный момент)

$$D_{НД}[\gamma T] = \lim_{n\to\infty} D_{НД}[(n+\gamma)T] = \lim_{z\to 1}(z-1) Д^*{}_{НД}(z,\gamma) \qquad (5.58)$$

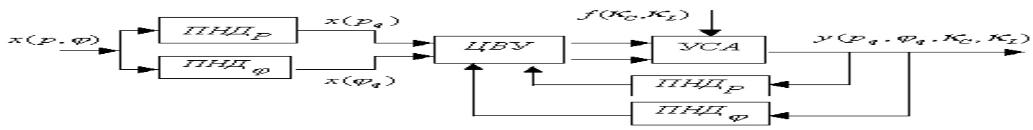
Изображения $Д_{НД}^*(z,\gamma)$ и $Д_{НД}^*(z)$ были также найдены выше в разделе 5.2. Применив предельный переход (5.58) к изображениям (5.40) и (5.41), находим соответственно выражение для определения $D_{НД}[\gamma T]$ и $D_{НД}$.

Запишем выражение для $D_{НД}$, которое менее громоздко, по сравнению с выражением $D_{НД}[\gamma T]$ при $\gamma \neq 0$:

$$D_{НД} = \frac{1}{2\pi j} \left[\oint_Г G^*(z) \int_0^1 H^*(z^{-1}, 1-\delta) F_x^*(z_1^{-1}\delta) d\delta dz + \oint_Г \int_0^1 H^*(z,\delta) G^*(z^{-1}) F_x^*(z^{-1},\delta) z^{-1} d\delta dz \right],$$

(5.59)

где после применения предельного соотношения(5.58) к (5.41) сделана замена обозначения переменной ω на z. При выполнении предельного перехода (5.58) и использовании формулы (5.59) предполагалось, что полюсы функции $H^*(z,\gamma)$ лежат внутри круга, ограниченного, как и выше, окружностью Г. Приведем расчетную формулу для определения $D_{НД}$ в случае, когда кратность полюсов функций $G^*(z,\gamma)$ и $H^*(z,\gamma)$ равна единице. Эта формула следует непосредственно из выражения (5.43) после применения к нему предельного перехода (5.58):



$$+ G^*(\infty) \overline{H^*(0,\delta) F^*(\infty,\delta)} \;], \qquad (5.60)$$

где обозначения, входящие в (5.60), определены в (5.31) и (5.42), $p_i (i = 1,2,....,\kappa_Д)$ и $q_i (i = 1,2,....,\kappa_H)$ - соответственно полюсы функций $G^*(z,\gamma)$ и $H^*(z,\gamma)$.

Найдем, наконец, выражение для дисперсии выходной переменной непрерывной системы в установившемся режиме. Для этого воспользуемся тем же приемом, что и выше, т.е. найдем D_H с помощью предельного перехода:

$$D_H = \lim_{t \to \infty} D_H(t) = \lim_{s \to \infty} s Д_H(s), \tag{5.61}$$

Применив предельный переход (5.61) к выражению (5.44) находим

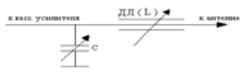
$$D_H = \frac{1}{\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} H(s) H(-s) F_x(-s) ds, \tag{5.62}$$

где после применения (5.61) к (5.44) сделана замена обозначения переменной p на s, а также принято $a_2 = 0$, т.к. предполагается, что полюсы $D_H(s)$ лежат слева от мнимой оси. Расчетная формула для определения дисперсии $Д_H$ (в предположении, что кратность полюсов функции $H(s)$ равна единице) может быть найдена из выражения (5.45) путем применения к нему предельного соотношения (5.61).

$$D_H = 2 \sum_{i-1}^{K_H} \frac{Q_H(\alpha_i) Q_H(-\alpha_i) L(-\alpha_i)}{R_H(\alpha_i) R_H(-\alpha_i) M(-\alpha_i)}, \tag{5.63}$$

где $\alpha_i (1,2,....,\kappa_H)$ - полюсы функции H(s).

