

Г. П. ТАРТАКОВСКИЙ

ДИНАМИКА СИСТЕМ  
АВТОМАТИЧЕСКОЙ  
РЕГУЛИРОВКИ  
УСИЛЕНИЯ

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

ДИНАМИКА СИСТЕМ АРУ

Г. П. ТАРТАКОВСКИЙ

ДИНАМИКА СИСТЕМ  
АВТОМАТИЧЕСКОЙ  
РЕГУЛИРОВКИ  
УСИЛЕНИЯ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО  
МОСКВА 1957 ЛЕНИНГРАД



*Книга содержит изложение основ теории систем автоматической регулировки усиления. Выводятся уравнения движения системы АРУ, анализируются переходные и стационарные процессы, устойчивость и искажения системой АРУ периодической огибающей сигнала. Обосновывается метод расчета систем АРУ по заданным динамическим свойствам.*

*Перечисленные задачи решаются как для системы непрерывного действия, так и для импульсной системы. Книга предназначена для научных работников и инженеров, работающих в области радиотехники.*

---

Редакторы *Колосов А. А. и Мошкунов И. М.*  
Техн. редактор *Г. Е. Ларионов*

---

Сдано в набор 13/II 1957 г.

Подписано к печати 10/IV 1957 г.

Бумага 84×108<sup>1</sup>/<sub>32</sub>

9,84 печ. л.

Уч.-изд. л. 10,4

T-03710.

Тираж 10 000 экз.

Цена 6 р. 20 к.

Заказ 86

---

Типография Госэнергонздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

---

---

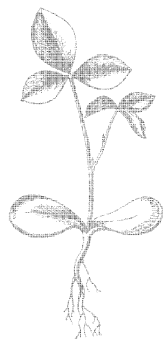
## ПРЕДИСЛОВИЕ

В радиотехнике весьма часто применяется система автоматической регулировки усиления ламповых схем. Анализ процессов в этой системе вызывает значительный интерес у радиоинженеров и научных работников. Однако до настоящего времени в литературе не содержится достаточно общего и полного анализа систем АРУ. Попыткой восполнить этот пробел является настоящая книга.

Автор считает своим приятным долгом выразить благодарность профессору А. А. Колосову и И. М. Мошкунову за ряд ценных замечаний, сделанных при редактировании рукописи.

*Автор*

---



---

---

## СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Введение . . . . .	7
<b>Глава первая. Уравнения движения системы автоматической регуляции усиления . . . . .</b>	<b>12</b>
1-1. Классификация системы АРУ . . . . .	12
1-2. Характеристики и общая блок - схема систем АРУ . . . . .	16
1-3. Уравнения движения системы автоматической регуляции усиления . . . . .	20
1-4. Уравнения системы АРУ при $U_{вх}(t) = A = \text{const}$ . . . . .	26
1-5. Возможные пути решения дифференциального уравнения АРУ . . . . .	28
1-6. Метод кусочно - линейной аппроксимации . . . . .	29
1-7. Применение операторного метода при решении дифференциальных уравнений системы АРУ . . . . .	32
<b>Глава вторая. Переходные процессы в системе автоматической регуляции усиления . . . . .</b>	<b>34</b>
2-1. Реакция системы АРУ на перепад амплитуды входного напряжения . . . . .	34
2-2. Реакция на перепад при наличии ограничения в усилителе . . . . .	39
2-3. Функция передачи цепи обратной связи . . . . .	43
2-4. Установившийся режим (состояние равновесия) системы АРУ . . . . .	46
2-5. Система АРУ, описываемая уравнением первого порядка . . . . .	49
2-6. Система АРУ, описываемая уравнением второго порядка . . . . .	54
2-7. Системы АРУ, описываемые уравнениями высших порядков . . . . .	62
<b>Глава третья. Устойчивость системы автоматической регуляции усиления . . . . .</b>	<b>66</b>
3-1. Постановка вопроса . . . . .	66
3-2. Анализ устойчивости по коэффициентам характеристического уравнения . . . . .	67
3-3. Анализ устойчивости, основанный на применении амплитудно-фазовой характеристики . . . . .	70
3-4. Пример. Система АРУ, описываемая уравнением третьего порядка . . . . .	74
<b>Глава четвертая. Импульсные системы автоматической регуляции усиления . . . . .</b>	<b>79</b>
4-1. Вводные замечания . . . . .	79
4-2. Функция передачи импульсной цепи АРУ . . . . .	80
4-3. Анализ устойчивости импульсной системы АРУ . . . . .	90

4-4. Условия устойчивости некоторых импульсных систем АРУ	94
4-5. О переходных процессах в импульсных системах АРУ . . .	102
<b>Глава пятая. Передача усилителем с автоматической регулировкой усиления периодической огибающей сигнала . . . . .</b>	<b>104</b>
5-1. О реакции системы АРУ на сигнал, амплитуда которого изменяется по периодическому закону . . . . .	104
5-2. Искажения системой АРУ синусоидальной огибающей сигнала . . . . .	107
5-3. Искажения синусоидальной огибающей сигнала импульсной системой АРУ . . . . .	114
5-4. Пример. Искажения синусоидальной огибающей сигнала простейшей системой АРУ . . . . .	115
5-5. Прохождение через усилитель с автоматической регулировкой усиления несинусоидальной периодической огибающей сигнала . . . . .	117
5-6. Прохождение через усилитель с системой АРУ первого порядка „прямоугольной“ огибающей сигнала . . . . .	132
<b>Глава шестая. Расчет системы автоматической регулировки усиления . . . . .</b>	<b>139</b>
6-1. Введение . . . . .	139
6-2. Основные характеристики и параметры системы АРУ . . .	140
6-3. Предъявляемые требования и рассчитываемые параметры системы АРУ . . . . .	157
6-4. Расчет стационарного режима . . . . .	160
6-5. Расчет системы АРУ первого порядка . . . . .	165
6-6. Расчет системы АРУ второго порядка . . . . .	175
Заключение . . . . .	182
Приложение . . . . .	186
Литература . . . . .	190

---

---

---

## ВВЕДЕНИЕ

В современных радиотехнических, особенно в радиоприемных, устройствах широко применяются ламповые усилители с автоматической регулировкой усиления (АРУ). Автоматическая регулировка усиления предназначена для того, чтобы обеспечить малые изменения величины сигнала на выходе усилителя при больших изменениях величины сигнала на его входе.

Второй важной задачей, решаемой системой АРУ, является устранение нелинейных искажений в усилителе, которые могут иметь место при передаче полезной информации методом амплитудной модуляции.

Нужно, однако, заметить, что система АРУ, устраняя нелинейные искажения, имеющие место за счет нелинейности ламповых характеристик, может привести к появлению других искажений «оггибающей» сигнала. Физика явления при этом заключается в следующем. Сигнал, воздействуя на цепь АРУ, приводит к появлению напряжения регулирования на ее выходе. При этом, несмотря на наличие фильтра, на выход цепи АРУ в той или иной мере «проходит» и «оггибающая» сигнала.

В результате усиление приемника меняется при данном уровне сигнала под воздействием «оггибающей», что приводит к искажениям закона модуляции на выходе по сравнению со случаем, когда коэффициент усиления не изменяется. При неправильном выборе параметров системы АРУ такие искажения закона модуляции сигнала могут достигать больших величин, что может вызвать нарушение передачи полезной информации. Как будет показано в гл. 5, может произойти даже демодуляция сигнала. В громадном большинстве случаев большие искажения закона модуляции сигнала недопустимы. Отсюда вытекает важность анализа процессов в системе АРУ при приеме амплитудно-модулированного сигнала и синтеза систем АРУ, не искажающих значительно принимаемой информации.



Во многих случаях имеют место быстрые изменения амплитуды входного сигнала, которые сопровождаются переходными процессами в системе АРУ. Естественно стремление уменьшения длительности этих переходных процессов, а также устранения осцилляций, приводящих к дополнительным искажениям «огibaющей» сигнала. В связи с этим весьма важен расчет переходных процессов в системе АРУ. Нужно также учесть, что в некоторых специальных случаях длительность и характер переходных процессов в системе АРУ определяют работоспособность всего радиотехнического устройства. В этих случаях анализ переходных процессов приобретает первостепенное значение.

Если интересоваться наиболее широко распространенными системами АРУ с обратными связями, то, как будет показано в гл. 3 и 4, могут иметь место условия, при которых эти системы самовозбуждаются. В результате выходное напряжение приемника оказывается модулированным даже при отсутствии модуляции на входе. Это явление равносильно прекращению приема полезной информации, поэтому исследование устойчивости систем АРУ представляет существенный интерес. Особенное значение анализ устойчивости приобретает при импульсном методе работы, ибо при этом система АРУ становится системой прерывистого регулирования и может возбуждаться даже при применении простейших фильтров в цепи обратной связи.

Приведенные обстоятельства объясняют большой интерес специалистов в области радиоприема к динамике систем автоматической регулировки усиления. В современной радиотехнической литературе имеется целый ряд исследований систем АРУ. Большая часть работ, в которых содержится описание и исследование автоматической регулировки усиления, посвящена анализу стационарного режима (при отсутствии модуляции) и синтезу цепей АРУ по заданной допустимой величине изменения амплитуды сигнала на выходе приемника и заданному динамическому диапазону на входе. Вопросы классификации систем АРУ, описание физики процессов в этих системах и расчет системы по характеристикам стационарного режима содержатся в книге В. И. Сифорова [Л. 1]. Подобный же расчет, однако проведенный для схем без задержки и с задержкой при учете нелинейности регулировочной характеристики и амплитудной характеристики цепи АРУ, приведен в книге Н. Н. Крылова [Л. 2].

Подробный анализ методов и схем автоматической регулировки усиления с приведением методики расчета стацио-

нарного режима представляет содержание целой главы книги Г. К. Серапина [Л. 3]. Приблизительно тому же кругу вопросов в различных аспектах посвящен еще целый ряд работ [Л. 4—7] и т. д.

В значительно меньшей степени исследованы переходные процессы в системах АРУ. Вопрос рационального выбора постоянной времени простейшего фильтра в цепи АРУ (фильтр  $RC$ ) при некоторых частных предположениях о виде огибающей входного сигнала рассматривается Г. К. Серапиным [Л. 3].

Характер переходных процессов в системе АРУ при применении простейших фильтров в цепи обратной связи исследован В. И. Сифоровым [Л. 8]. Результаты этого исследования дают возможность найти декремент затухания и частоту осцилляций в системе АРУ, содержащей двухзвенный фильтр, при некоторых частных соотношениях параметров фильтра. Эти осцилляции возникают при резких изменениях силы сигнала. Для системы АРУ с однозвенным фильтром в цепи обратной связи в работе находится выражение для эквивалентной постоянной времени.

Примером анализа переходных процессов в простейшей системе АРУ, содержащей в цепи обратной связи фильтр  $RC$ , является работа Штейншлейгера и Плисса [Л. 9].

Эта работа дает совершенно правильный подход к расчету переходных процессов в замкнутой системе АРУ.

Рассмотрение весьма важных вопросов устойчивости системы АРУ, а также искажений синусоидальной огибающей принимаемого сигнала содержится в работе Оливера [Л. 10]. В этой работе система АРУ рассматривается как следящая система, причем входным возмущением считается напряжение задержки АРУ, а реакцией на выходе — напряжение регулирования. Надо заметить, что такой искусственный прием рассмотрения непригоден для анализа всех интересующих практику вопросов. В частности, этот прием не дает возможности расчета переходных процессов. При рассмотрении искажений синусоидальной огибающей при помощи такого приема не учитывается нелинейность системы, в результате чего анализ является нестрогим.

За последние годы все более широкое распространение приобретает импульсный метод работы в радиосвязной, телевизионной и радиолокационной технике. При его применении система АРУ превращается в импульсную систему, имеющую целый ряд особенностей по сравнению с системами непрерывного действия. Если не считать решения некото-

рых частных задач, связанных, например, с детектированием импульсов [Л. 11 и 12] в цепях АРУ, особенности импульсных систем АРУ освещены в литературе явно недостаточно. К таким особенностям, как уже упоминалось, относятся прежде всего вопросы устойчивости импульсных систем АРУ, а также искажения периодических импульсных последовательностей.

Таким образом, перечисленные работы представляют либо решение частных задач для некоторых простейших видов систем АРУ, либо нестрогий анализ некоторых сторон процессов для неимпульсных систем АРУ, рассматриваемых в общем виде. Исключение представляет стационарный режим при отсутствии модуляции, рассмотренный достаточно полно и строго.

В связи с перечисленными обстоятельствами как в целях развития теории, так и для практики имеет большое значение анализ систем АРУ, рассматриваемых в общем виде. Этот анализ должен давать ответы на вопросы об устойчивости систем АРУ, переходных процессах и искажениях периодических огибающих сигналов. Он должен быть проведен с учетом прерывистого характера входного возмущения для часто встречающихся на практике импульсных систем АРУ.

Книга представляет собой попытку построения основ общей теории системы АРУ, затрагивающих все перечисленные вопросы. При этом принят следующий порядок изложения.

В гл. 1 после краткой классификации применяемых систем и их характеристик выводится основное уравнение движения системы АРУ, которое оказывается нелинейным дифференциальным уравнением  $n$ -ного порядка. Обсуждение возможных путей решения этого уравнения приводит к целесообразности применения метода интегрируемой аппроксимации, а именно кусочной линейризации регулировочной характеристики и, кроме того, рассмотрения частных случаев входных возмущений. Линейризация задачи позволяет в случае перепада амплитуды входного напряжения использовать операторный метод анализа.

В гл. 2 исследуются переходные процессы в системе АРУ. Находится реакция системы АРУ, рассматриваемой в общем виде, на перепад входного напряжения. Полученное общее решение применяется для часто встречающихся на практике видов систем.

Гл. 3 посвящена анализу устойчивости систем АРУ. При этом развиваются два метода исследования устойчивости,

основанные соответственно на применении к нелинейной системе АРУ критериев Гурвица — Рауса и Найквиста.

В гл. 4 излагаются основы теории импульсных систем АРУ, которые являются нелинейными системами прерывистого регулирования с параметрической обратной связью. Особое внимание уделяется вопросам устойчивости.

В гл. 5 анализируются искажения периодической огибающей сигнала непрерывными и импульсными системами АРУ. Выводятся расчетные формулы для изменения глубины модуляции, фазового сдвига и коэффициента нелинейных искажений синусоидальной огибающей сигнала, а также формулы для расчета искажений произвольной периодической огибающей.

Гл. 6 посвящена вопросам расчета систем АРУ по заданным статическим и динамическим свойствам.

Таким образом, книга представляет собой изложение основных вопросов динамики систем автоматической регулировки усиления, которые наиболее часто ставятся практикой.

---

## ГЛАВА ПЕРВАЯ

# УРАВНЕНИЯ ДВИЖЕНИЯ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

### 1-1. Классификация систем АРУ

Системы автоматической регулировки усиления могут быть подразделены на обыкновенные и специальные. К последним относятся системы мгновенной автоматической регулировки усиления (МАРУ) и системы временной регулировки усиления (ВРУ). Будем в дальнейшем интересоваться обыкновенной автоматической регулировкой усиления (АРУ).

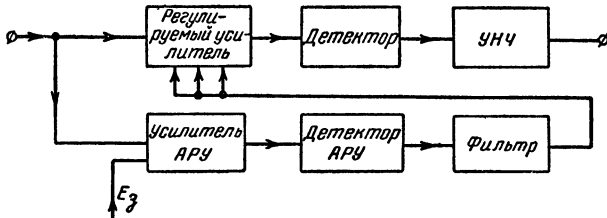


Рис. 1-1. АРУ без обратной связи.

Обыкновенные системы АРУ делятся на системы без обратной связи (рис. 1-1) и системы с обратной связью (рис. 1-2 и 1-3).

Преимуществом системы без обратной связи (регулировки «вперед») является высокое постоянство амплитуды выходного сигнала в весьма широких пределах изменения амплитуды входного сигнала. Недостатками этой системы являются большее время переходных процессов (при применении тех же фильтров, что и в системе с обратной связью) и изменение уровня сигнала на выходе при изменении параметров цепи АРУ (например, коэффициента усиления).

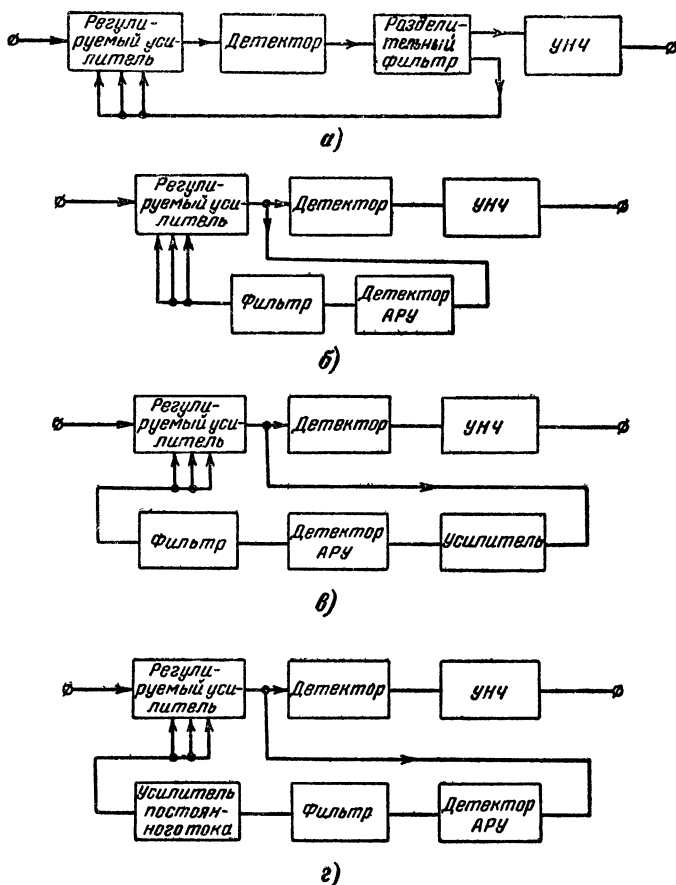


Рис. 1-2. Системы АРУ непрерывного действия.

а — неусиленная АРУ с совмещенным детектированием; б — неусиленная АРУ с раздельным детектированием; в — усиленная АРУ с усилением по переменному току; г — усиленная АРУ с усилением по постоянному току.