Таким образом, мы нашли все составляющие дисперсии ошибки, входящие в правую часть равенства (5.54). Дисперсия ошибки $D_\varepsilon[\gamma\mathrm{T}]$ является функцией интервала дискретности T (даже, если $\kappa = 0$) и интервала квантования q. Для нее справедливо условие



(5.64)

5.3. Исследование устойчивости автоматических устройств согласования антенн методом построения линий переключения на плоскости переменных параметров

Контуры устройств согласования антенн (УСА) широкодиапазонных передатчиков обычно содержат несколько перестраиваемых реактивных элементов. В эквивалентную схему контура также входят реактивная и активная составляющие входного сопротивления антенны. При осуществлении автоматизации настройки такого сложного контура обычно приходится решать двойную задачу:

- настраивать контур в резонанс;
- обеспечивать оптимальную величину сопротивления нагрузки для усилителя мощности.

Все более возрастающие требования к подавлению высших гармоник для радиопередатчиков средней и большой мощности приводят к использованию в качестве УСА колебательных систем, построенных по схеме фильтра нижних частот. На рис. 5.8 показана упрощённая электрическая схема УСА, построенного по П-образной схеме. Как видно, здесь элемент связи с нагрузкой входит в колебательный контур, и его изменение при регулировке связи расстраивает контур по частоте. Изменение элемента настройки контура в резонанс приводит также к изменению входного сопротивления контура, поэтому как объект автоматического регулирования данная система является двухсвязной.

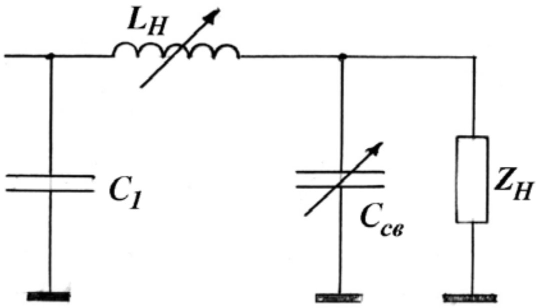


Рис. 5.8. П-образный контур

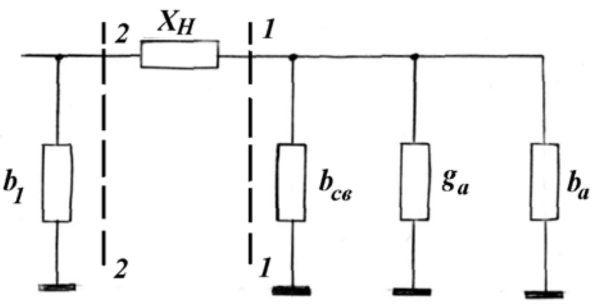


Рис. 5.9. Эквивалентная схема

Эквивалентная схема контура с учетом входных проводимостей антенны приведена на рис. 5.9. Приняты обозначения:

b_1 - положительная реактивная проводимость параллельной ветви контура со стороны генератора, $b_{св}$ - положительная реактивная проводимость элемента связи контура с нагрузкой, x_H - положительное реактивное сопротивление последовательной ветви контура. g_a и b_a - активная и реактивная составляющие проводимости нагрузки $\dot{Y}_a = g_a + jb_a$, где знак b_a может быть как положительным, так и отрицательным.

Проводимость цепи справа от сечения 1-1:

$$\dot{Y}_{11} = g_a + j\left(b_{св} + b_a\right) \tag{5.65}$$

Сопротивление цепи в этом сечении:

$$\dot{Z}_{11} = \frac{1}{g_a + j\left(b_{св} + b_a\right)} \tag{5.66}$$

Сопротивление цепи справа от сечения 2-2:

(5.67)

Проводимость цепи справа от сечения 2-2:

$$\dot{Z}_{22} = \frac{g_a + j(b_{св} + b_a)}{1 - b_a x_H - b_{св} x_H + jx_H g_a} \tag{5.68}$$

Входная проводимость контура:

$$\dot{Y}_{вх} = \frac{g_a + j(b_{св} + b_a)}{1 - b_a x_H - b_{св} x_H + jx_H g_a} + jb_1 = \frac{g_a\left(1 - b_1 x_H\right) + j\left[b_1 (b_{св} + b_a)\left(1 - b_1 x_H\right)\right]}{1 - x_H\left(b_a + b_{св}\right) + jx_H g_a} \tag{5.69}$$

Соответственно входное сопротивление контура:

$$\dot{Z}_{вх} = \frac{1 - x_H\left(b_a + b_{св}\right) + jx_H g_a}{g_a\left(1 - b_1 x_H\right) + j\left[b_1 (b_{св} + b_a)\left(1 - b_1 x_H\right)\right]} \tag{5.70}$$

В выражениях (5.69) и (5.70) обозначим:

$$b_a + b_{св} = b_2 \text{ и } 1 - b_1 x_H = a \tag{5.71}$$

После преобразований окончательно получаем:

$$\dot{Z}_{вх} = \frac{g_a}{\left(a \cdot g_a\right)^2 + \left(b_1 + ab_2\right)^2} + j\frac{ax_H g_a^2 - \left(b_1 + ab_2\right)\left(1 - x_H b_2\right)}{\left(a \cdot g_a\right)^2 + \left(b_1 + ab_2\right)^2} = A + jB \tag{5.72}$$

$$\dot{Y}_{вх} = \frac{g_a}{\left(x_H g_a\right)^2 + \left(1 - x_H b_2\right)^2} + j\frac{\left(b_1 + ab_2\right)\left(1 - x_H b_2\right) - ax_H g_a^2}{\left(x_H g_a\right)^2 + \left(1 - x_H b_2\right)^2} = C + jD \tag{5.73}$$

Выражения $B=0$ или $D=0$ есть уравнение линии переключения настройки (линии нулевой фазы). Из анализа равенства нулю дробных многочленов В и D получаем окончательное уравнение линии нулевой фазы на плоскости параметров $x_H, b_{св}$:

$$a x_H g_a^2 - (b_1 + a b_2)(1 - x_H b_2) = 0 \tag{5.74}$$

Выражение $$\left|\dot{Z}_{вх}\right| = Z_0 = \sqrt{A^2 + B^2} \tag{5.75}$$

есть уравнение линии переключения связи (линии равного модуля) при настройке по датчику модуля входного сопротивления контура.

Выражение $$A = R_0 = \frac{g_a}{(a \cdot g_a)^2 + (b_1 + a b_2)^2} \tag{5.76}$$

описывает линию переключения связи при настройке по датчику активной составляющей входного сопротивления (линия равной активной составляющей сопротивления).

Выражение $$C = g_0 = \frac{g_a}{(x_H \cdot g_a)^2 + (1 - x_H b_2)^2} \tag{5.77}$$

есть уравнение линии переключения связи в случае использования датчика активной составляющей входной проводимости контура (линия равной активной составляющей проводимости).

Точка пересечения линий переключения настройки и связи представляет собой точку истинной настройки системы.

Для примера проведём построение линий переключения и анализ движения системы на плоскости переменных параметров $x_H, b_{св}$ при настройке её по датчикам фазы и активной составляющей комплексной проводимости. Точку настройки найдём из совместного решения уравнений (5.74) и (5.77) т.е. решением системы уравнений:

$$\begin{cases} a x_H g_a^2 - (b_1 + a b_2)(1 - x_H b_2) = 0 \\ (x_H g_a)^2 + (1 - x_H b_2)^2 = \dfrac{g_a}{g_0} \end{cases} \tag{5.78}$$

Величины сопротивлений и проводимостей измеряем в относительных единицах, принимая за единицу стандартную величину волнового сопротивления кабеля, равную 75 ом.

На рис. 5.10 показана кривая $\varphi = 0$, описываемая первым уравнением системы (5.78) при фиксированных $b_1 = 0{,}35$ и $g_a = 0{,}5$; $b_a = 0{,}4$.