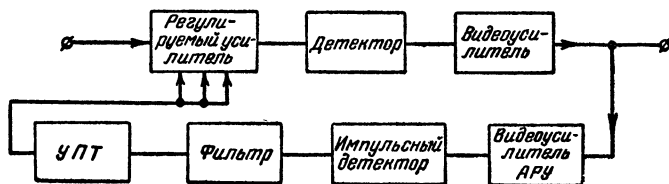


Рис. 1-3. Импульсная система АРУ.

Наиболее широкое распространение нашли системы с обратной связью, анализу которых и посвящена книга. Эти системы подразделяются на системы непрерывного действия (рис. 1-2, а, б, в и г) и импульсные системы (рис. 1-3). Последние отличаются наличием импульсного детектора в цепи обратной связи, которая обычно подключается к выходу видеоусилителя<sup>1</sup>.

Все перечисленные системы АРУ могут быть задержанными либо незадержанными. В первом случае регулировка усиления начинается лишь при превышении сигналом неко-

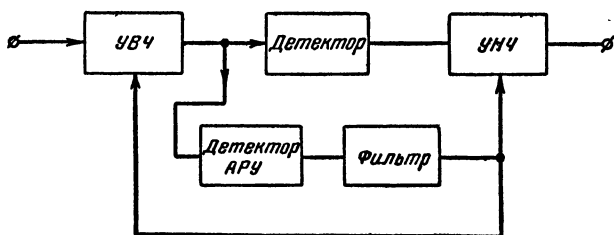


Рис. 1-4. Система АРУ, действующая „назад“ и „вперед“.

торого минимального значения, для чего в цепь АРУ вводится порог срабатывания. Во втором случае этого порога нет, и регулировка усиления происходит при наличии сигналов любой величины.

Системы АРУ делятся также на усиленные (рис. 1-2, в и г) и неусиленные (рис. 1-2, а и б) в зависимости от наличия или отсутствия в цепи АРУ усилителя. Усиление может осуществляться до детектора АРУ (по переменному току) (рис. 1-2, в) и после детектора АРУ (по постоянному току) (рис. 1-2, г).

Если интересоваться системами непрерывного действия, то они могут быть подразделены также по способу детектирования сигнала для получения напряжения регулирования. Именно, может иметь место совмещенное детектирование (рис. 1-2, а) и раздельное детектирование (рис. 1-2, б).

Помимо перечисленных видов схем АРУ, употребляются и более сложные схемы. Так, могут применяться комплексная система регулировки «назад» и «вперед» (рис. 1-4), система АРУ с дополнительной обратной связью в цепи АРУ,

<sup>1</sup> На рис. 1-3 в цепи обратной связи для общности изображены и видеоусилитель и усилитель постоянного тока. Обычно применяется только один из этих усилителей.

предложенная Г. К. Серапиным (рис. 1-5), и многопетлевые системы АРУ при последовательно и параллельно действующих петлях (рис. 1-6, а и б). Все эти системы являются со-

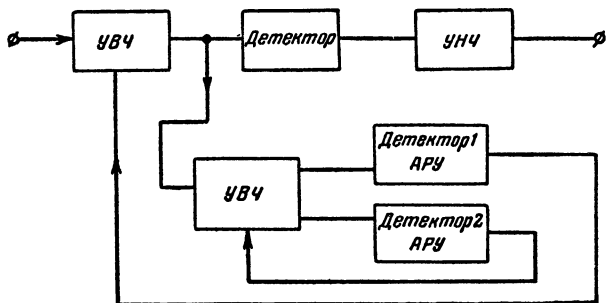


Рис. 1-5. Система АРУ, предложенная Г. К. Серапиным.

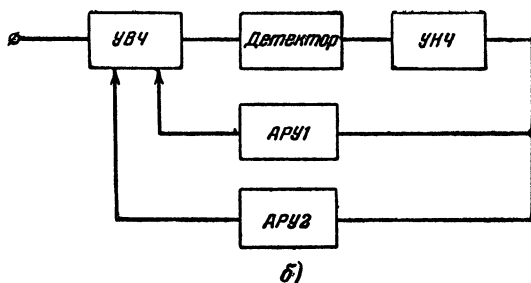
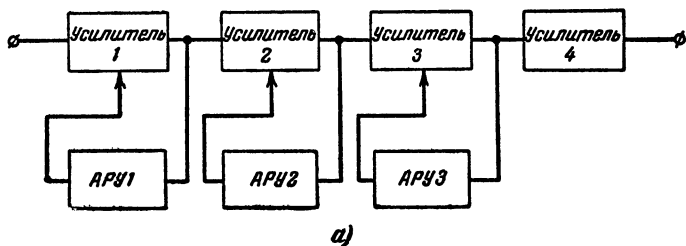


Рис. 1-6. Многопетлевая система АРУ.

а — при последовательно действующих петлях; б — при параллельно действующих петлях.

четанием перечисленных выше простых систем, анализ которых дает возможность исследовать процессы и в этих более сложных схемах.



В качестве регулируемых усилителей<sup>1</sup> в перечисленных системах используются обычно усилители высокой и промежуточной частот, причем регулировке подвергаются каскады с малыми уровнями сигнала. Этим обеспечиваются малые нелинейные искажения в усилителе. Однако с точки зрения принципа работы АРУ могут подвергаться регулировке и каскады усилителя низкой частоты (видеоусилителя при приеме импульсных сигналов). Наиболее распространенным способом регулировки усиления является подача отрицательного регулируемого смещения на управляющие сетки ламп. При этом усиление меняется за счет изменения крутизны анодно-сеточных характеристик ламп. Могут быть осуществлены и другие способы регулировки (например, регулировка экранного напряжения), однако они нашли значительно меньшее распространение.

Примеры принципиальных схем системы АРУ непрерывного действия и импульсной системы АРУ приведены в приложении.

## 1-2. Характеристики и общая блок-схема системы АРУ

Остановимся вкратце на основных характеристиках системы АРУ, необходимых для построения теории этой системы. К таким характеристикам относятся амплитудная характеристика цепи АРУ, амплитудная характеристика регулируемого усилителя при отсутствии и при наличии регулировки усиления, регулировочная характеристика.

Амплитудная характеристика цепи АРУ — это зависимость стационарного значения напряжения регулирования, подаваемого на сетки регулируемых ламп, от стационарной амплитуды выходного напряжения регулируемого усилителя:

$$E_p = \varphi(U_{вых}). \quad (1-1)$$

Обычный вид этой зависимости при отсутствии и при наличии задержки АРУ представлен на рис. 1-7, а и б. При наличии задержки напряжение регулирования начинает отличаться от нуля лишь при превышении выходным напряжением уровня  $U_{вых} = E_z$ , изменяясь при дальней-

---

<sup>1</sup> В целях сокращения записи будем называть усилитель, коэффициент усиления которого подвергается регулировке, «регулируемым усилителем».

шем изменении  $U_{\text{вых}}$  в пределах рабочего диапазона практически по линейному закону. При правильном выборе параметров цепи АРУ нелинейность характеристики сказывается лишь за пределами рабочего диапазона. При отсутствии задержки характеристика линейна, начиная

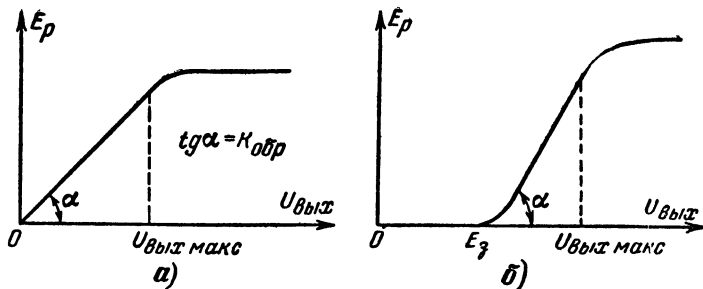


Рис. 1-7. Амплитудная характеристика цепи АРУ.  
а — без задержки; б — с задержкой.

с  $U_{\text{вых}} = 0$ . Угол наклона характеристики к оси абсцисс определяется коэффициентом передачи (усилением) цепи обратной связи ( $K_{\text{об.р.}}$ ):

$$\text{tg } \alpha = K_{\text{об.р.}}$$

Обычный вид амплитудной характеристики регулируемого усилителя, определяющей зависимость амплитуды выходного напряжения ( $U_{\text{вых}}$ ) от амплитуды входного напряжения ( $U_{\text{вх}}$ ) при отсутствии автоматической регулировки усиления, представлен на рис. 1-8. Эту характеристику также можно считать линейной до определенного значения  $U_{\text{вых}} = U_{\text{огр}}$ ; при больших амплитудах сигнала начинает сказываться ограничение в цепях регулируемого усилителя. Угол наклона характеристики к оси абсцисс определяется коэффициентом усиления, подвергающимся регулировке ( $K$ ).

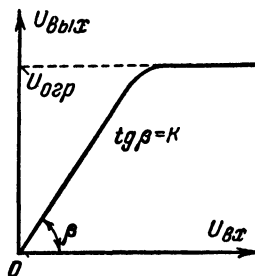


Рис. 1-8. Амплитудная характеристика регулируемого усилителя при отсутствии АРУ.

Амплитудная характеристика регулируемого усилителя при осуществлении АРУ, определяющая качество

регулирования в диапазоне изменения амплитуды входного сигнала, представлена на рис. 1-9, а и б. Эта характеристика имеет различный вид при отсутствии задержки (рис. 1-9,а) и при наличии задержки (рис. 1-9,б). Задержанная (и усиленная) АРУ дает ббльшие возможности с точки зрения сохранения постоянства выходного напряжения в достаточно большом диапазоне изменения входного. Регулировочной характеристикой системы АРУ называется зависимость коэффициента усиления регулируемого усилителя от напряжения регулирования:

$$K = f(E_p). \quad (1-2)$$

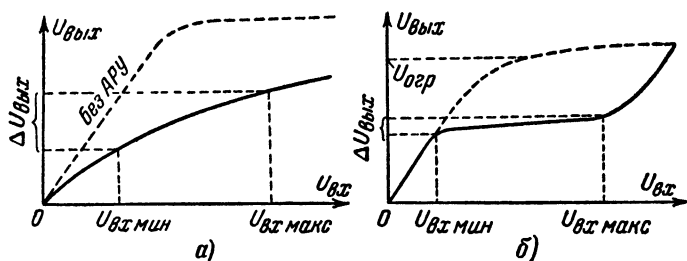


Рис. 1-9. Амплитудная характеристика.  
а — с незадержанной АРУ; б — с задержанной АРУ.

Вид этой зависимости определяется анодно-сеточными характеристиками регулируемых ламп и числом регулируемых каскадов.

Принимая коэффициент усиления каскада равным

$$K_i = S_i R_{oe i},$$

получим для коэффициента усиления всего усилителя

$$K = \prod_{i=1}^{\nu} S_i R_{oe i} K_n, \quad (1-3)$$

где  $K_n$  — коэффициент усиления нерегулируемых каскадов;

$S_i$  и  $R_{oe i}$  — крутизны и эквивалентные сопротивления регулируемых каскадов;

$\nu$  — число регулируемых каскадов.

Зная зависимость  $S_i(E_p)$ , можно по формуле (1-3) построить регулировочную характеристику.

Учитывая обычно нелинейный характер зависимости крутизны лампы от смещения, а также то обстоятельство, что регулировка усиления обычно осуществляется на нескольких каскадах, приходим к выводу о том, что зависимость (1-2) является нелинейной. Особенно ярко эта нелинейность проявляется в случае большого диапазона регулировки. Типичный вид регулировочной характеристики представлен на рис. 1-10. Из физических соображений эта характеристика должна быть непрерывной и монотонно-убывающей в рабочем диапазоне изменения  $E_p$ , ибо только в этом случае росту напряжения регулирования будет соответствовать уменьшение усиления.

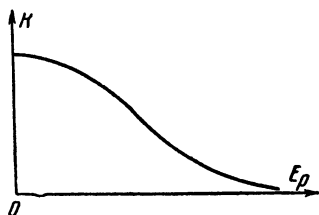


Рис. 1-10. Регулировочная характеристика системы АРУ.

Для всех перечисленных выше видов систем АРУ с обратной связью как непрерывного действия, так и импульсных может быть составлена одна эквивалентная

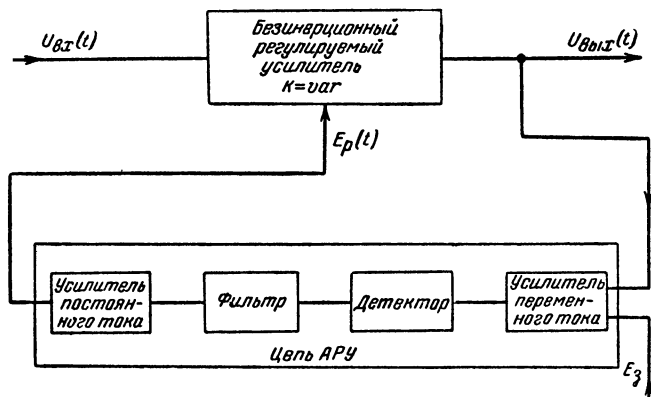


Рис. 1-11. Общая эквивалентная схема системы АРУ.

блок-схема рис. 1-11. Эта схема отражает то обстоятельство, что любая система АРУ содержит регулируемый усилитель и цепь обратной связи (цепь АРУ). Регулируемый усилитель может быть усилителем высокой, про-

межуточной или низкой частот (видеоусилителем при импульсной работе), может содержать и все перечисленные виды усилителей, а также детекторы. С точки зрения принципа действия и анализа системы АРУ состав этого усилителя безразличен. Важно лишь то, что этот усилитель практически безинерционен и интересующие нас свойства его заданы амплитудной и регулировочной характеристиками. В подавляющем большинстве случаев регулируемый усилитель можно считать линейным в некотором диапазоне амплитуд сигнала.

Цепь АРУ, рассматриваемая в общем виде, содержит усилители по переменному и по постоянному току, детектор и фильтр. В один из каскадов этой цепи вводится порог срабатывания (напряжение задержки АРУ). Детектор АРУ при непрерывной работе осуществляет детектирование высокочастотных колебаний, при импульсной работе — детектирование видеоимпульсов. Устранением тех или иных элементов цепи АРУ мы получим частные виды цепей, приведенные выше. В частности, при отсутствии усилителей имеет место неусиленная АРУ, при  $E_s = 0$  — незадержанная АРУ. Существенным для анализа является не способ построения каждой данной цепи АРУ, а линейность ее амплитудной характеристики в рабочем диапазоне (рис. 1-7) и инерционность, обязанная своим происхождением наличию фильтра.

Таким образом, может быть составлена общая блок-схема системы АРУ с обратной связью, которая является основой для анализа таких систем в общем виде.

### **1-3. Уравнения движения системы автоматической регулировки усиления**

Система автоматической регулировки усиления (рис. 1-12) состоит из регулируемого усилителя и цепи обратной связи (цепь АРУ). Входным возмущением системы  $U_{вх}(t)$  как при непрерывной, так и при импульсной работе следует считать амплитуду сигнала на входе усилителя. При этом, как будет показано в последующих главах, импульсный характер сигнала может в большинстве случаев не учитываться, если длительность процессов установления в цепях АРУ значительно больше периода чередования импульсов  $T_u$ . Реакцией на выходе системы является амплитуда сигнала на выходе усили-

теля  $U_{\text{вых}}(t)$ . На цепь обратной связи воздействует разность

$$U_1(t) = U_{\text{вых}}(t) - E_3, \quad (1-4)$$

где  $E_3$  — напряжение задержки АРУ, пересчитанное ко входу цепи АРУ\*.

Реакцией на выходе цепи обратной связи является напряжение регулирования  $E_p(t)$ , которое в большинстве случаев подается на управляющие сетки регулируемых ламп усилителя. Изменение напряжения  $E_p$  приводит к изменению крутизны ламп, а следовательно, коэф-

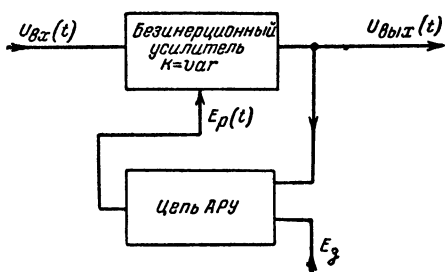


Рис. 1-12. Общая эквивалентная схема системы АРУ.

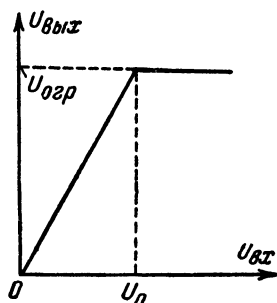


Рис. 1-13. Идеализированная амплитудная характеристика регулируемого усилителя.

фициента усиления регулируемого усилителя  $K$ . Таким образом, реакция на выходе системы воздействует через цепь обратной связи не на входное возмущение, а на параметр системы (параметрическая обратная связь), что обуславливает, как будет показано ниже, нелинейность системы.

Будем полагать, что усилитель, подвергаемый регулировке, может рассматриваться как безинерционный<sup>1</sup>. Будем также считать, что при каждом данном значении усиления имеет место работа в линейном участке амплитудной характеристики усилителя, за пределами которого имеет место идеальное ограничение (рис. 1-13).

\* Физически напряжение  $E_3$  может быть введено в любом из каскадов цепи обратной связи.

<sup>1</sup> Переходные процессы в усилителе имеют значительно большую скорость, чем переходные процессы в цепи АРУ.

Для большинства случаев практики такая идеализация амплитудной характеристики вполне законна (линейные приемники).

В приведенных предположениях связь между входным возмущением и реакцией на выходе усилителя может быть выражена как

$$U_{\text{вых}}(t) = K(t)U_{\text{вх}}(t). \quad (1-5)$$

Цепь обратной связи системы АРУ содержит в общем случае усилитель, детектор и фильтр. Если предположить работу усилителя

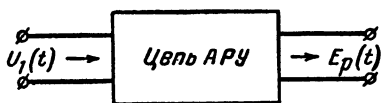


Рис. 1-14. Цепь АРУ как четырех- полюсник.

в линейном режиме, а также „линейный“ режим детектора (см. гл. 4), то цепь обратной связи представит собой линейный четырех- полюсник (рис. 1-14).

Связь между входом и выходом этого четырехполюсника определится в общем виде линейным дифференциальным уравнением  $n$ -ного порядка

$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n E_p}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} E_p}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 E_p(t) = \\ = c_m \frac{d^m U_1}{dt^m} + c_{m-1} \frac{d^{m-1} U_1}{dt^{m-1}} + \dots + U_1(t). \end{aligned} \quad (1-6)$$

В уравнении (1-6) для нормировки коэффициентов положено  $c_0 = 1$ , что не нарушает общности.