Линию переключения связи (линию равной активной проводимости в данном случае) строим при тех же исходных условиях. Кривая $g_{вх} = g_0$, заданная вторым уравнением (14) также показана на рис. 5.10.

Точка пересечения кривых О, соответствующая настройке УСА, будет иметь координаты: $b_{св} = 1{,}69$; $X_H = 3{,}3$

На рис. 5.10 показано движение системы на плоскости параметров при прямом способе управления, а на рис. 5.11 - при перекрёстном. Стрелками показано направление движения системы при одновременном изменении органа настройки и органа связи.

Углы наклона траекторий движения системы к осям координат $x_н$, $b_{св}$ определяются соотношением скоростей перестройки органов V_H и $V_{св}$. При раздельной во времени, поочерёдной отработке кольцами автонастройки величин рассогласования датчиков, траектория движения системы будут перпендикулярны и параллельны осям координат.

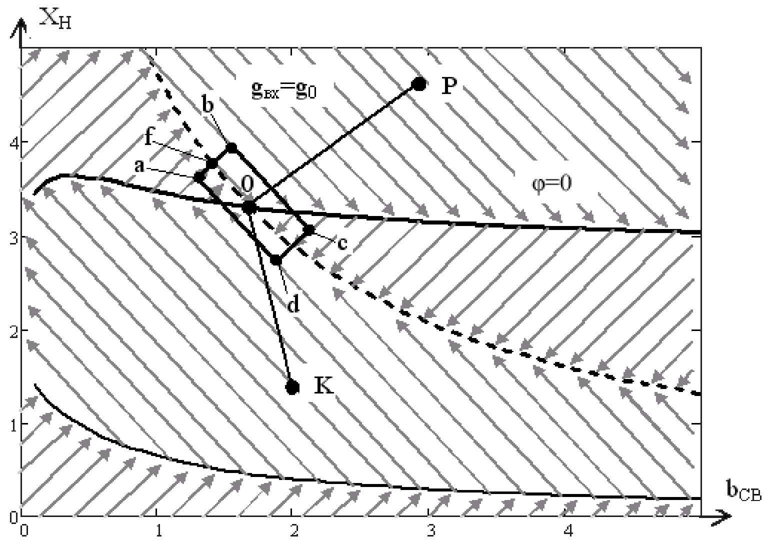


Рис. 5.10. Прямой способ управления

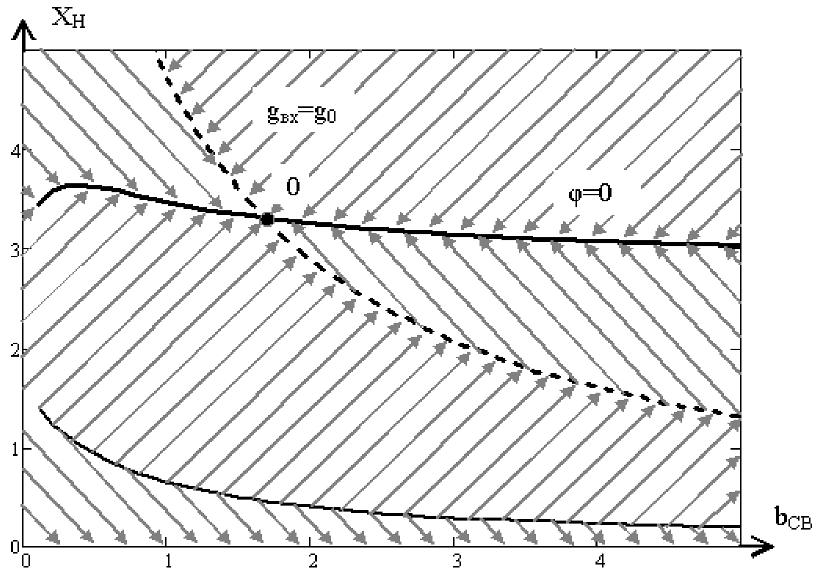


Рис.5.11. Перекрестный способ управления

Как видно из рисунков, вся плоскость переменных параметров разделена линиями переключения на отдельные зоны. Поскольку при пересечении линии переключения изменяется направление движения одного из органов настройки, то в каждой из зон система движется в направлении, отличном от направлений движения её в смежных зонах.