Учтя (1-4), можно переписать (1-6) в виде:

$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n E_p}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} E_p}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 E_p(t) = c_m \frac{d^m U_{\text{вых}}}{dt^m} + \\ + c_{m-1} \frac{d^{m-1} U_{\text{вых}}}{dt^{m-1}} + \dots + U_{\text{вых}}(t) - E_s. \end{aligned} \quad (1-7)$$

Порядок и коэффициенты уравнения (1-7) определяются примененным фильтром, ибо все элементы этой цепи, за исключением фильтра, могут рассматриваться как безинерционные<sup>1</sup>.

<sup>1</sup> Величины коэффициентов зависят также от коэффициента усиления цепи АРУ.

Для получения системы уравнений замкнутой системы АРУ нужно использовать связь между напряжением регулирования  $E_p$  и коэффициентом усиления  $K$ . Эта связь выражается регулировочной характеристикой усилителя (1-2)

$$K = f(E_p)^*.$$

Типичный вид регулировочной характеристики приведен на рис. 1-10.

В случае изменения  $E_p$  во времени

$$K(t) = f[E_p(t)].$$

Уравнения (1-5), (1-7) и (1-2) составляют систему уравнений, определяющую процессы в системе АРУ, при любом данном виде входного возмущения  $U_{sx}(t)$ .

Объединяя эти уравнения в одно, получим

$$\begin{aligned} & a_n \frac{d^n E_p}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} E_p}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 E_p(t) = \\ & = c_m \frac{d^m}{dt^m} \{U_{sx}(t) f[E_p(t)]\} + c_{m-1} \frac{d^{m-1}}{dt^{m-1}} \{U_{sx}(t) f[E_p(t)]\} + \\ & + \dots + U_{sx}(t) f[E_p(t)] - E_s. \end{aligned} \quad (1-8)$$

Вводя символ линейного дифференциального оператора

$$F_{1(n)}[ ] = a_n \frac{d^n}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} + \dots + a_0$$

и

$$F_{2(m)}[ ] = c_m \frac{d^m}{dt^m} + c_{m-1} \frac{d^{m-1}}{dt^{m-1}} + \dots + c_1 \frac{d}{dt} + 1,$$

можем переписать уравнение (1-8) в виде:

$$F_{1(n)}[E_p(t)] = F_{2(m)}[U_{sx}(t) f[E_p(t)]] - E_s. \quad (1-9)$$

---

\* За счет влияния цепей „развязки“ и цепей экранированных сеток регулируемых каскадов связь между коэффициентом усиления  $K$  и напряжением регулирования  $E_p$  выражается, вообще говоря, дифференциальным, а не алгебраическим уравнением. Однако, если считать, что процессы в этих цепях либо настолько быстры, что их длительностью можно пренебречь, либо настолько медленны, что анодные и экранирующие напряжения являются медленно меняющимися функциями по сравнению с  $E_p(t)$ , то с достаточной степенью точности справедливо уравнение (1-2).



Уравнение (1-8) представляет собой дифференциальное уравнение системы автоматической регулировки усиления в общем виде.

Учитывая нелинейный характер зависимости  $K=f(E_p)$ , входящей в уравнение (1-8), приходим к выводу, что уравнение системы АРУ является нелинейным и, следовательно, рассматриваемая задача относится к нелинейным задачам автоматического регулирования. Более того, даже при линейном характере зависимости  $K=f(E_p)$  система остается нелинейной за счет параметрической обратной связи.

Действительно, при линейной зависимости  $f(E_p)$  коэффициенты получающегося уравнения зависят от вида  $U_{вх}(t)$ . При каждом данном виде функции  $U_{вх}(t)$  имеет место линейное уравнение с переменными коэффициентами. Однако при изменении вида входного возмущения меняется не только вид свободного члена, но и вид уравнения системы.

Так, например, в случае изменения амплитуды входного сигнала по линейному закону будет иметь место уравнение с переменными коэффициентами, по линейному закону зависящими от времени. При наличии синусоидальной огибающей сигнала уравнение системы превратится в линейное уравнение, коэффициенты которого имеют переменную составляющую, изменяющуюся по закону синуса и т. д.

В результате входное возмущение следует считать переменным параметром системы. Система АРУ при таком подходе эквивалентна бесчисленному множеству линейных систем с переменными параметрами соответственно бесчисленному множеству возможных видов входных возмущений  $U_{вх}(t)$ .

Вследствие того, что при переходе от одного вида  $U_{вх}(t)$  к другому меняется вид уравнения, к системе АРУ при линейной  $f(E_p)$  неприменим принцип суперпозиции, на котором основаны методы анализа линейных систем. Таким образом, система АРУ, рассматриваемая как одна система при произвольном виде входного возмущения, является нелинейной системой даже при линейной регулировочной характеристике.

Нелинейность, обязанная своим происхождением параметрическому характеру обратной связи, уничтожается,

если рассматривать конкретные частные виды входных возмущений. Такое рассмотрение находится в соответствии и с характером многих задач, возникающих при исследовании системы АРУ, ибо для решения этих задач нет необходимости рассматривать воздействие входного возмущения произвольного вида.

В часто встречающемся на практике частном случае, когда в уравнение цепи обратной связи не входят производные входного возмущения, т. е. при

$$c_k = 0, \text{ где } k = 1, 2, 3, \dots, m, \quad (1-10)$$

уравнение системы АРУ принимает более простой вид:

$$F_{1(n)}[E_p(t)] = U_{ex}(t)f[E_p(t)] - E_s. \quad (1-11)$$

Из физических соображений ясно, что коэффициент усиления  $K$  является функцией  $E_p$ , однозначной и непрерывной на всей оси  $E_p$ . Эта функция может быть представлена в виде ряда по степеням  $E_p$ :

$$K = b_0 - b_1 E_p + b_2 E_p^2 - b_3 E_p^3 + \dots \quad (1-12)$$

Практически можно ограничиться конечным числом членов этого ряда.

В частном случае при  $b_k = 0$ , где  $k = 1, 2, 3, \dots$ ,  $K = b_0$ , и уравнения (1-8) и (1-11) превращаются в линейные с постоянными коэффициентами, не зависящими от  $U_{ex}(t)$ . Этот случай независимости коэффициента усиления от напряжения регулирования соответствует разомкнутой системе АРУ.

Помимо случая разомкнутой системы АРУ, существует еще один случай, в котором задача анализа при каждом данном виде  $U_{ex}(t)$  сводится к решению линейного уравнения, однако с переменными коэффициентами. Как уже упоминалось, это случай линейной зависимости  $K$  от  $E_p$ .

Допустим, что  $b_k = 0$ , при  $k = 2, 3, 4, \dots$ , тогда

$$K = b_0 - b_1 E_p, \quad (1-13)$$

и регулировочная характеристика будет иметь вид, представленный на рис. 1-15.

При подстановке (1-13) в (1-8) получим в правой части равенства члены, содержащие напряжение  $E_p(t)$  и его

производные. Коэффициенты при этих членах будут являться функциями  $U_{ex}(t)$ .

В случае выполнения условия (1-10) подстановка (1-13) в уравнение системы АРУ (1-11) дает:

$$F_{1(n)}[E_p(t)] = U_{ex}(t)[b_0 - b_1 E_p(t)] - E_s, \quad (1-14)$$

или

$$a_n \frac{d^n E_p}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} E_p}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dE_p}{dt} + [a_0 + b_1 U_{ex}(t)] E_p(t) = b_0 U_{ex}(t) - E_s. \quad (1-15)$$

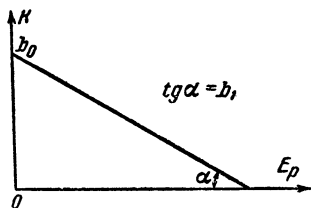


Рис. 1-15. Линейная регулировочная характеристика.

В этом случае задача при заданном  $U_{ex}(t)$  свелась к решению линейного уравнения, причем коэффициент при  $E_p(t)$  является функцией времени, остальные же коэффициенты постоянны.

Значение случая линейной зависимости  $K$  от  $E_p$  не ограничивается возможностью решения задачи при наличии идеализированной регулировочной характеристики рис. 1-15.

Как будет показано ниже, к этому случаю можно свести анализ и при более сложной зависимости  $K = f(E_p)$ .

Таким образом, получены дифференциальные уравнения системы АРУ, рассматриваемой в общем виде. Пользуясь этими уравнениями, можно, принципиально рассуждая, найти процессы в системе при любом данном виде входного возмущения  $U_{ex}(t)$ . Остановимся прежде всего на частном виде входного возмущения, который будет иметь большое значение в последующем анализе.

#### 1-4. Уравнения системы АРУ при $U_{ex}(t) = A = \text{const}$

Рассмотрение воздействия на вход регулируемого усилителя напряжения постоянной амплитуды дает возможность проанализировать статическую ошибку системы АРУ, т. е. величину изменения напряжения на выходе  $\Delta U_{вых}$  при изменении напряжения на входе в заданном диапазоне. Это рассмотрение дает также возможность определить устойчивость системы АРУ при каждом данном значении входного напряжения. Наконец, оно дает

возможность найти реакцию системы АРУ на скачок входного напряжения, т. е. определить наиболее важную характеристику переходных процессов.

Допустим, что

$$U_{ex}(t) = \begin{cases} 0 & t < 0; \\ A & t \geq 0. \end{cases} \quad (1-16)$$

Тогда в соответствии с (1-5) для моментов  $t > 0$

$$U_{вых}(t) = AK(t) = Af[E_p(t)]. \quad (1-17)$$

Соответственно основное дифференциальное уравнение системы АРУ (1-9) примет вид:

$$F_{1(n)}[E_p(t)] = AF_{2(m)}[f[E_p(t)]] - E_s. \quad (1-18)$$

В рассмотренном выше важном частном случае  $c_k = 0$  уравнение системы (1-11) переписывается в виде:

$$F_{1(n)}[E_p(t)] = Af[E_p(t)] - E_s. \quad (1-19)$$

В случае линейной зависимости коэффициента усиления от напряжения регулирования (1-13)

$$\begin{aligned} F_{2(m)}[f[E_p(t)]] &= F_{2(m)}[b_0 - b_1 E_p(t)] = \\ &= b_0 - b_1 \left[ c_m \frac{d^m E_p}{dt^m} + c_{m-1} \frac{d^{m-1} E_p}{dt^{m-1}} + \right. \\ &\quad \left. + \dots + c_1 \frac{d E_p}{dt} + E_p(t) \right], \end{aligned} \quad (1-20)$$

и уравнение (1-18) принимает вид:

$$F_{1(n)}[E_p(t)] = A \{ b_0 - b_1 F_{2(m)}[E_p(t)] \} - E_s. \quad (1-21)$$

Таким образом, к виду (1-21) сводится дифференциальное уравнение системы АРУ в общем виде в случае, если интересна реакция на перепад входного возмущения  $U_{ex} = A$  и если регулировочная характеристика  $K = f(E_p)$  линейна. В развернутом виде уравнение (1-21) переписывается как

$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n E_p}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} E_p}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 E_p(t) = \\ = (Ab_0 - E_s) - Ab_1 \left[ c_m \frac{d^m E_p}{dt^m} + c_{m-1} \frac{d^{m-1} E_p}{dt^{m-1}} + \dots + E_p(t) \right], \end{aligned}$$

или окончательно

$$h_n \frac{d^n E_p}{dt^n} + h_{n-1} \frac{d^{n-1} E_p}{dt^{n-1}} + \dots + h_1 \frac{d E_p}{dt} + h_0 E_p(t) = A b_0 - E_s. \quad (1-22)$$

В случае  $n \geq m$ , который практически всегда имеет место, коэффициенты полученного уравнения  $h_\nu$  определяются формулами

$$\left. \begin{aligned} h_\nu &= a_\nu && \text{при } \nu > m; \\ h_\nu &= a_\nu + c_\nu b_1 A && \text{при } \nu \leq m. \end{aligned} \right\} \quad (1-23)$$

Согласно наложенному выше условию нормировки  $c_0 = 1$ .

Таким образом, при наложенных ограничениях ( $U_{ex} = A$ ;  $K = b_0 - b_1 E_p$ ) дифференциальное уравнение системы АРУ является линейным уравнением с постоянными коэффициентами. Нелинейность системы проявляется при этом лишь в зависимости величин коэффициентов уравнения  $h_\nu$  от величины сигнала на входе усилителя А.

В результате при каждом данном значении амплитуды входного сигнала оказываются справедливыми методы анализа линейных систем.

### 1-5. Возможные пути решения дифференциального уравнения АРУ

Для нахождения общих методов решения задач о переходных процессах в системах АРУ, а также об устойчивости этих систем и об искажениях „оггибающей“ принимаемого сигнала необходимо найти решение основного уравнения АРУ (1-8).

Это решение нужно искать при соответствующих видах входного возмущения. В частности, для решения ряда важных задач, упомянутых в предыдущем параграфе, нужно решать уравнение системы АРУ при  $U_{ex} = \text{const}$ .

Нахождение точного решения дифференциального уравнения АРУ при произвольном нелинейном характере зависимости  $K = f(E_p)$  по всей видимости невозможно. Следовательно надо либо находить точные решения для частных случаев указанной зависимости и уравнений определенного, вообще говоря невысокого, порядка, либо

использовать один из существующих методов нахождения приближенного решения.

Первый из перечисленных путей обладает следующими недостатками. Количество случаев, для которых можно найти строгие решения, весьма ограничено, ибо класс нелинейных дифференциальных уравнений, решения которых могут быть выражены в аналитическом виде, невелик.

Многие точные решения, к которым приводит рассматриваемый метод, оказываются весьма громоздкими и поэтому непригодными для инженерной практики.

Поэтому целесообразно пойти по второму пути решения задачи анализа систем АРУ, по пути нахождения приближенного решения, обладающего достаточной для практики степенью точности.

Основной задачей является не нахождение процессов в какой-либо конкретной системе, а обоснование общего метода расчета этих процессов. Поэтому непригодными оказываются методы численного интегрирования. Для уравнений высокого порядка мало пригодны также методы приближенного решения точных уравнений [Л. 13], такие как методы малого параметра, медленно меняющихся амплитуд, последовательных приближений и т. д.

В результате единственным из широко распространенных методов теории колебаний, применимым для решения дифференциального уравнения системы АРУ, является метод интегрируемой аппроксимации.

Именно, представляется целесообразным применить кусочно-линейную аппроксимацию регулировочной характеристики  $K=f(E_p)$  (рис. 1-16).

Такая аппроксимация нелинейной регулировочной характеристики системы, а также рассмотрение частных видов входных возмущений  $U_{ex}(t)$ , определяющих основные практические характеристики системы АРУ, позволяет линеаризовать задачу и использовать широко развитые методы анализа линейных систем.

## 1-6. Метод кусочно-линейной аппроксимации

При кусочно-линейной аппроксимации регулировочной характеристики (1-2) (рис. 1-16), ось абсцисс разбивается на частичные интервалы

$$E_{p\ k-1} < E_p < E_{p\ k},$$

на каждом из которых регулировочная характеристика представляется линейным законом.

$$K = b_{0(k)} - b_{1(k)} E_p. \quad (1-24)$$

Коэффициенты  $b_{0(k)}$  и  $b_{1(k)}$  принимают различное значение на разных частичных интервалах.

Общее уравнение системы автоматической регулировки усиления (1-9) разбивается при этом на цепь уравнений вида:

$$F_{1(n)} [E_p(t)] = F_{2(m)} [U_{ex}(t) [b_{0(k)} - b_{1(k)} E_p(t)]] - E_s, \quad (1-25)$$

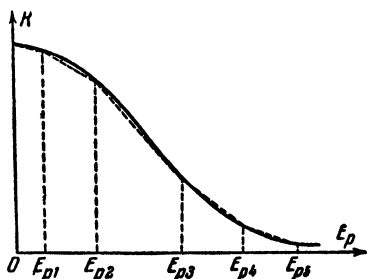


Рис. 1-16. Кусочная линейризация регулировочной характеристики.

которые при каждом данном виде функции  $U_{ex}(t)$  являются линейными.

В рассмотренном выше частном случае, когда удовлетворяется условие (1-10), при кусочно-линейной аппроксимации получается цепь уравнений вида (1-14).

В результате решения уравнений (1-25) может быть получен процесс в системе АРУ в виде кусочной функции времени.

При этом к уравнениям (1-25) должны „припасовываться“ соответствующие начальные условия. Если процессы, которые имеют место при изменении  $E_p$  на  $k$ -том интервале, являются продолжением процессов, характеризовавшихся изменением  $E_p$  на  $(k-1)$ -том интервале, начальные условия определяются решением уравнения, справедливого на  $(k-1)$ -том интервале.

Если интересоваться случаем  $U_{ex}(t) = A = \text{const}$ , задача анализа системы АРУ сведется при использовании кусочно-линейной аппроксимации к решению цепи уравнений вида (1-22), т. е.

$$h_n \frac{d^n E_p}{dt^n} + h_{n-1} \frac{d^{n-1} E_p}{dt^{n-1}} + \dots + h_0 E_p(t) = A b_{0(k)} - E_s, \quad (1-26)$$

где коэффициенты

$$h_\nu = a_\nu \quad \text{при } \nu > m$$

и

$$h_\nu = a_\nu + c_\nu b_{1(k)} A \text{ при } \nu \leq m. \quad (1-27)$$

Уравнения вида (1-26) являются линейными с постоянными коэффициентами. Поэтому для нахождения процессов на каждом интервале изменения  $E_p$  можно применять методы анализа линейных систем. Нелинейность системы сказывается, во-первых, в зависимости коэффициентов уравнения от величины сигнала (нелинейность за счет параметрической обратной связи) и, во-вторых, в изменении этих коэффициентов при переходе от одного интервала к другому (нелинейность регулировочной характеристики).

Получаемое применением предлагаемого метода решение явится приближенным, однако выбором достаточного числа участков, на которых регулировочная характеристика рассматривается как линейная, можно получить, принципиально рассуждая, любую точность. В большинстве случаев практики кривая  $K = f(E_p)$  может быть аппроксимирована с достаточной точностью тремя-четырьмя отрезками прямых. Поэтому рассматриваемый метод анализа систем АРУ не является громоздким. Более того, обычно изменения коэффициента усиления, имеющие место при переходных процессах в замкнутой системе АРУ, относительно невелики и обеспечиваются малыми изменениями  $E_p$ .

Это происходит из-за того, что при быстрых изменениях амплитуды входного сигнала на большую величину обычно происходит ограничение в регулируемом усилителе, и система АРУ в течение определенного интервала времени работает как разомкнутая (см. гл. 2). В течение части времени переходного процесса, предшествующей моменту установления, ограничение уже не сказывается и система является замкнутой. Однако эта часть процесса соответствует уже небольшому изменению коэффициента усиления  $K$  и напряжения регулирования  $E_p$ .

Таким образом, для решения многих практических задач на переходные процессы как для больших, так и для малых изменений амплитуды сигнала достаточно рассматривать лишь один линейный участок регулировочной характеристики.

Если интересоваться вопросом устойчивости, достаточно рассматривать малые отклонения от положения



равновесия<sup>1</sup>. Следовательно, можно ограничиться одним линейным участком регулировочной характеристики вблизи точки, соответствующей положению равновесия, что соответствует и общему принципу Ляпунова определения устойчивости нелинейных систем [Л. 14].

При решении задач об искажениях периодических огибающих сигнала системой АРУ обычно также достаточно рассматривать один линейный участок регулировочной характеристики. Объяснение этого обстоятельства заключается в том, что большие искажения огибающей обычно недопустимы, а следовательно, переменная составляющая напряжения  $E_p$  обязательно должна быть мала и не должна выходить за пределы одного линейного участка характеристики,

Следовательно, при решении многих важных для практики задач достаточно ограничиваться рассмотрением лишь одного участка аппроксимации, что и оправдывает применение принятого метода.

## 1-7. Применение операторного метода при решении дифференциальных уравнений системы АРУ

Как будет показано в последующих главах, некоторые важные задачи анализа системы АРУ сводятся к решению уравнений АРУ при  $U_{ax} = A = \text{const}$ , т. е. уравнений (1-26). К этим уравнениям среди прочих методов решения линейных задач применим операторный метод [Л. 15].

Применим к уравнению (1-26) преобразование Лапласа, учитывая, что

$$L \frac{d^k E_p}{dt^k} = p^k \overline{E_p}(p) - p^{k-1} E_p(0) - p^{k-2} E_p'(0) - \dots - E_p^{(k-1)}(0),$$

где

$$\overline{E_p}(p) = LE_p(t)^*,$$

а  $E_p^{(v)}(0)$  — значение производной порядка  $v$  от напряже-

<sup>1</sup> Подразумевается устойчивость при отсутствии амплитудной модуляции либо случай, когда коэффициент передачи цепи АРУ на частоте модуляции мал.

\* Здесь и в дальнейшем преобразованные по Лапласу функции будем обозначать теми же символами, что и преобразуемые функции, с чертой сверху.

ния регулирования в момент времени  $t=0$  ( $\nu=0, 1, 2, 3, \dots, k-1$ ). При этом получим:

$$\begin{aligned} & \overline{E}_p(p) [h_n p^n + h_{n-1} p^{n-1} + \dots + h_1 p + h_0] - \\ & - E_p(0) \sum_{i=1}^n h_i p^{i-1} - E'_p(0) \sum_{i=2}^n h_i p^{i-2} - \\ & - E_p^{(n-1)}(0) h_n = \frac{Ab_{0(k)} - E_s}{p}. \end{aligned}$$

Преобразуя последнее уравнение, имеем:

$$\overline{E}_p(p) \sum_{i=0}^n h_i p^i = \frac{Ab_{0(k)} - E_s}{p} + \sum_{\nu=0}^{n-1} E_p^{(\nu)}(0) \sum_{i=\nu+1}^n h_i p^{i-(\nu+1)}, \quad (1-28)$$

или

$$\overline{E}_p(p) = \frac{(Ab_{0(k)} - E_s) + \sum_{\nu=0}^{n-1} E_p^{(\nu)}(0) \sum_{i=\nu+1}^n h_i p^{i-\nu}}{p \sum_{i=0}^n h_i p^i}. \quad (1-29)$$

Выражение (1-29) определяет преобразованное по Лапласу напряжение регулирования.

В случае нулевых начальных условий, т. е.

$$E_p^{(\nu)}(0) = 0 \quad (\nu=0, 1, 2, 3, \dots, n-1),$$

вид „изображения“  $\overline{E}_p(p)$  упрощается:

$$\overline{E}_p(p) = \frac{Ab_{0(k)} - E_s}{p \sum_{i=0}^n h_i p^i}. \quad (1-30)$$

Напряжение регулирования как функция времени  $E_p(t)$  может быть найдено по „изображению“ (1-29) или (1-30) путем применения формул и теорем операционного исчисления.

Таким образом, линеаризация дифференциальных уравнений системы АРУ приводит к простым способам определения процессов в системе.

В последующих главах предложенный путь анализа систем АРУ будет применен для рассмотрения основных интересующих практику вопросов. При этом мы прежде всего остановимся на анализе переходных процессов в системах АРУ и на устойчивости этих систем.

## ГЛАВА ВТОРАЯ

### ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

#### 2-1. Реакция системы АРУ на перепад амплитуды входного напряжения

Реакция замкнутой системы автоматической регулировки усиления на скачкообразное изменение входного возмущения  $U_{вх}(t)$  является наиболее важной характеристикой переходных процессов в системе. Эта реакция определяет процесс в системе при быстрых по сравнению с длительностью самого процесса изменениях амплитуды сигнала на входе усилителя. Рассмотрение реакции на перепад при  $t \rightarrow \infty$  дает возможность проанализировать статическую ошибку системы АРУ.

Если величина перепада на входе усилителя  $U_{вх} = A$  не слишком велика, так что за все время переходного процесса не имеет места ограничение сигнала в усилителе, реакция системы  $E_p(t)$  на перепад входного напряжения определится из решения цепи уравнений (1-26). Если решать эти уравнения операторным методом, то „изображение“ реакции  $\overline{E}_p(p)$  находится по формуле (1-29)

$$\overline{E}_p(p) = \frac{(Ab_{0(k)} - E_3) + \sum_{\nu=0}^{n-1} E_p^{(\nu)}(0) \sum_{i=\nu+1}^n h_i p^{i-\nu}}{p \sum_{i=0}^n h_i p^i}.$$

Придадим этой формуле несколько иной вид, для чего прежде всего введем понятие о функции передачи цепи обратной связи.

Обратимся к уравнению цепи обратной связи (1-6). Применяя к этому уравнению преобразование Лапласа и составляя функцию передачи как

$$\Phi(p) = \frac{\overline{E}_p(p)}{U_1(p)}, \quad (2-1)$$

имеем:

$$\Phi(p) = \frac{c_m p^m + c_{m-1} p^{m-1} + \dots + c_1 p + 1}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0}. \quad (2-2)$$

Обозначая

$$\left. \begin{aligned} U(p) &= \sum_{i=0}^m c_i p^i \quad (c_0 = 1) \\ W(p) &= \sum_{i=0}^n a_i p^i, \end{aligned} \right\} \quad (2-3)$$

получим:

$$\Phi(p) = \frac{U(p)}{W(p)}. \quad (2-4)$$

При учете введенных обозначений, а также значений коэффициентов  $h_i$  сумма, входящая в знаменатель  $\overline{E}_p(p)$ , переписывается в виде:

$$\sum_{i=0}^n h_i p^i = \sum_{i=0}^n a_i p^i + Ab_{1(k)} \sum_{i=0}^m c_i p^i = W(p) + Ab_{1(k)} U(p).$$

Введем обозначение

$$X(p, E_p^{(\nu)}(0)) = \sum_{\nu=0}^{n-1} E_p^{(\nu)}(0) \sum_{i=\nu+1}^n h_i p^{i-\nu} \quad (2-5)$$

и назовем функцию (2-5) функцией начальных условий. При нулевых начальных условиях, т. е. при

$$E_p^{(\nu)}(0) = 0 \quad (\nu = 0, 1, 2, 3, \dots, n-1)$$

функция начальных условий обращается в нуль:

$$X(p, 0) = 0.$$

„Изображение“ напряжения регулирования может быть теперь переписано в виде

$$\bar{E}_p(p) = \frac{(Ab_{0(k)} - E_s) + X(p, E_p^{(v)}(0))}{p[W(p) + Ab_{1(k)}U(p)]}$$

или, вынося за скобки  $U(p)$ :

$$\bar{E}_p(p) = \frac{(Ab_{0(k)} - E_s) + X(p, E_p^{(v)}(0))}{p \left[ \frac{1}{\Phi(p)} + Ab_{1(k)} \right] U(p)}. \quad (2-6)$$

Формулы (1-29) и (2-6) определяют операторное „изображение“ напряжения регулирования на соответствующих интервалах изменения  $E_p$ . Начальные условия  $E_p^{(v)}(0)$ , входящие в эти формулы, определяются решениями, справедливыми на соседних по отношению к рассматриваемому участкам изменения  $E_p$ .

В случае, если процесс в системе АРУ начинается от стационарного состояния на рассматриваемом интервале,

$$\begin{aligned} E_p(0) &= E_{pк} \\ E_p^{(v)}(0) &= 0 \quad (v = 1, 2, 3 \dots) \end{aligned}$$

и функция начальных условий  $X$  в уравнении (2-6) приобретает более простой вид:

$$X(p, E_p(0)) = E_{pк} \sum_{i=1}^n h_i p^i. \quad (2-7)$$

Формулы для функции начальных условий (2-5) и (2-7) могут быть записаны также в развернутом виде через коэффициенты  $a_i$  и  $c_i$  функции передачи цепи обратной связи

$$\begin{aligned} X(p, E_p^{(v)}(0)) &= \sum_{v=0}^{n-1} \left\{ E_p^{(v)}(0) \left[ \sum_{i=v+1}^n a_i p^{i-v} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + b_{1(k)} A \sum_{i=v+1}^m c_i p^{i-v} \right] \right\}; \end{aligned} \quad (2-8)$$

$$X(p, E_p(0)) = E_{pк} \left[ \sum_{i=1}^n a_i p^i + b_{1(k)} A \sum_{i=1}^m c_i p^i \right]. \quad (2-9)$$

Приведенные формулы дают возможность в любом случае найти „изображение“ реакции системы на перепад входного напряжения по заданной величине этого перепада  $A$  и по параметрам системы.

Действительно,  $b_{0(k)}$  и  $b_{1(k)}$  известны, если задана регулировочная характеристика усилителя.  $E_s$  представляет собой уровень напряжения на выходе усилителя, при превышении которого начинается регулировка усиления. Для получения остальных параметров, входящих в формулы, достаточно обычным образом составить функцию передачи цепи обратной связи и представить ее в виде (2-2). Тем самым будут определены коэффициенты  $a_i$  и  $c_i$ .

Для нахождения напряжения регулирования  $E_p(t)$  нужно при известной  $\overline{E_p}(p)$  воспользоваться одной из теорем операционного исчисления.

Из структуры выражения для  $\overline{E_p}(p)$  следует, что его числитель имеет степень по крайней мере на единицу меньше знаменателя. Если при этом уравнение

$$\sum_{i=0}^n h_i p^i = 0 \quad (2-10)$$

или

$$W(p) + Ab_{1(k)}U(p) = 0 \quad (2-11)$$

имеет только простые корни и не имеет корня, равного нулю, выполняются условия применимости теоремы разложения [Л. 15]. При применении этой теоремы получим:

$$E_p(t) = \frac{Ab_{0(k)} - E_s}{h_0} + \sum_{j=1}^n \frac{(Ab_{0(k)} - E_s) + X(p_j, E_p^{(v)}(0))}{p_j \sum_{i=1}^n ih_i p_j^{i-1}} e^{p_j t} \quad (2-12)$$

Здесь  $p_j$  — корни уравнения (2-10)\*

Используя введенные выше обозначения, можно представить  $E_p(t)$  также в других видах. В частности, при

---

\* Уравнение (2-10) либо (2-11) является характеристическим уравнением, соответствующим линейному дифференциальному уравнению (1-26).

применении коэффициентов  $a_i$  и  $c_i$  (коэффициенты функции передачи) можно написать:

$$E_p(t) = \frac{Ab_{0(k)} - E_s}{a_0 + Ab_{1(k)}} + \sum_{j=1}^n \frac{(Ab_{0(k)} - E_s) + X(p_j, E_p^{(y)}(0))}{p_j \left[ \sum_{i=1}^n ia_i p_j^{i-1} + Ab_{1(k)} \sum_{i=1}^m ic_i p_j^{i-1} \right]} e^{p_j t}. \quad (2-13)$$

При применении обозначений полиномов  $W(p)$  и  $U(p)$  получим:

$$E_p(t) = \frac{Ab_{0(k)} - E_s}{W(0) + Ab_{1(k)}} + \sum_{j=1}^n \frac{(Ab_{0(k)} - E_s) + X(p_j, E_p^{(y)}(0))}{p_j [W'(p_j) + Ab_{1(k)}U'(p_j)]} e^{p_j t}. \quad (2-14)$$

Таким образом, получены общие формулы, по которым может быть найдена реакция замкнутой системы АРУ на перепад входного возмущения на любом из интервалов линейной аппроксимации регулировочной характеристики. В случае, если процесс характеризуется изменением  $E_p$  на нескольких интервалах, участки кривой  $E_p(t)$ , получаемые при пользовании формулами (2-12), должны „сшиваться“ применением соответствующих начальных условий.

Для нахождения закона изменения во времени коэффициента усиления  $K(t)$  и амплитуды напряжения на выходе усилителя  $U_{вых}(t)$  по найденному напряжению  $E_p(t)$  достаточно воспользоваться формулами (1-24) и (1-5).

Именно

$$\left. \begin{aligned} K(t) &= b_{0(k)} - b_{1(k)} E_p(t) \\ \text{и} \\ U_{вых}(t) &= U_{ex}(t) K(t) = A [b_{0(k)} - b_{1(k)} E_p(t)], \end{aligned} \right\} \quad (2-15)$$

при этом  $K(t)$  и  $U_{вых}(t)$  также являются кусочными функциями времени<sup>1</sup>.

<sup>1</sup> Формула (2-14) применима в случае, когда напряжение задержки  $E_s$  вводится до фильтра АРУ. Если напряжение задержки вводится после фильтра, можно для нахождения переходного процесса воспользоваться формулой (2-14), положив  $E_s = 0$ . В результате получим величину  $E_p'(t)$ , по которой напряжение регулирования находится как  $E_p(t) = E_p'(t) - E_s$ .

## 2-2. Реакция на перепад при наличии ограничения в усилителе

По формулам предыдущего параграфа может быть определена реакция системы АРУ на перепад амплитуды входного напряжения в случаях, когда нет ограничения сигнала в усилителе. Практически могут иметь место большие перепады входного напряжения. При этом в первый момент времени коэффициент усиления велик, и сигнал на выходе регулируемого усилителя достигает порога ограничения. Ограничение может быть также в усилителе цепи обратной связи, если этот усилитель предшествует детектору АРУ. В результате формулы переходных процессов, выведенные в предыдущем параграфе в предположении линейности амплитудной характеристики усилителя, оказываются неверными.

В этом случае реакция на перепад входного напряжения должна находиться, исходя из следующих соображений.

Допустим, что до момента времени  $t=0$  сигнал на входе имел амплитуду  $U_{вх} = A_0$ , коэффициент усиления равнялся  $K_0$  и напряжение регулирования  $E_{p0}$  соответствовало интервалу регулировочной характеристики с параметрами  $b_{0(k)}$  и  $b_{1(k)}$ . В частности, может быть  $A_0 = 0$ . Тогда  $K_0$  — коэффициент усиления в условиях отсутствия регулировки.

В момент времени  $t=0$  амплитуда входного напряжения скачкообразно увеличивается до

$$U_{вх} = A > U_{вх0}, \quad (2-16)$$

где  $U_{вх0}$  — амплитуда входного сигнала, при которой сигнал на выходе достигает порога ограничения  $U_{огр}$  при усилении  $K_0$  (рис. 2-1).

В этот момент времени амплитуда напряжения на

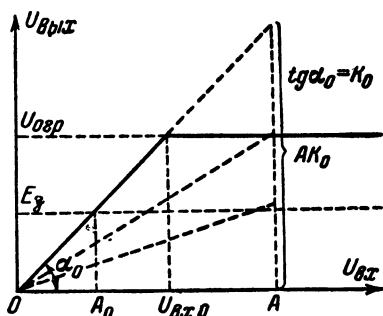


Рис. 2-1. Амплитудная характеристика регулируемого усилителя.



выходе усилителя  $U_{вых} = U_{огр}$ , а не  $K_0 A$ , как было бы при отсутствии ограничения<sup>1</sup>. При этом

$$U_{огр} < K_0 A.$$

В системе начинается переходный процесс, характеризующийся тем, что  $U_{вых} = \text{const} = U_{огр}$ , ибо уменьшение коэффициента усиления  $K$  в некоторых пределах не приведет к уменьшению  $U_{вых}$ . Следовательно, на входе цепи АРУ будет действовать напряжение постоянной амплитуды, что эквивалентно размыканию системы.

Действительно, если разомкнуть систему АРУ в точке подачи напряжения регулирования  $E_p$  на сетки регулируемых ламп, коэффициент усиления  $K$  будет оставаться неизменным за все время процесса. Поэтому перепад напряжения на входе усилителя вызовет перепад напряжения на его выходе и, следовательно,  $U_{вых}$  будет оставаться неизменным за все время процесса, т. е. процесс в цепи обратной связи будет происходить под воздействием одного и того же входного возмущения как в случае размыкания петли, так и при наличии ограничения.

Уравнение системы АРУ в этих условиях может быть получено из уравнения (1-7) при подстановке  $U_{вых} = U_{огр} = \text{const}$ :

$$F_{1(n)}[E_p(t)] = U_{огр} - E_s. \quad (2-17)$$

Соответственно преобразованное по Лапласу напряжение регулирования может быть определено уравнениями (1-29) и (2-6), в которых  $b_{1(k)} = 0$  и вместо  $b_{0(k)} A$  подставлено  $U_{огр}$ :

$$\overline{E_p}(p) = \frac{(U_{огр} - E_s) + \sum_{v=0}^{n-1} E_p^{(v)}(0) \sum_{i=v+1}^n a_i p^{i-v}}{p \sum_{i=0}^n a_i p^i} \quad (2-18)$$

<sup>1</sup> Надо заметить, что величина  $U_{огр}$  может определяться не только регулируемым усилителем, но и цепью обратной связи. В случае, если ограничение происходит в цепи обратной связи, уровень ограничения должен быть пересчитан на выход регулируемого усилителя.