Направление движения в одной из зон может быть выбрано произвольным, и тогда траектории движения системы в соседних зонах будут определяться расположением линий переключения.

На приведённых рисунках скорости перестройки органов взяты равными, а исходное направление движения выбрано так, чтобы всюду, где это возможно, обеспечивалась сходимость к точке настройки, т.е. к точке пересечения линий переключения.

Как видно из рис. 5.10, при некотором перерегулировании fb система будет двигаться по замкнутой траектории $abcda$ вокруг точки настройки. Такие колебания называют связанными. Возможно и такое расположение линий переключения, при котором система входит в режим связанных колебаний между кольцами автонастройки и без перерегулирования по отдельным кольцам.

Расширенный анализ движения системы по линиям. переключения на плоскости переменных параметров во всём диапазоне частот и с учётом реальных нагрузок показывает, что для обеспечения сходимости из разных зон плоскости параметров к точке истинной настройки приходится пользоваться разными способами управления. Возможны и такие случаи, когда в пределах одного цикла настройки необходимо несколько раз менять способы управления, а также скорости изменения переменных параметров V_H и $V_{св}$, т.е. не всегда удаётся обеспечить абсолютную устойчивость и сходимость системы одним алгоритмом настройки. Устойчивость системы близ точки настройки (устойчивость «в малом») при разных расположения линий переключения также зависит от способа управления.

Рассмотренные движения системы при настройке по линиям переключения не являются оптимальными с точки зрения быстродействия. Кроме того, что движение системы к точке настройки происходит по сложной траектории, на скорости перестройки органов V_H и $V_{св}$

накладываются ограничения как условиями устойчивости отдельных колец автонастройки, так и условиями устойчивости системы в целом.

Оптимальной по быстродействию явилась бы система, осуществляющая движение к точке настройки по наикратчайшему пути (прямые КО и РО, например, рис. 5.11). В такой системе каждому отдельному случаю настройки должны соответствовать вполне определённые знаки и скорости изменения переменных органов, т.е. должна быть построена система с самонастройкой параметров регулятора (устройства управления), которая является весьма сложной. Поэтому весьма важно изыскание таких алгоритмов настройки, которые при использовании простых и надёжных датчиков рассогласования обеспечивали бы абсолютную устойчивость и сходимость системы к точке настройки с большим быстродействием.

Заключение

В данном учебном пособии рассмотрены наиболее важные и перспективные технические решения построения устройств автоматики, применяемых в системах радиосвязи.

Дана классификация существующих способов настройки устройств автоматики, приведены типовые элементы автоматических устройств, разработана теория измерителей и датчиков комплексных величин на основе моста переменного тока.

Разработаны принципиально новые разделы по повышению качественных характеристик цифровых согласующе-фильтрующих устройств и автоматических устройств согласования антенн, методам обеспечения их устойчивости.