или

$$\overline{E}_p(p) = \frac{(U_{02p} - E_3) + X_0(p, E_p^{(v)}(0))}{pW(p)}. \quad (2-19)$$

В последнем выражении  $W(p)$  определяется соотношением (2-3), а функция начальных условий принимает вид:

$$X_0(p, E_p^{(v)}(0)) = X(p, E_p^{(v)}(0))|_{b_1(k) = 0}, \quad (2-20)$$

или

$$X_0(p, E_p^{(v)}(0)) = \sum_{\nu=0}^{n-1} E_p^{(\nu)}(0) \sum_{i=\nu+1}^n a_i p^{i-\nu}. \quad (2-21)$$

Из последних выражений видно, что закон изменения напряжения регулирования при ограничении в усилителе не зависит от коэффициентов  $c_k$  числителя функции передачи (2-2). Такой результат объясняется тем, что эти коэффициенты определяют воздействие на цепь АРУ производных от  $U_{\text{вых}}(t)$ . Вместе с тем при ограничении  $U_{\text{вых}}(t)$  меняется скачком и остается неизменным до выхода системы из состояния ограничения. При этом производные  $\frac{d^k U_{\text{вых}}}{dt^k}$  равны нулю, что эквивалентно отсутствию членов, их содержащих.

В случае, если уравнение

$$W(p) = \sum_{i=0}^n a_i p^i = 0 \quad (2-22)$$

имеет только простые корни и не имеет корня, равного нулю, применима теорема разложения. Применяя эту теорему к (2-18) либо (2-19), получим:

$$E_p(t) = \frac{U_{02p} - E_3}{a_0} + \sum_{j=1}^n \frac{(U_{02p} - E_3) + \sum_{\nu=0}^{n-1} E_p^{(\nu)}(0) \sum_{i=\nu+1}^n a_i p_j^{i-\nu}}{p_j \sum_{i=1}^n i a_i p_j^{i-1}} e^{p_j t} \quad (2-23)$$

или

$$E_p(t) = \frac{U_{o2p} - E_3}{W(0)} + \sum_{j=1}^n \frac{(U_{o2p} - E_3) + X_0(p_j, E_p^{(v)}(0))}{p_j W'(p_j)} e^{p_j t}; \quad (2-24)$$

здесь  $p_j$  — корни уравнения (2-22).

В выражениях (2-23) и (2-24)

$$a_0 = W(0) = \frac{1}{\Phi(0)}, \quad (2-25)$$

где  $\Phi(0) = K_{обp}$  — коэффициент усиления цепи обратной связи.

При изменении напряжения  $E_p$  коэффициент усиления может быть по-прежнему найден как

$$K = b_{0(k)} - b_{1(k)} E_p,$$

напряжение на выходе усилителя постоянно и равно  $U_{o2p}$ .

Полученные формулы определяют переходный процесс до момента времени  $t_1$ , в который система выйдет из состояния ограничения (за счет уменьшения усиления  $K$ ). Этот момент времени определится условием

$$K(t_1) = \frac{U_{o2p}}{A}. \quad (2-26)$$

Воспользовавшись регулировочной характеристикой (рис. 1-16), можно найти по значению коэффициента усиления  $K(t_1)$  соответствующее значение напряжения регулирования  $E_p(t_1)$ . В аналитическом виде это значение может быть определено в соответствии с (1-24) как

$$E_p(t_1) = \frac{b_{0(k)} - K(t_1)}{b_{1(k)}} = \frac{b_{0(k)} - \frac{U_{o2p}}{A}}{b_{1(k)}}. \quad (2-27)$$

Подстановка (2-27) в (2-24) дает уравнение относительно  $t_1$ , которое определяет момент выхода системы из состояния ограничения:

$$\frac{b_{0(k)}A - U_{o2p}}{b_{1(k)}A} = \frac{U_{o2p} - E_3}{W(0)} + \sum_{j=1}^n \frac{(U_{o2p} - E_3) + X_0(p_j, E_p^{(v)}(0))}{p_j W'(p_j)} e^{p_j t_1}. \quad (2-28)$$

Начиная с момента  $t_1$  и до установления, переходный процесс определяется полученными выше соотношениями, справедливыми в области линейной амплитудной характеристики усилителя.

Таким образом, при скачкообразном возрастания сигнала на большую величину, при котором имеет место ограничение, система работает как разомкнутая до момента времени  $t_1$ , определяемого условием (2-28).

Такое же явление имеет место при скачкообразном уменьшении амплитуды входного напряжения. Благодаря инерционности цепи АРУ амплитуда выходного напряжения  $U_{вых}$  уменьшается при этом и становится меньше опорного уровня  $E_s$ . Это означает размыкание системы АРУ. Изменение во времени напряжения регулирования  $E_p$  определяется в этом случае процессами в линейном фильтре АРУ и особого рассмотрения не требует.

В процессе возрастания коэффициента усиления наступает момент, когда сигнал на выходе усилителя достигает уровня  $E_s$  и система замыкается. Дальнейший процесс в системе определяется вышеприведенными формулами. Если задержка вводится после фильтра АРУ, размыкания не происходит и при уменьшении силы сигнала действуют те же формулы, что и при увеличении.

Явление размыкания может иметь место также при осцилляторном характере процесса установления. Большие осцилляции напряжения  $E_p$  сопровождаются соответствующими уменьшениями усиления  $K$  в отдельные моменты времени, что приводит к размыканию.

### 2-3. Функция передачи цепи обратной связи

Как показано в предыдущих параграфах, для нахождения переходных процессов в системе АРУ нужно, помимо величины напряжения на входе и параметров регулировочной характеристики усилителя, знать функцию передачи цепи обратной связи. Для применения полученных выше формул эта функция передачи должна быть представлена в виде отношения полиномов (2-2)

$$\Phi(p) = \frac{c_m p^m + c_{m-1} p^{m-1} + \dots + c_1 p + 1}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0}.$$

Знание функции передачи цепи обратной связи нужно также для анализа устойчивости системы АРУ.

Исходя из этих обстоятельств, рассмотрим, как может быть получена функция передачи цепи АРУ.

Обратимся прежде всего к случаю автоматической регулировки усиления приемника непрерывных сигналов. В этом случае цепь АРУ может быть замкнута, например, с выхода усилителя промежуточной частоты и содержит усилитель, детектор и фильтр АРУ. При правильном выборе элементов детектора последний может рассматриваться как безинерционный элемент. Соответственно функция передачи цепи АРУ определится произведением

$$\Phi(p) = K_1 K_\partial \Phi_\phi(p)^*, \quad (2-29)$$

где  $K_1$  — коэффициент усиления усилителя цепи АРУ;

$K_\partial$  — коэффициент передачи детектора;

$\Phi_\phi(p)$  — функция передачи примененного фильтра.

Несколько сложнее обстоит дело в случае приемника импульсных сигналов. В этом случае цепь АРУ содержит безинерционный усилитель с общим коэффициентом усиления  $K_1$ , импульсный детектор и фильтр.

Импульсный детектор в цепи АРУ может быть одного из двух видов. Во-первых, это может быть обычный импульсный детектор, подобный приведенному на рис. 2-2. Во-вторых, может быть применен детектор с предварительным разрядом, пример которого представляет схема рис. 2-3.

На рисунках изображены диодные детекторы. Могут, однако, применяться и другие типы детекторов (анодные, сеточные). Все эти детекторы могут быть сведены к тем же эквивалентным схемам, что диодные детекторы плюс усилители, и поэтому специального рассмотрения не требуют.

При применении импульсного детектора первого типа функция передачи цепи обратной связи

$$\Phi(p) = K_{обр} \Phi_{дн}(p) \Phi_\phi(p), \quad (2-30)$$

\* Строго говоря, для справедливости формулы (2-29) необходим разделительный каскад между детектором и фильтром.

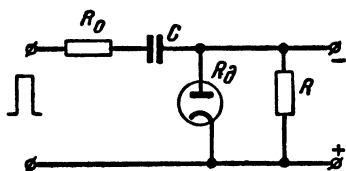


Рис. 2-2. Импульсный детектор.

где

$$K_{обp} = K_1 K_{\partial}, \quad (2-31)$$

а  $\Phi_{\partial n}(p)$  — нормированная функция передачи детектора.

Если не учитывать импульсный характер сигнала и считать входным возмущением системы огибающую импульсных сигналов на входе усилителя, следует соответственно интересоваться передачей огибающей импульсным детектором. Поэтому  $\Phi_{\partial n}(p)$  — функция передачи цепи, эквивалентной детектору по передаче огибающей.

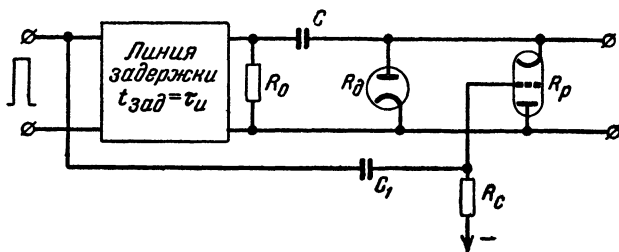


Рис. 2-3. Импульсный детектор с предварительным разрядом.

Как будет показано в гл. 4, импульсный детектор рассматриваемого типа эквивалентен с точки зрения передачи огибающей звену  $RC$  с постоянной времени  $\tau_{oe}$ . Эта постоянная времени и коэффициент передачи детектора  $K_{\partial}$  определяются соотношениями (4-30) и (4-26) гл. 4\*.

Соответственно, функция передачи равна

$$\Phi_{\partial n}(p) = \frac{1}{1 + p\tau_{oe}}. \quad (2-32)$$

Соотношение (2-32) остается в силе также в случае, когда к нагрузке детектора подключен фильтр, входное сопротивление которого значительно больше сопротивления нагрузки детектора.

При применении импульсного детектора с предварительным разрядом детектор с точки зрения передачи

\* См. также [Л. 6].

огибающей представляет собой неискажающую систему с коэффициентом передачи, равным единице<sup>1</sup>.

Функция передачи цепи АРУ в этом случае равна:

$$\Phi(p) = K_1 \Phi_{\phi}(p). \quad (2-33)$$

Таким образом, во всех случаях определение функции передачи цепи АРУ сводится к нахождению функции передачи линейного фильтра АРУ и к умножению этой функции либо на постоянную величину, либо на функцию (2-32) и на постоянную величину. После перемножения функций передачи отдельных элементов цепи  $\Phi(p)$  может быть приведена к виду (2-2).

#### 2-4. Установившийся режим (состояние равновесия) системы АРУ

Рассмотрим установившийся режим в системе АРУ при данной амплитуде напряжения на входе усилителя  $U_{вх} = A$ .

При этом не будем затрагивать вопроса устойчивости, который рассматривается в следующей главе.

Анализ установившегося режима дает возможность определить превышение напряжением на выходе усилителя заданного уровня, к которому  $U_{вых}$  привязывается системой АРУ. Обычно допустимая величина этого превышения (статической ошибки системы АРУ), имеющего место при максимальной амплитуде входного сигнала  $U_{вх макс}$ , является величиной заданной. Поэтому рассмотрение стационарного режима имеет значение не только для анализа, но и для синтеза системы АРУ.

Стационарный режим при  $U_{вх} = A$  может быть найден по реакции системы на перепад входного напряжения при  $t \rightarrow \infty$ .

Если обратиться к соотношению (2-12) и предположить, что члены, зависящие от времени (и определяющие, таким образом, переходный процесс), стремятся к нулю при  $t \rightarrow \infty$ , получим:

$$E_p(\infty) = \frac{Ab_0(k) - E_s}{h_0}. \quad (2-34)$$

<sup>1</sup> Такой детектор просто расширяет импульсы, оставляя их неизменными по амплитуде, и увеличивает, таким образом, коэффициент заполнения  $\gamma$ , в пределе устремляя  $\gamma$  к единице.

Учитывая, что  $h_0 = a_0 + Ab_{1(k)}$ , имеем:

$$E_p(\infty) = \frac{Ab_{0(k)} - E_s}{a_0 + Ab_{1(k)}} \quad (2-35)$$

или, вводя понятие коэффициента усиления цепи обратной связи

$$K_{обр} = \Phi(0) = \frac{1}{a_0}, \quad (2-36)$$

окончательно получим:

$$E_p(\infty) = \frac{(Ab_{0(k)} - E_s) K_{обр}}{1 + Ab_{1(k)} K_{обр}}. \quad (2-37)$$

Полученное выражение определяет стационарное значение напряжения регулирования  $E_p$ .

Числитель выражения (2-37) представляет собой произведение величины, воздействующей на цепь АРУ при размыкании системы, на коэффициент усиления цепи АРУ.

Знаменатель показывает, в какое число раз уменьшается воздействующее на цепь обратной связи напряжение за счет действия АРУ.

Если разделить стационарное значение напряжения регулирования на коэффициент усиления цепи обратной связи, получим статическую ошибку системы АРУ при данной величине сигнала на входе  $U_{вх} = A$ :

$$\Delta U_{ввх} = \frac{E_p(\infty)}{K_{обр}} = \frac{Ab_{0(k)} - E_s}{1 + Ab_{1(k)} K_{обр}}. \quad (2-38)$$

Величины  $E_p(\infty)$  и  $\Delta U_{ввх}$  могут быть найдены по полученным формулам, если известны значения пары чисел  $b_{0(k)}$  и  $b_{1(k)}$ , т. е. если известно, на каком участке регулировочной характеристики  $K = f(E_p)$  находится рассматриваемое положение равновесия. Для нахождения этого участка поступим следующим образом. Воспользуемся тем, что

$$K = \frac{U_{ввх}}{A} = \frac{E_s + \Delta U_{ввх}}{A}.$$

Обычно

$$\Delta U_{ввх} \ll E_s,$$

поэтому

$$K \approx \frac{E_s}{A}. \quad (2-39)$$



Определив приближенное значение  $K$ , можно по регулировочной характеристике найти соответствующий ему участок и, следовательно, числа  $b_{0(k)}$  и  $b_{1(k)}$ . Далее, стационарное значение  $E_p$  находится по (2-37).

Могут иметь место случаи, когда, определив  $E_p$ , мы обнаружим, что полученное значение находится на соседнем участке характеристики и соответствует другой паре чисел  $b_{0(k)}$  и  $b_{1(k)}$ \*. В этих случаях надо произвести расчет снова по формуле (2-37), подставив найденные новые значения  $b_{0(k)}$  и  $b_{1(k)}$ .

Таким образом, для определения стационарного режима системы АРУ мы используем, по существу, метод последовательных приближений. Однако практически при кусочной линеаризации регулировочной характеристики правильный ответ (с точностью, определяемой аппроксимацией) дает уже первое приближение.

По формуле (2-38) при максимальной возможной величине входного сигнала  $A = U_{\text{вх макс}}$  находится основная характеристика стационарного режима, а именно максимальное превышение опорного уровня сигналом на выходе:

$$\Delta U_{\text{вых макс}} = \frac{U_{\text{вх макс}} b_{0(n)} - E_z}{1 + U_{\text{вх макс}} b_{1(n)} K_{\text{об р}}}, \quad (2-40)$$

где  $b_{0(n)}$  и  $b_{1(n)}$  — параметры участка регулировочной характеристики, соответствующего максимальному сигналу.

Формулы для стационарного состояния системы АРУ, полученные в настоящем параграфе, могут быть использованы не только для анализа, но и для расчета некоторых параметров системы АРУ по заданному диапазону изменения напряжения на входе  $U_{\text{вх мин}} \div U_{\text{вх макс}}$  и заданному допустимому превышению напряжением на выходе опорного уровня ( $\Delta U_{\text{вых макс}}$ ).

Так, например, если считать заданной регулировочную характеристику (задан регулируемый усилитель и число ламп, подвергающихся регулировке), по формуле (2-40) может быть найден необходимый коэффициент

---

\* Такой результат может получиться за счет приближенности определения  $K$  по формуле (2-39), если при этом  $K$  соответствует краю линейного участка регулировочной характеристики.

усиления цепи обратной связи  $K_{обp}$ . Если  $K_{обp}$  задан (например, неусиленная АРУ), по полученным формулам можно найти необходимые параметры регуляторной характеристики и, следовательно, в конечном итоге число каскадов регулировки.

Подобные расчеты, отличающиеся друг от друга в основном лишь методикой, содержатся в перечисленных выше работах [Л. 1, 2, 3, 5] и др.

## 2-5. Система АРУ, описываемая уравнением первого порядка

Для иллюстрации общей методики расчета переходных процессов в системах АРУ, приведенной в § 2-1 и 2-2, рассмотрим простейшие часто встречающиеся в практике системы.

Допустим, что дифференциальное уравнение системы АРУ (1-26), определяющее реакцию на перепад входного напряжения, представляет собой уравнение первого порядка

$$h_1 \frac{dE_p}{dt} + h_0 E_p(t) = A b_{0(k)} - E_s. \quad (2-41)$$

Применяя общую методику, найдем реакцию системы на перепад

$$U_{ex} = A.$$

Согласно (2-2) и (2-5) функция передачи цепи обратной связи имеет вид:

$$\Phi(p) = \frac{c_1 p + 1}{a_1 p + a_0} \quad (2-42)$$

и функция начальных условий представляется как

$$X(p) = E_p(0) h_1 p. \quad (2-43)$$

Преобразованное по Лапласу напряжение регулирования в соответствии с (1-29) можно записать в виде:

$$\overline{E_p}(p) = \frac{(A b_{0(k)} - E_s) + E_p(0) h_1 p}{p(h_1 p + h_0)}, \quad (2-44)$$

где

$$\left. \begin{aligned} h_1 &= a_1 + c_1 b_{1(k)} A; \\ h_0 &= a_0 + b_{1(k)} A. \end{aligned} \right\} \quad (2-45)$$

Уравнение

$$h_1 p + h_0 = 0 \quad (2-46)$$

имеет один корень

$$p_1 = -\frac{h_0}{h_1}. \quad (2-47)$$

Отсюда, применив формулу (2-12), получим:

$$E_p(t) = \frac{Ab_{0(k)} - E_3}{h_0} \left[ 1 - \left( 1 - E_p(0) \frac{h_0}{Ab_{0(k)} - E_3} \right) e^{-\frac{h_0}{h_1} t} \right]. \quad (2-48)$$

В случае нулевых начальных условий

$$E_p(t) = \frac{Ab_{0(k)} - E_3}{h_0} \left( 1 - e^{-\frac{h_0}{h_1} t} \right). \quad (2-49)$$

Формулы (2-48) и (2-49) определяют реакцию замкнутой системы АРУ, описываемой уравнением первого порядка, на перепад входного напряжения. В случае, если система разомкнута, остаются справедливыми те же формулы, но  $b_{1(k)} = 0$  и соответственно  $h_1$  заменяется на  $a_1$ ,  $h_0$  заменяется на  $a_0$ .

Для того чтобы судить о характере процессов установления, надо знать значения коэффициентов  $a_1$ ,  $c_1$  и  $a_0$  (остальные коэффициенты, входящие в уравнения, являются величинами положительными). Для этого следует обратиться к конкретным видам систем АРУ, описываемых уравнениями первого порядка и имеющих соответственно функцию передачи (2-42).

Рассмотрим системы АРУ, функциональные схемы которых представлены на рис. 2-4, а и б.

Система АРУ рис. 2-4, а является импульсной системой, цепь обратной связи которой состоит из усилителя, на который воздействует напряжение с выхода регулируемого усилителя  $U_{вых}(t)$  и напряжение задержки АРУ  $E_3$ , и из детектора с коэффициентом передачи  $K_\partial$  и постоянной времени  $\tau_{oe}$ . В соответствии с (2-30) и (2-32) функция передачи такой цепи определяется выражением

$$\Phi(p) = K_{обp} \Phi_\partial(p) = \frac{K_{обp}}{1 + p\tau_{oe}}, \quad (2-50)$$

где  $K_{обp} = K_1 K_\partial$ .

Приводя (2-50) к виду (2-42), получим:

$$\Phi(p) = \frac{1}{a_1 p + a_0}, \quad (2-51)$$

и, следовательно, если обозначить  $\tau_{oe} = T$ :

$$\left. \begin{aligned} c_1 &= 0; \\ a_1 &= \frac{T}{K_{об.р}}; \\ a_0 &= \frac{1}{K_{об.р}}. \end{aligned} \right\} \quad (2-52)$$

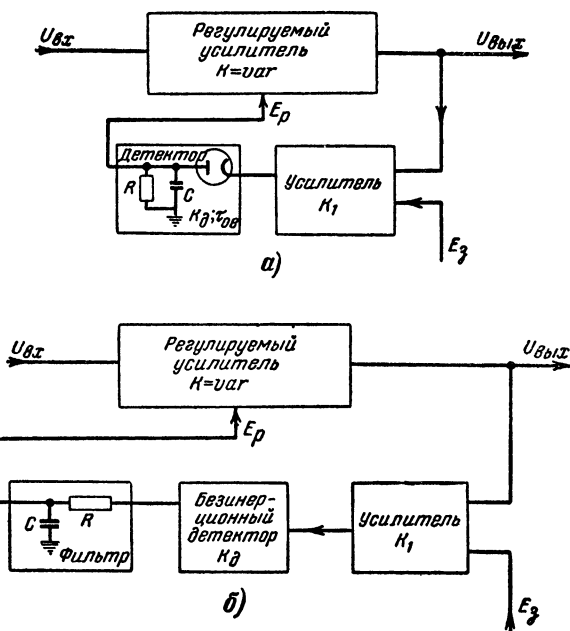


Рис. 2-4. Системы АСУ, описываемые уравнениями первого порядка.

а — с инерционным импульсным детектором; б — с безинерционным детектором и фильтром RC.

Система АСУ рис. 2-4,б представляет либо неимпульсную систему, либо импульсную, содержащую детектор с предварительным разрядом. Цепь АСУ этой системы состоит из усилителя, детектора, который можно рассматривать как безинерционный, и фильтра RC.

Функция передачи этой цепи определяется (2-33):

$$\Phi(p) = K_1 \Phi_{\phi}(p) = \frac{K_{обp}}{1 + pT}, \quad (2-53)$$

т. е. для этой цепи остаются справедливыми выражение (2-51), а также значения коэффициентов (2-52).

В результате коэффициенты, определяющие переходный процесс,  $h_0$  и  $h_1$ , находятся как

$$\left. \begin{aligned} h_0 &= \frac{1}{K_{обp}} + b_{1(k)}A; \\ h_1 &= \frac{T}{K_{обp}}. \end{aligned} \right\} \quad (2-54)$$

Ввиду того, что коэффициенты  $h_1$  и  $h_0$  для обеих рассмотренных систем вещественны, положительны, переходный процесс в замкнутой системе АРУ, определяемый по формуле (2-48), является экспоненциальным.

Скорость переходного процесса (2-48) определяется постоянной времени

$$\tau = \frac{h_1}{h_0} = \frac{T}{1 + K_{обp}Ab_{1(k)}}. \quad (2-55)$$

Из (2-55) следует, что с увеличением сигнала  $A$ , крутизны регулировочной характеристики  $b_{1(k)}$  и коэффициента усиления цепи обратной связи  $K_{обp}$  процесс убыстрится. Перечисленные три параметра определяют эффективность действия обратной связи. Как будет показано в последующих главах, произведение этих параметров входит также в условия устойчивости систем АРУ.

В случае размыкания петли  $b_{1(k)} = 0$  и  $\tau = T$ , т. е. постоянная времени разомкнутой системы АРУ равна постоянной времени фильтра (либо эквивалентной постоянной времени детектора).

С учетом введенных обозначений

$$E_p(t) = E_p(\infty) \left[ 1 - \left( 1 - \frac{E_p(0)}{E_p(\infty)} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \quad (2-56)$$

Изменение во времени величины сигнала на выходе усилителя согласно (2-15),

$$U_{вых}(t) = A \left\{ b_{0(k)} - b_{1(k)} E_p(\infty) \left[ 1 - \left( 1 - \frac{E_p(0)}{E_p(\infty)} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \right\}. \quad (2-57)$$

Таким образом, получены формулы, по которым можно найти реакцию простейшей системы АРУ, описываемой уравнением первого порядка, на перепад входного напряжения. Из этих формул вытекает, что процесс в системе в рассматриваемом случае является экспоненциальным. Эквивалентная же постоянная времени системы АРУ оказывается тем меньше, чем больше эффективность обратной связи, т. е. при помощи развиваемой общей методики анализа систем АРУ мы получили результат, который для данного частного случая отмечался в перечисленных выше работах [Л. 8 и 9].

Полученные выражения для переходного процесса справедливы в случае малых перепадов на входе системы, при которых не происходит ограничения в усилительном тракте.

Пользуясь результатами, полученными в § 2-2, найдем переходный процесс в системе в случае большого перепада  $U_{вх}$ , при котором в первые моменты времени имеет место ограничение.

Для конкретности предположим, что процесс начинается при нулевых начальных условиях.

В этих предположениях переходный процесс в соответствии с (2-23) находится по формуле

$$E_p(t) = \frac{U_{озп} - E_3}{a_0} \left( 1 - e^{-\frac{a_0}{a_1} t} \right) =$$

$$= K_{обп} (U_{озп} - E_3) \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (2-58)$$

Напряжение  $E_p$  будет изменяться в соответствии с (2-58) до того момента времени, когда за счет уменьшения коэффициента усиления система выйдет из состояния ограничения сигнала.

Воспользовавшись (2-28) и совершая элементарные преобразования, найдем момент времени  $t_1$  выхода системы из состояния ограничения

$$t_1 = \frac{a_1}{a_0} \ln \frac{b_{1(k)} \frac{U_{озп} - E_3}{a_0}}{b_{1(k)} \frac{U_{озп} - E_3}{a_0} - \left( b_{0(k)} - \frac{U_{озп}}{A} \right)},$$

или

$$t_1 = T \ln \frac{1}{1 - \frac{Ab_{0(k)} - U_{02p}}{Ab_{1(k)} K_{обp} (U_{02p} - E_3)}}. \quad (2-59)$$

Для моментов времени  $t > t_1$  процесс в системе может быть найден по (2-56), т. е., пользуясь формулами (2-56), (2-58), (2-59), можно найти реакцию рассмотренной про-

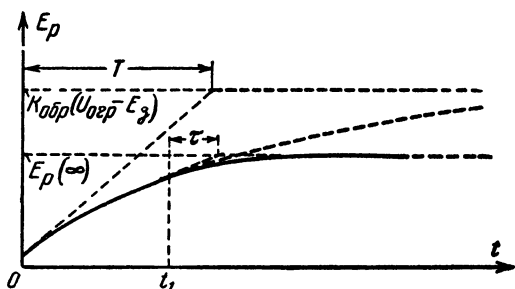


Рис. 2-5. График переходного процесса в системе АРУ первого порядка при большом перепаде входного напряжения.

стейшей системы АРУ на перепад входного напряжения любой величины. На рис. 2-5 представлен график рассчитываемого по приведенным формулам переходного процесса.

## 2-6. Система АРУ, описываемая уравнением второго порядка

В качестве второго примера применения разработанной методики расчета переходных процессов в системе АРУ рассмотрим систему, описываемую уравнением второго порядка.

Пусть уравнение системы АРУ, определяющее реакцию на перепад, имеет вид:

$$h_2 \frac{d^2 E_p}{dt^2} + h_1 \frac{dE_p}{dt} + h_0 E_p(t) = Ab_{0(k)} - E_3. \quad (2-60)$$

Применяя общую методику, найдем реакцию системы на перепад входного напряжения.

Воспользовавшись формулами первого параграфа, получим функцию передачи цепи обратной связи (при  $m=2$ )

$$\Phi(p) = \frac{c_2 p^2 + c_1 p + 1}{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}, \quad (2-61)$$

функцию начальных условий

$$X(p) = E_p(0)(h_2 p^2 + h_1 p) + E'_p(0) h_2 p, \quad (2-62)$$

преобразованное по Лапласу напряжение регулирования

$$\bar{E}_p(p) = \frac{E_p(0) h_2 p^2 + [E_p(0) h_1 + E'_p(0) h_2] p + (Ab_{0(k)} - E_s)}{p(h_2 p^2 + h_1 p + h_0)}. \quad (2-63)$$

$$\text{Уравнение} \quad h_2 p^2 + h_1 p + h_0 = 0 \quad (2-64)$$

имеет корни

$$p_{1,2} = \frac{-h_1 \pm \sqrt{h_1^2 - 4h_2 h_0}}{2h_2}. \quad (2-65)$$

В случае, если  $p_1 \neq p_2$ , можно, применив теорему разложения, получить  $E_p(t)$  в виде:

$$\begin{aligned} E_p(t) = & \frac{Ab_{0(k)} - E_s}{h_0} + \\ & + \frac{E_p(0) h_2 p_1^2 + [E_p(0) h_1 + E'_p(0) h_2] p_1 + (Ab_{0(k)} - E_s)}{p_1(2h_2 p_1 + h_1)} e^{p_1 t} + \\ & + \frac{E_p(0) h_2 p_2^2 + [E_p(0) h_1 + E'_p(0) h_2] p_2 + (Ab_{0(k)} - E_s)}{p_2(2h_2 p_2 + h_1)} e^{p_2 t}. \end{aligned} \quad (2-66)$$

Если ввести обозначения

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{h_1}{2h_2}; \\ \beta &= \sqrt{\left(\frac{h_1}{2h_2}\right)^2 - \frac{h_0}{h_2}}, \end{aligned} \right\} \quad (2-67)$$

корни (2-65) примут вид:

$$p_{1,2} = -\alpha \pm \beta, \quad (2-68)$$

и после проведения ряда математических преобразований получим:

$$\begin{aligned} E_p(t) = & E_p(\infty) \left\{ 1 - e^{-\alpha t} \left[ \left( 1 - \frac{E_p(0)}{E_p(\infty)} \right) \text{ch } \beta t + \right. \right. \\ & \left. \left. + \left( \frac{\alpha}{\beta} \left( 1 - \frac{E_p(0)}{E_p(\infty)} \right) - \frac{1}{\beta} \frac{E'_p(0)}{E_p(\infty)} \right) \text{sh } \beta t \right] \right\}, \end{aligned} \quad (2-69)$$

где  $E_p(\infty)$  определяется формулой (2-34).



При нулевых начальных условиях

$$E_p(t) = E_p(\infty) \left[ 1 - e^{-at} \left( \operatorname{ch} \beta t + \frac{a}{\beta} \operatorname{sh} \beta t \right) \right]. \quad (2-70)$$

Для того чтобы проанализировать полученный результат, необходимо выяснить характер коэффициентов, входящих в полученные уравнения. Для этого обратимся к рассмотрению конкретных применяемых на практике схем АРУ, уравнения которых приводятся к виду (2-60).

### 1. Система АРУ, приведенная на рис. 2-6

Цепь обратной связи рассматриваемой импульсной системы АРУ состоит из усилителя с коэффициентом уси-

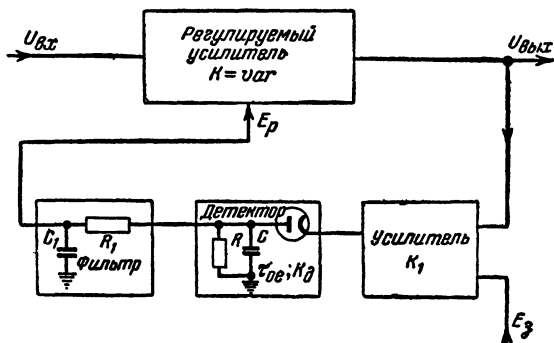


Рис. 2-6. Импульсная система АРУ, описываемая уравнением второго порядка.

ления  $K_1$ , детектора с коэффициентом передачи  $K_d$  и постоянной времени  $\tau_{oe}$  и фильтра  $R_1 C_1$ .

В соответствии с методикой третьего параграфа функция передачи этой цепи<sup>1</sup>

$$\Phi(p) = K_{обp} \Phi_{дн}(p) \Phi_{\phi}(p) = K_{обp} \frac{1}{1 + p\tau_{oe}} \frac{1}{1 + pT_1}, \quad (2-71)$$

где

$$K_{обp} = K_1 K_d,$$

и

$$T_1 = R_1 C_1.$$

<sup>1</sup> Предполагается, что  $R_1 \gg R$ , вследствие чего можно не учитывать обратного влияния напряжения на выходе фильтра на работу детектора.

Таким образом,

$$\Phi(p) = \frac{1}{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}, \quad (2-72)$$

и коэффициенты функции передачи цепи обратной связи имеют следующие значения:

$$\left. \begin{aligned} c_2 = c_1 = 0, \\ a_0 = \frac{1}{K_{обp}}, \\ a_1 = \frac{\tau_{oe} + T_1}{K_{обp}}, \\ a_2 = \frac{\tau_{oe} T_1}{K_{обp}}. \end{aligned} \right\} \quad (2-73)$$

Соответственно, коэффициенты  $h_i$  равны

$$\left. \begin{aligned} h_2 = a_2, \\ h_1 = a_1, \\ h_0 = a_0 + Ab_{1(k)}. \end{aligned} \right\} \quad (2-74)$$

Параметры  $\alpha$  и  $\beta$ , входящие в формулы (2-69) и (2-70), могут быть получены подстановкой (2-74) в (2-67):

$$\left. \begin{aligned} \alpha = \frac{\tau_{oe} + T_1}{2\tau_{oe} T_1}, \\ \beta = \frac{\sqrt{(T_1 - \tau_{oe})^2 - 4\tau_{oe} T_1 Ab_{1(k)} K_{обp}}}{2\tau_{oe} T_1}. \end{aligned} \right\} \quad (2-75)$$

Таким образом, в рассматриваемом случае коэффициенты выражения (2-69), описывающего переходный процесс, вещественны и положительны, за исключением коэффициента  $\beta$ , который может быть как вещественным, так и мнимым. Соответственно, может быть два вида переходных процессов:

а) Аперiodический процесс, при котором выполняются условия

$$h_1^2 - 4h_2 h_0 > 0, \quad (2-76)$$

или

$$(T_1 - \tau_{oe})^2 > 4\tau_{oe} T_1 Ab_{1(k)} K_{обp}.$$

В этом случае  $\beta$  — вещественное число и переходный процесс — определяется выражением (2-69).

б) Осцилляторный процесс, при котором

$$h_1^2 - 4h_2h_0 < 0, \quad (2-77)$$

или

$$(T_1 - \tau_{oe})^2 < 4\tau_{oe}T_1Ab_{1(k)}K_{обп}.$$

В этом случае  $\beta$  — мнимое число:

$$\beta = j\omega, \quad (2-78)$$

где

$$\omega = \sqrt{\frac{h_0}{h_2} - \left(\frac{h_1}{2h_2}\right)^2} = \frac{\sqrt{4\tau_{oe}T_1Ab_{1(k)}K_{обп} - (T_1 - \tau_{oe})^2}}{2\tau_{oe}T_1}. \quad (2-79)$$

Выражение для напряжения регулирования  $E_p(t)$  (2-69) с учетом (2-78) переписывается следующим образом:

$$E_p(t) = E_p(\infty) \left\{ 1 - e^{-\alpha t} \left[ \left( 1 - \frac{E_p(0)}{E_p(\infty)} \right) \cos \omega t + \left( \frac{\alpha}{\omega} \left( 1 - \frac{E_p(0)}{E_p(\infty)} \right) - \frac{1}{\omega} \frac{E_p'(0)}{E_p(\infty)} \right) \sin \omega t \right] \right\}. \quad (2-80)$$

Изменение характера процесса, которое имеет место с увеличением интенсивности обратной связи (параметры  $b_{1(k)}$  и  $K_{обп}$ ), а также с увеличением перепада  $A$ , может быть оценено при помощи рассмотрения корней  $p_1$  и  $p_2$  характеристического уравнения (2-64).

При размыкании петли обратной связи

$$h_0 = a_0; \\ \beta = \left| \frac{T_1 - \tau_{oe}}{2\tau_{oe}T_1} \right|,$$

и корни  $p_1$  и  $p_2$  принимают значения

$$\left. \begin{aligned} p_1 = p_{10} &= -\frac{1}{\tau_{oe}}; \\ p_2 = p_{20} &= -\frac{1}{T_1}. \end{aligned} \right\} \quad (2-81)$$

Процесс при этом имеет аperiодический характер, его длительность определяется практически большей из постоянных времени  $\tau_{oe}$  и  $T_1$ .

С увеличением интенсивности обратной связи в пределах применимости неравенств (2-76) разность величин корней  $p_1$  и  $p_2$  уменьшается (рис. 2-7), пока не удовлетворится равенство

$$p_1 = p_2 = p_0 = -\frac{\tau_{oe} + T_1}{2\tau_{oe}T_1}. \quad (2-82)$$

При дальнейшем увеличении интенсивности обратной связи корни становятся комплексными:

$$p_1 = -\alpha + j\omega; \quad (2-83)$$

$$p_2 = -\alpha - j\omega,$$

и коэффициент при мнимой части, определяющий квазичастоту колебаний, увеличивается (рис. 2-7).