Глоссарий

Автоматика	*Отрасль теоретических и прикладных знаний об устройствах и системах, действующих без прямого участия человека*
Адаптивные системы автоматического управления	*Системы, служащие для обеспечения желаемого качества процесса при широком диапазоне характеристик изменения объектов управления и возмущений*
Амплитудно-фазовая характеристика	*Кривая на комплексной плоскости, представляющая значения частотной передаточной функции, получаемые при задании частоты изменений входной координаты в диапазоне от минус до плюс бесконечности*
Амплитудно-частотная характеристика	*Частотная характеристика линейного объекта, представляющая собой зависимость значений модуля частотной передаточной функции от частоты изменений входной координаты*
Внешнее воздействие	*Воздействие внешней среды на систему управления или ее элемент (подсистему)*
Закон управления	*Математическая форма преобразований задающих воздействий, возмущений, воздействий обратных связей, определяющих управляющие воздействия*
Качество управления	*Совокупность характеристик управления, принятая для оценки полезности управления*
Контроллер	*Управляющее устройство, осуществляющее автоматическое управление, как правило, многомерным объектом управления посредством аппаратно-программной реализации алгоритмов управления*
Контур управления	*Замкнутая цепь элементов системы управления, образованная участком прямой цепи и цепью обратной связи*
Обратная связь	*Зависимость текущих воздействий на объект от его состояния, обусловленного предшествующими воздействиями на этот же объект*
Объект управления	*Изменение состояния объекта в соответствии с заданным законом управления. Такое изменение происходит в результате внешних факторов, например, вследствие управляющих или*

	возмущающих воздействий
Погрешность системы	*Отклонение результата управления от требуемого значения регулируемой величины*
Разомкнутая система управления	*Система управления, в которой осуществлено управление без обратной связи*
Системы автоматической стабилизации	*Системы, в которых выходное значение поддерживается на постоянном уровне, а отклонения возникают за счёт возмущений и при включении*
Системы программного регулирования	*Системы, в которых заданное значение изменяется по заранее заданному программному закону. Наряду с ошибками, встречающимися в системах автоматического регулирования, здесь также имеют место ошибки от инерционности регулятора*
Следящие системы	*Системы, в которых входное воздействие неизвестно. Оно определяется только в процессе функционирования системы.*
Системы экстремального регулирования	*Системы, которые способны поддерживать экстремальное значение некоторого критерия (например минимальное или максимальное), характеризующего качество функционирования объекта*
Структура системы управления	*Совокупность и характер связей и отношений между элементами (подсистемами) системы управления*
Устойчивость	*Свойство объекта сохранять состояние равновесия или установившегося движения, определяемого входными воздействиями, при наличии ограниченных возмущений малой длительности*

Список литературы

1. Муромцев, Ю.Л. Основы автоматики и системы автоматического управления: учеб. пособие для студ. 3-5 курсов днев. и заоч. Обучения Ч.I / Ю.Л.Муромцев, Д.Ю. Муромцев. – Тамбов: ТГТУ, 2008. – 96 с.

2. Коновалов, Б.И. Теория автоматического управления [Электронный ресурс]: учеб. пособие / Б.И.Коновалов, Ю.М. Лебедев. – 3-е изд. доп. и переработ. - СПб.: Лань, 2010. – 224 с.: ил. – Загл. с экрана. – Режим доступа к книге: «Издательство Лань. Электронно-библиотечная система».

3. Петраков, Ю.В. Теория автоматического управления технологическими процессами [Электронный ресурс]: учеб. пособие / Ю.В.Петраков, О.И. Драчев. – СПб,: Лань, 2010. – 336 с.: ил. – Загл. с экрана. – Режим доступа к книге: «Издательство Лань. Электронно-библиотечная система».

4. Гайдук, А. Р. Теория автоматического управления в примера и задачах с решениями в MATLAB]: учеб. пособие /А. Р. Гайдук, В.Е. Беляев, Т.А. Пьявченко. – 2-е изд., испр. – СПб,: Лань, 2011. – 464 с.: ил. – Загл. с экрана. – Режим доступа к книге: «Издательство Лань. Электронно-библиотечная система».

5. Радиотехнические системы: учеб. пособие для вузов / под ред. Ю.М.Казаринова. – М.: Академия, 2008. – 592 с.

6. Лебедько, Е.Г. Теоретические основы передачи информации [Электронный ресурс]: учеб. пособие / Е.Г. Лебедько – СПб.: Лань, 2011. – 352 с.: ил. – Загл. с экрана. – Режим доступа к книге: «Издательство Лань. Электронно-библиотечная система».

7. Романюк, В.А. Основы радиосвязи: учеб.пособ. для вузов / В.А. Романюк. – М.: Ю.Райт, 2011. – 287 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