Вещественная часть корней характеристического уравнения в рассматриваемом случае всегда остается

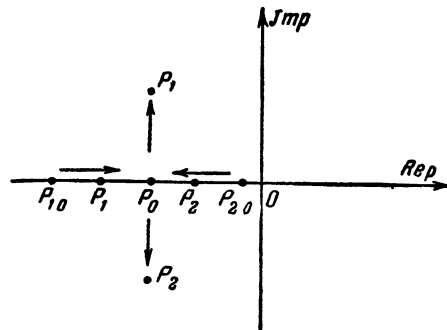


Рис. 2-7. Плоскость корней характеристического уравнения (2-64).

отрицательной, что свидетельствует об устойчивости системы.

Таким образом, в рассмотренной системе АРУ процесс установления может быть как аperiodическим, так и колебательным. Могут иметь место такие значения параметров, при которых процесс будет аperiodическим при малых и колебательным при больших сигналах. Вследствие того, что колебательный характер процесса установления во многих случаях недопустим, ибо он приводит к дополнительным искажениям закона модуляции, следует выбирать значения параметров так, чтобы процесс был либо аperiodическим, либо близким к аperiodическому. В частности, выгодно осуществлять разность постоянных времени  $T_1$  и  $\tau_{oe}$  как можно большей величины [см. (2-75) и (2-76)]. В случае, если выбрать  $\tau_{oe} = T_1$ , процесс будет колебательным при любых значениях интенсивности обратной связи ( $Ab_{1(k)}K_{обр}$ ).

Постоянная  $\alpha$ , характеризующая затухание процесса, примет при этом вид:

$$\alpha = \frac{1}{T},$$

а постоянная  $\omega$ , определяющая квазичастоту колебаний, примет вид:

$$\omega = \frac{\sqrt{Ab_{1(k)}K_{обр}}}{T},$$

где

$$T = \tau_{oe} = T_1,$$

т. е. при указанном частном соотношении временных параметров цепи АРУ применением развитой общей методики анализа мы получили результат, отмеченный для этого частного случая в работе В. И. Сифорова [Л. 8].

## 2. Система АРУ, приведенная на рис. 2-8

Цепь обратной связи изображенной на рисунке системы содержит усилитель с коэффициентом усиления  $K_1$ , безинерционный детектор (детектор с предваритель-

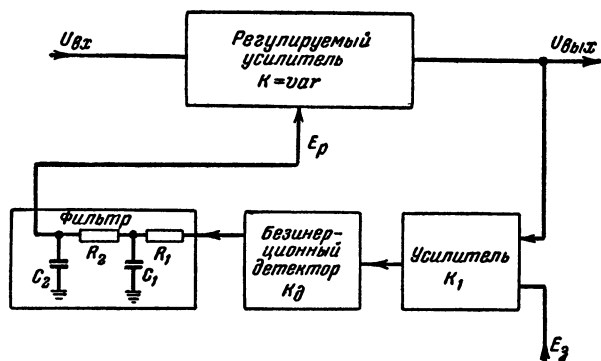


Рис. 2-8. Система АРУ, описываемая уравнением второго порядка.

ным разрядом в случае импульсной системы АРУ) и, фильтр, состоящий из двух цепей RC. Функция передачи фильтра имеет вид:

$$\Phi_{\phi}(p) = \frac{1}{1 + p(T_1 + T_2 + T_{12}) + p^2 T_1 T_2}, \quad (2-84)$$

где

$$T_1 = R_1 C_1;$$

$$T_2 = R_2 C_2;$$

$$T_{12} = R_1 C_2.$$

Соответственно функция передачи цепи АРУ принимает вид:

$$\Phi(p) = \frac{K_{обp}}{1 + p(T_1 + T_2 + T_{12}) + p^2 T_1 T_2}. \quad (2-85)$$

Таким образом, для функции передачи  $\Phi(p)$  остается справедливым выражение (2-72), причем коэффициенты  $a_i$  равны:

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{K_{обp}}; \\ a_1 &= \frac{T_1 + T_2 + T_{12}}{K_{обp}}; \\ a_2 &= \frac{T_1 T_2}{K_{обp}}. \end{aligned} \right\} \quad (2-86)$$

Следовательно, рассматриваемый случай отличается от предыдущего только видом коэффициента  $a_1$ , причем этот коэффициент по-прежнему вещественный, положительный. Поэтому все формулы, полученные в первом случае, а также выводы, вытекающие из их анализа, остаются в силе.

Коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  принимают значения

$$\alpha = \frac{T_1 + T_2 + T_{12}}{2T_1 T_2}; \quad (2-87)$$

$$\beta = \frac{1}{2T_1 T_2} \sqrt{(T_1 - T_2)^2 - 4T_1 T_2 A b_{1(k)} K_{обp} + T_{12}^2 \left(1 + 2 \frac{T_1 + T_2}{T_{12}}\right)}.$$

Как и в предыдущем случае,  $\beta$  может быть вещественным и мнимым.

Если между параметрами фильтра удовлетворяются соотношения

$$R_1 = R_2;$$

$$C_1 = C_2,$$

т. е. если равны между собой постоянные времени

$$T_1 = T_2 = T_{12} = T,$$

то коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  имеют вид:

$$\alpha = \frac{1,5}{T};$$

$$\beta = \frac{1}{T} \sqrt{1,25 - A b_{1(k)} K_{обp}}.$$

Отсюда следует, что в рассматриваемом частном случае процесс будет апериодическим, если интенсивность обратной связи весьма мала:

$$Ab_{1(k)}K_{обр} < 1,25.$$

Если же удовлетворяется обратное неравенство, процесс будет колебательным. Отсюда следует желательность увеличения разности постоянных времени ( $T_1 - T_2$ ).

Таким образом, система АРУ, описываемая уравнением второго порядка, может характеризоваться как апериодическим, так и осцилляторным процессом установления. С возрастанием величины сигнала и интенсивности обратной связи система может переходить от апериодического к осцилляторному режиму.

Формулы, определяющие поведение системы при наличии ограничения, могут быть получены путем применения общей методики второго параграфа и особого рассмотрения не требуют.

## **2-7. Системы АРУ, описываемые уравнениями высших порядков**

В предыдущих параграфах были рассмотрены системы первого и второго порядков, для которых задача нахождения реакции на перепад решалась применением общих формул первого параграфа. Если анализировать систему АРУ, описываемую уравнением порядка более высокого, чем второй, также может быть применена описанная выше общая методика. Однако в последних случаях возникает существенная трудность, связанная с необходимостью решения алгебраических уравнений высоких степеней. Действительно, характеристическое уравнение системы (2-10) в этих случаях является уравнением высокой степени. Вместе с тем, в формулы для нахождения реакции на перепад входят корни характеристического уравнения. Когда степень характеристического уравнения выше четвертой, решение может быть только численным и находится приближенными методами [Л. 16], часто весьма трудоемкими.

В связи с наличием указанной трудности, возникающей при решении задачи строгим методом, целесообразно применять приближенные методы, которые дают возможность обойти решение характеристического уравнения. Такие методы вытекают из следующего рассуждения.

Введем формально понятие о „функции передачи“ замкнутой системы АРУ, определив ее как отношение операторных изображений реакции на выходе  $E_p(t)$  и входного возмущения  $U_{вх}(t)$ :

$$K_0(p) = \frac{\bar{E}_p(p)}{\bar{U}_{вх}(p)}. \quad (2-88)$$

За счет нелинейности системы АРУ (зависимость коэффициентов основного дифференциального уравнения системы от  $U_{вх}$ ) вид выражения (2-88) зависит от  $U_{вх}(t)$  и  $K_0(p)$  не является, следовательно, характеристикой системы.

Если, однако, задаться видом  $U_{вх}(t)$ , например положить

$$U_{вх}(t) = \begin{cases} 0 & t < 0; \\ A & t \geq 0 \end{cases}$$

или

$$\bar{U}_{вх}(p) = \frac{A}{p}, \quad (2-89)$$

то „функция передачи“  $K_0(p)$  приобретает совершенно определенный вид. Именно, в соответствии с (1-30)

$$K_0(p) = \frac{\bar{E}_p(p)}{\frac{A}{p}} = \frac{1}{A} \frac{Ab_{0(k)} - E_з}{\sum_{i=0}^n h_i p^i}. \quad (2-90)$$

Здесь, так же как при определении функции передачи линейных систем, начальные условия положены нулевыми.

Определенная таким образом „функция передачи“ системы АРУ связана с реакцией на перепад входного напряжения таким же образом, как функция передачи обычной линейной цепи с переходной функцией этой цепи. Последнее обстоятельство вытекает из самого способа введения „функции передачи“ системы АРУ (2-90).

Таким образом, хотя „функция передачи“  $K_0(p)$  и не может быть использована для определения реакции на произвольное входное возмущение, она связана с реакцией на перепад соотношением

$$A \frac{K_0(p)}{p} = \int_0^{\infty} E_p(t) e^{-pt} dt. \quad (2-91)$$



Соответственно можно формально ввести понятие о „комплексном коэффициенте передачи“ и о „частотных характеристиках“ системы АРУ. Действительно, если в выражении  $K_0(p)$  произвести замену  $p$  на  $j\omega$ , то получим комплексную функцию вещественного переменного  $\omega$ :

$$K_0(j\omega) = \frac{C_0}{W(j\omega) + Ab_{1(k)} U(j\omega)}, \quad (2-92)$$

где

$$C_0 = \frac{Ab_{0(k)} - E_3}{A}, \quad (2-93)$$

а функции  $W$  и  $U$  определяются как

$$\left. \begin{aligned} W(j\omega) &= \sum_{i=0}^n a_i(j\omega)^i; \\ U(j\omega) &= \sum_{i=0}^m c_i(j\omega)^i. \end{aligned} \right\} \quad (2-94)$$

Функция  $K_0(j\omega)$  может быть названа „комплексным коэффициентом передачи“, а ее модуль  $|K_0(j\omega)|$  и аргумент  $\arg K_0(j\omega)$  „частотными характеристиками“ системы АРУ.

Надо заметить, что функция (2-92), как и (2-90), не является характеристикой системы в том смысле, в каком говорят о характеристиках линейных систем, т. е. эта функция зависит не только от свойств самой системы, определяя, в свою очередь, эти свойства, но и от входного возмущения. Соответственно по „частотным характеристикам“ системы АРУ нельзя определять реакции системы на различные виды входного возмущения. В частности, эти „частотные характеристики“ отнюдь не определяют реакцию системы на синусоидальное возмущение той или иной частоты, а переменная  $\omega$  не играет роли круговой частоты синусоидальной функции.

Однако функция (2-92) связана с реакцией  $E_p(t)$  на перепад напряжения  $U_{вх}$  теми же соотношениями, что комплексный коэффициент передачи (частотные характеристики) линейной системы с переходной функцией этой системы.

Например, справедливо соотношение

$$AK_0(j\omega) = \int_0^{\infty} \frac{dE_p(t)}{dt} e^{-j\omega t} dt. \quad (2-95)$$

Отсюда вытекает следующее важное обстоятельство. Реакция системы АРУ на перепад входного напряжения  $A$ , т. е. функция  $E_p(t)$ , может быть найдена при нулевых начальных условиях по функции  $AK_0(j\omega)$  формальным применением любого из существующих частотных методов анализа.

В частности, если численно заданы „частотные характеристики“  $|AK_0(j\omega)|$  и  $\arg K_0(j\omega)$ , функция  $E_p(t)$  может быть найдена методом „прямоугольного импульса“ [Л. 17]. Если выделить вещественную часть функции (2-92), может быть применен метод, предложенный В. В. Солодовниковым [Л. 18].

В подавляющем большинстве случаев практики большие осцилляции  $E_p(t)$  недопустимы<sup>1</sup>. Следовательно, анализируемые системы обладают монотонными либо почти монотонными „переходными функциями“ и может быть применен простой метод нахождения переходной функции по частотным характеристикам, основанный на кусочно-линейной аппроксимации переходной функции [Л. 19]. При применении этого метода  $E_p(t)$  может быть найдено в любом случае практики при помощи простых операций. Могут быть использованы также любые другие из существующих методов приближенного нахождения временных характеристик по частотным.

В случае ненулевых начальных условий надо воспользоваться более общей формулой для  $\bar{E}_p(p)$  (1-29) и составить „частотные характеристики“, заменяя  $p$  на  $j\omega$ . По последним при помощи сформулированного метода находится  $E_p(t)$ .

В случае, если  $E_p$  меняется от одного участка регуляционной характеристики к другому, необходимо для нахождения каждого участка кривой  $E_p(t)$  рассматривать соответствующие „частотные характеристики“.

Однако метод построения каждого участка остается тождественным изложенному выше.

В подавляющем большинстве случаев по вышеперечисленным обстоятельствам нахождение реакции на перепад ограничивается рассмотрением всего лишь одного участка регуляционной характеристики. Поэтому при-

<sup>1</sup> Помимо дополнительных искажений закона модуляции сигнала, эти осцилляции приводят к пропадающим сигналам на выходе приемника и к удлинению процесса установления.

менение метода „частотных характеристик“ не оказывается громоздким. Вместе с тем этот метод дает возможность избежать существенных математических трудностей, связанных с решением алгебраических уравнений высоких степеней.

## ГЛАВА ТРЕТЬЯ

# УСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

### 3-1. Постановка вопроса

В системе АРУ, как и в других системах с обратной связью, могут выполняться условия самовозбуждения, за счет чего в системе возникают автоколебания.

Явление самовозбуждения системы АРУ проявляется в периодическом изменении амплитуды сигнала на выходе регулируемого усилителя при неизменной амплитуде входного сигнала. Могут иметь место также периодические пропадания сигнала на выходе, в промежутках между которыми сигнал достигает порога ограничения в усилителе, т. е. автоколебания системы АРУ могут быть как почти синусоидальными, так и релаксационными.

Механизм автоколебаний системы АРУ сводится к следующему. При нарастании амплитуды сигнала на выходе усилителя имеет место увеличение напряжения  $E_p$ , а следовательно уменьшение коэффициента усиления  $K$ . За счет этого напряжение  $U_{вых}$  уменьшается в такой степени, что система АРУ размыкается ( $U_{вых} < E_s$ ), после чего имеет место уменьшение  $E_p$  (нарастание  $K$ ), пока возрастающий сигнал  $U_{вых}$  не превысит в значительной степени опорный уровень  $E_s$ . После этого процесс повторяется.

Автоколебания системы АРУ практически выводят из строя регулируемый усилитель. Поэтому одним из важнейших вопросов анализа системы АРУ является рассмотрение устойчивости этой системы.

Система автоматической регулировки усиления является устойчивой в том случае, когда устойчивы все возможные установившиеся режимы (состояния равно-

веса), имеющие место при изменении входного сигнала в заданном диапазоне. Поэтому анализ устойчивости системы АРУ сводится к определению устойчивости состояния равновесия при любой данной величине входного напряжения  $U_{вх} = A$ .

Отсюда следует, что для анализа устойчивости системы АРУ достаточно найти, стремится ли к стационарному состоянию переходный процесс при включении на вход системы перепада  $U_{вх} = A$  либо этот процесс представляет собой нарастающие колебания. В первом случае система при данном входном напряжении устойчива, во втором — неустойчива<sup>1</sup>.

При проведении такого анализа можно найти математические условия, при которых данное состояние равновесия системы является устойчивым. Если эти условия применить для самой неблагоприятной с точки зрения их соблюдения величины входного сигнала  $A$ , то можно получить условие устойчивости системы АРУ.

Анализ устойчивости системы АРУ можно проводить различными методами. В последующих параграфах будут рассмотрены те методы, которые в наибольшей степени соответствуют принятому способу анализа систем АРУ.

### 3-2. Анализ устойчивости по коэффициентам характеристического уравнения

Примененный метод анализа заключался в линеаризации системы АРУ. Соответственно при нахождении реакции системы на перепад входного напряжения задача свелась к решению линейного дифференциального уравнения (1-26). Поэтому при определении устойчивости системы АРУ могут быть использованы методы анализа устойчивости линейных систем. В частности, можно судить об устойчивости системы по коэффициентам дифференциального уравнения, ей соответствующего.

Действительно, реакция замкнутой системы АРУ  $E_p(t)$  (2-12) на перепад  $U_{вх} = A$  стремится при  $t \rightarrow \infty$  к стационарному состоянию  $E_p(\infty)$ , а не нарастает неограниченно в случае, если корни уравнения (2-10)  $p_j$  не

---

<sup>1</sup> При наличии периодической огибающей сигнала может произойти параметрическое возбуждение системы АРУ, не учитываемое при таком подходе. Это обстоятельство будет обсуждаться отдельно в гл. 5.

имеют положительных и равных нулю действительных частей.

При этом уравнение

$$\sum_{i=0}^n h_i p^i = 0$$

является характеристическим, соответствующим дифференциальному уравнению системы (1-26).

Следовательно, для суждения об устойчивости системы достаточно применить условие для коэффициентов  $h_i$ , при соблюдении которого корни  $p_j$  имеют отрицательную действительную часть. Это условие носит название критерия Гурвица — Рауса [Л. 2]). Согласно этому критерию достаточно определенным образом составить матрицу из коэффициентов уравнения (2-10) и выделить из нее  $n$  детерминантов. Если эти детерминанты положительны, корни удовлетворяют сформулированному условию, и система устойчива.

В случае, например, системы четвертого порядка матрица имеет вид:

$$\Delta = \begin{array}{c} \Delta_1 \\ \Delta_2 \\ \Delta_3 \\ \Delta_4 \end{array} \left| \begin{array}{cc|cc} h_3 & h_4 & 0 & 0 \\ \hline h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ \hline 0 & h_0 & h_1 & h_2 \\ \hline 0 & 0 & 0 & h_0 \end{array} \right|. \quad (3-1)$$

Условия устойчивости при этом сводятся к тому, что детерминанты  $\Delta_1$ ;  $\Delta_2$ ;  $\Delta_3$ ;  $\Delta_4$  больше нуля, т. е.

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= h_3 > 0; \\ \Delta_2 &= h_2 h_3 - h_1 h_4 > 0; \\ \Delta_3 &= h_1 (h_2 h_3 - h_1 h_4) - h_3^2 h_0 > 0; \\ \Delta_4 &= h_0 > 0. \end{aligned} \quad (3-2)$$

Величины коэффициентов  $h_i$  зависят не только от неизменных параметров системы, но также от величины входного сигнала  $A$  и от того, на каком участке регулировочной характеристики находится рассматриваемое состояние равновесия. Следовательно, получаемые усло-

вия устойчивости могут выполняться либо не выполняться в зависимости от величины сигнала. В этом проявляется нелинейность системы и этим отличаются полученные условия устойчивости от критерия Гурвица — Рауса для линейных систем.

Если предположить в рассмотренном примере уравнения четвертого порядка  $m=2$ , то

$$\begin{aligned} h_4 &= a_4; \\ h_3 &= a_3; \\ h_2 &= a_2 + c_2 b_{1(k)} A; \\ h_1 &= a_1 + c_1 b_{1(k)} A; \\ h_0 &= a_0 + b_{1(k)} A \end{aligned} \quad (3-3)$$

и условия устойчивости системы при  $U_{ex} = A$  принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} \Delta_1 &= a_3 > 0; \\ \Delta_2 &= (a_2 + c_2 b_{1(k)} A) a_3 - (a_1 + c_1 b_{1(k)} A) a_4 > 0; \\ \Delta_3 &= (a_1 + c_1 b_{1(k)} A) [(a_2 a_3 - a_1 a_4) + \\ &+ (c_2 a_3 - c_1 a_4) b_{1(k)} A] - a_3^2 (a_0 + b_{1(k)} A) > 0; \\ \Delta_4 &= a_0 + b_{1(k)} A > 0. \end{aligned} \right\} \quad (3-4)$$

Выделяя члены, зависящие от величины входного сигнала, перепишем неравенства (3-4) в виде:

$$\left. \begin{aligned} \Delta_1 &= a_3 > 0; \\ \Delta_2 &= (a_2 a_3 - a_1 a_4) + (c_2 a_3 - c_1 a_4) b_{1(k)} A > 0; \\ \Delta_3 &= [a_1 (a_2 a_3 - a_1 a_4) - a_3^2 a_0] + [c_1 (a_2 a_3 - a_1 a_4) + \\ &+ a_1 (c_2 a_3 - c_1 a_4) - a_3^2] b_{1(k)} A + \\ &+ c_1 (c_2 a_3 - c_1 a_4) (b_{1(k)} A)^2 > 0; \\ \Delta_4 &= a_0 + b_{1(k)} A > 0. \end{aligned} \right\} \quad (3-5)$$

Полученные неравенства являются условиями устойчивости системы АРУ, описываемой уравнением четвертого порядка, в случае, если в уравнение цепи обратной связи входят первая и вторая производные  $U_{вых}(t)$ .

### 3-3. Анализ устойчивости, основанный на применении амплитудно-фазовой характеристики

Об устойчивости линейных систем можно судить по их функции передачи либо частотным характеристикам. Система АРУ является нелинейной. Однако при рассмотрении реакции на перепад амплитуды входного напряжения сложных систем АРУ (см. гл. 2) было формально введено понятие о функции передачи замкнутой системы АРУ  $K_0(p)$ . Эта функция определялась соотношением

$$K_0(p) = \frac{C_0}{\sum_{i=0}^n h_i p^i}, \quad (3-6)$$

где

$$C_0 = \frac{Ab_{0(k)} - E_3}{A}.$$

„Функция передачи“ (3-6) может быть использована для анализа устойчивости системы АРУ. Действительно, знаменатель выражения (3-6) представляет собой характеристический многочлен системы, так что корни характеристического уравнения системы АРУ являются полюсами ее „функции передачи“.

В предыдущем параграфе было установлено, что для устойчивости системы нужно, чтобы эти корни не имели положительной и равной нулю вещественной части. Следовательно, для системы АРУ справедлив критерий, согласно которому система устойчива, если ее „функция передачи“ не имеет особых точек в правой полуплоскости комплексного переменного  $p$ , включая мнимую ось.

Учитывая, что функция, представляющая знаменатель (3-6):

$$F_1(p) = \sum_{i=0}^n h_i p^i = W(p) + Ab_{1(k)} U(p), \quad (3-7)$$

зависит от величины входного сигнала  $A$  и крутизны регулировочной характеристики  $b_{1(k)}$ , приходим к выводу, что устойчивость системы АРУ связана с величиной сигнала. Это обстоятельство, выясненное также другим путем (см. § 2), является проявлением нелинейности системы.

Для применяемых на практике систем функция  $F_1(p)$  не имеет полюсов в правой полуплоскости  $p$ . Поэтому на основании теоремы Коши [Л. 21 и 22] справедливо следующее положение. При обходе в положительном направлении любого замкнутого контура в правой полуплоскости  $p$ , включающего в себя все корни  $F_1(p)$ , в плоскости  $F_1$  будет обойден также замкнутый контур, столько раз охватывающий в положительном направлении начало координат, сколько корней в правой полуплоскости  $p$ .

Если число корней в правой полуплоскости  $p$  равно нулю, т. е. система устойчива, в плоскости  $F_1$  начало координат при обходе по контуру охватываться не будет. Функцию  $F_1(p)$  можно представить следующим образом:

$$F_1(p) = h_0 + F_2(p), \quad (3-8)$$

где

$$F_2(p) = \sum_{i=1}^n h_i p^i.$$

Если ввести обозначение

$$F_3(p) = \frac{F_2(p)}{h_0} = \frac{\sum_{i=1}^n h_i p^i}{h_0}, \quad (3-9)$$

получим окончательно

$$F_1(p) = h_0 [1 + F_3(p)]. \quad (3-10)$$

Учитывая, что началу координат в плоскости  $F_1$  соответствует точка  $(-1, 0)$  в плоскости  $F_3$ , можно сформулировать следующее положение. Для устойчивой системы при обходе вышеуказанного замкнутого контура в правой полуплоскости  $p$  точка  $(-1, 0)$  в плоскости  $F_3$  охватываться соответствующим замкнутым контуром не будет.

„Функция передачи“  $K_0(p)$  может быть при применении функции  $F_3$  переписана в виде:

$$K_0(p) = \frac{C_1}{1 + F_3(p)}, \quad (3-11)$$

где

$$C_1 = \frac{Ab_{\sigma(k)} - E_3}{Ab_{1(k)} + a_0} \cdot \frac{1}{A}.$$



Если теперь предположить, что контур обхода в плоскости  $p$  — полуокружность с радиусом  $R \rightarrow \infty$ , то

$$p = j\omega, \quad (3-12)$$

причем интервал изменения переменной  $\omega$

$$-\infty < \omega < +\infty. \quad (3-13)$$

При этом „функция передачи“  $K_0(p)$  превращается в „комплексный коэффициент передачи“

$$K_0(j\omega) = \frac{C_1}{1 + F_3(j\omega)}. \quad (3-14)$$

Следует еще раз отметить, что  $K_0(j\omega)$  не определяет реакции на синусоидальное входное возмущение и является лишь формально введенным понятием. Однако эта функция может быть использована для анализа устойчивости системы АРУ так же, как комплексный коэффициент передачи линейной системы может быть использован для анализа ее устойчивости [Л. 22].

При этом роль амплитудно-фазовой характеристики разомкнутой системы играет годограф функции  $F_3(p)$  при  $p = j\omega$ , т. е. функция  $F_3(j\omega)$ . Действительно, учитывая найденные выше свойства годографа  $F_3$  устойчивой системы АРУ, можно сформулировать следующее условие устойчивости, аналогичное по своей форме критерию устойчивости линейных систем, носящему название критерия Найквиста.

Система АРУ устойчива тогда и только тогда, когда „амплитудно-фазовая характеристика“

$$F_3(j\omega) = \frac{\sum_{i=1}^n a_i(j\omega)^i + Ab_{1(k)} \sum_{i=1}^m c_i(j\omega)^i}{a_0 + Ab_{1(k)}} \quad (3-15)$$

в плоскости  $F_3$  не проходит через точку  $(-1, 0)$  и не охватывает ее при любых значениях амплитуды входного сигнала  $A$ .

„Амплитудно-фазовая характеристика“  $F(j\omega)$  зависит от произведения  $Ab_{1(k)}$ . В этом проявляется нелинейность системы. При изменении  $A$  в диапазоне от  $A_{\text{мин}}$  до  $A_{\text{макс}}$  получим континуум кривых  $F_3(j\omega)$ . Для того чтобы

система была устойчивой, сформулированный критерий должен удовлетворяться для любой из этих кривых.

Таким образом, излагаемый метод оценки устойчивости системы АРУ аналогичен методу диаграмм регенерации [Л. 23], предложенному К. Ф. Теодорчиком. В данном случае этот метод применен к нелинейной системе с параметрической обратной связью, обладающей  $n$  степенями свободы.

Сформулированный критерий справедлив вне зависимости от устойчивости системы АРУ в разомкнутом состоянии.

В случае, если система АРУ в разомкнутом состоянии устойчива, этот критерий можно применить в ином виде.

На основании (3-7)

$$\begin{aligned} & F_1(p) = W(p) + Ab_{1(k)} U(p), \\ \text{или} \quad & F_1(p) = W(p) [1 + Ab_{1(k)} \Phi(p)]. \end{aligned} \quad (3-16)$$

Отсюда „функция передачи“ имеет вид:

$$K_0(p) = \frac{C_0}{W(p) [1 + Ab_{1(k)} \Phi(p)]}. \quad (3-17)$$

Для устойчивой цепи обратной связи функция передачи  $\Phi(p) = \frac{U(p)}{W(p)}$  не имеет полюсов, а следовательно, функция  $W(p)$  не имеет нулей в правой полуплоскости комплексного переменного  $p$ . Поэтому для обеспечения устойчивости системы АРУ достаточно, чтобы функция  $1 + Ab_{1(k)} \Phi(p)$  не имела нулей в правой полуплоскости  $p$ . Последнее условие приводит к следующему критерию устойчивости.

Система АРУ, устойчивая в разомкнутом состоянии, является устойчивой в замкнутом состоянии тогда и только тогда, когда амплитудно-фазовая характеристика

$$F_4(j\omega) = Ab_{1(k)} \Phi(j\omega) \quad (3-18)$$

в плоскости  $F_4$  не проходит через точку  $(-1, 0)$  и не охватывает ее при любых значениях амплитуды входного сигнала  $A$ .

Здесь  $\Phi(j\omega)$  — комплексный коэффициент передачи цепи обратной связи.

Полученное условие является частным случаем сфор-

мулированного выше общего критерия устойчивости. Однако, учитывая то обстоятельство, что разомкнутая система АРУ в громадном большинстве случаев устойчива, этот случай приобретает большое практическое значение. Применение критерия устойчивости в последнем виде более удобно, ибо достаточно составить комплексный коэффициент передачи цепи обратной связи и, умножив его на  $Ab_{1(k)}$ , сразу исследовать устойчивость системы.

В последнем виде критерий устойчивости системы АРУ может быть получен и другим путем [Л. 10], а именно путем применения искусственного приема рассмотрения, при котором за вход системы принимается напряжение задержки АРУ, пересчитанное к выходу цепи обратной связи. При применении этого искусственного приема функция  $Ab_{1(k)}\Phi(p)$  представляет собой функцию передачи разомкнутой системы, и последняя формулировка критерия устойчивости совпадает с обычной формулировкой для линейных следящих систем [Л. 22].

Следует, однако, отметить, что указанный прием, давая тот же результат в части оценки устойчивости, не дает возможности решить других задач, к которым относится, в частности, интересующая нас задача о переходных процессах. Поэтому в целях сохранения общности рассмотрения при решении всех поставленных задач принятый путь рассмотрения следует считать преимущественным.

#### 3-4. Пример. Система АРУ, описываемая уравнением третьего порядка

Проиллюстрируем анализ устойчивости системы АРУ на следующем примере.

Представим себе систему АРУ вида, показанного на рис. 3-1. Функция передачи цепи обратной связи, изображенной на рисунке системы, равна:

$$\Phi(p) = K_{обp} \Phi_{\partial n}(p) \Phi_{\phi}(p),$$

где

$$K_{обp} = K_1 K_{\partial},$$

а  $\Phi_{\partial n}(p)$  определяется в соответствии с (2-32) как

$$\Phi_{\partial n}(p) = \frac{1}{1 + p\tau_{oe}}.$$

Функция передачи фильтра в данном случае

$$\Phi_{\phi}(p) = \frac{1 + pT_2}{1 + p(T_1 + T_2 + T_{12}) + p^2T_1T_2}, \quad (3-19)$$

где  $T_1 = R_1C_1$ ;  $T_2 = R_2C_2$ ;  $T_{12} = R_1C_2$ .

Таким образом, функция передачи цепи АРУ

$$\Phi(p) = K_{обр} \frac{1 + pT_2}{(1 + p\tau_{oe})[1 + p(T_1 + T_2 + T_{12}) + p^2T_1T_2]}. \quad (3-20)$$

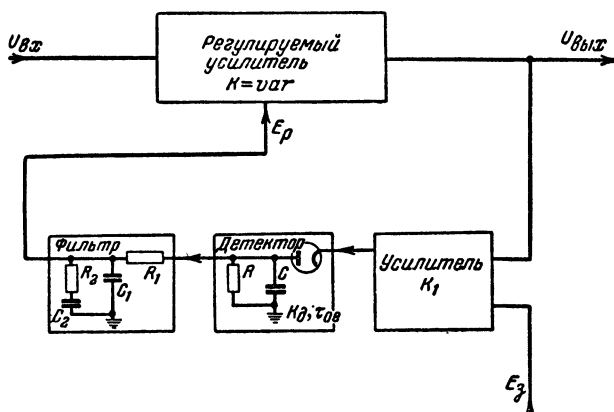


Рис. 3-1. Система АРУ, описываемая уравнением третьего порядка.

Приводя (3-20) к виду

$$\Phi(p) = \frac{c_1p + 1}{a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0},$$

получим значения коэффициентов

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{K_{обр}}; \\ a_1 &= \frac{T_1 + T_2 + T_{12} + \tau_{oe}}{K_{обр}}; \\ a_2 &= \frac{\tau_{oe}T_1 + \tau_{oe}T_2 + T_1T_2 + \tau_{oe}T_{12}}{K_{обр}}; \\ a_3 &= \frac{\tau_{oe}T_1T_2}{K_{обр}}; \\ c_1 &= T_2. \end{aligned} \right\} (3-21)$$

Коэффициенты  $h_i$ , определяющие устойчивость системы АРУ, принимают в данном случае вид:

$$\left. \begin{aligned} h_3 &= a_3; \\ h_2 &= a_2; \\ h_1 &= a_1 + c_1 b_{1(k)} A; \\ h_0 &= a_0 + b_{1(k)} A. \end{aligned} \right\} \quad (3-22)$$

Применим для анализа устойчивости рассматриваемой системы первый из изложенных в предыдущих параграфах критериев, а именно составим определитель

$$\Delta = \begin{vmatrix} h_2 & h_3 & 0 \\ h_0 & h_1 & h_2 \\ 0 & 0 & h_0 \end{vmatrix} \quad (3-23)$$

и, выделяя из него миноры  $\Delta_1$ ,  $\Delta_2$ ,  $\Delta_3$ , получим условия устойчивости

$$\left. \begin{aligned} \Delta_1 &= h_2 > 0; \\ \Delta_2 &= h_1 h_2 - h_3 h_0 > 0; \\ \Delta_3 &= h_0 > 0. \end{aligned} \right\} \quad (3-24)$$

Подставляя в (3-24) равенства (3-22), получим:

$$\left. \begin{aligned} \Delta_1 &= a_2 > 0; \\ \Delta_2 &= (a_1 a_2 - a_3 a_0) - A b_{1(k)} (a_3 - c_1 a_2) > 0; \\ \Delta_3 &= a_0 + A b_{1(k)} > 0. \end{aligned} \right\} \quad (3-25)$$

Так как все коэффициенты (3-21) положительны, первое и третье из неравенств (3-25) выполняются.

Учтя, что неравенство

$$a_1 a_2 - a_3 a_0 > 0$$

является условием устойчивости разомкнутой системы (получаемым при  $b_{1(k)} = 0$ ), выполняемым во всех практических случаях, можно переписать второе из неравенств (3-25) в виде:

$$a_1 a_2 - a_3 a_0 > A b_{1(k)} (a_3 - c_1 a_2). \quad (3-26)$$

Составляя произведение  $c_1 a_2$ , имеем:

$$c_1 a_2 = \frac{\tau_{oe} T_1 T_2}{K_{обп}} + T_2 \frac{\tau_{oe} T_2 + T_1 T_2 + \tau_{oe} T_{12}}{K_{обп}},$$

г. е.

$$c_1 a_2 = a_3 + T_2 \frac{\tau_{oe} T_2 + T_1 T_2 + \tau_{oe} T_{12}}{K_{обр}} > a_3,$$

и правая часть неравенства (3-26) меньше нуля. Следовательно, неравенство (3-26) выполняется при любых значениях амплитуды входного напряжения  $A$ , и рассматриваемая система устойчива.

Проанализируем устойчивость той же системы при помощи второго из изложенных критериев.

Для этого составим в соответствии с общей теорией „амплитудно-фазовую характеристику“  $F_4(j\omega)$ :

$$F_4(j\omega) = Ab_{1(k)} \Phi(j\omega),$$

или в соответствии с (3-20)

$$F_4(j\omega) = Ab_{1(k)} K_{обр} \frac{1 + j\omega T_2}{(1 + j\omega \tau_{oe}) T_1 T_2 (j\omega - p_2)(j\omega - p_3)}, \quad (3-27)$$

где  $p_2$  и  $p_3$  — корни уравнения

$$T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2 + T_{12}) p + 1 = 0.$$

Эти корни равны:

$$p_{2,3} = \frac{-(T_1 + T_2 + T_{12}) \pm \sqrt{(T_1 + T_2 + T_{12})^2 - 4T_1 T_2}}{2T_1 T_2}.$$

Введем обозначения

$$\left. \begin{aligned} \tau_2 &= -\frac{1}{p_2}; \\ \tau_3 &= -\frac{1}{p_3} \end{aligned} \right\} \quad (3-28)$$

Корни  $p_2$  и  $p_3$  вещественны и отрицательны, следовательно,  $\tau_2$  и  $\tau_3$  — вещественные положительные числа, имеющие размерность времени.

Учтя (3-28), получим „амплитудно-фазовую характеристику“ в виде:

$$F_4(j\omega) = Ab_{1(k)} K_{обр} \frac{1 + j\omega T_2}{(1 + j\omega \tau_{oe})(1 + j\omega \tau_2)(1 + j\omega \tau_3)}. \quad (3-29)$$

Модуль и аргумент выражения (3-29) могут быть записаны как

$$|F_4(j\omega)| = \frac{Ab_{1(k)} K_{обп} \sqrt{1 + (\omega T_2)^2}}{\sqrt{[1 + (\omega\tau_{oe})^2][1 + (\omega\tau_2)^2][1 + (\omega\tau_3)^2]}}$$

и

$$\arg F_4(j\omega) = \operatorname{arctg} \omega T_2 - [\operatorname{arctg} \omega\tau_{oe} + \operatorname{arctg} \omega\tau_2 + \operatorname{arctg} \omega\tau_3].$$
(3-30)

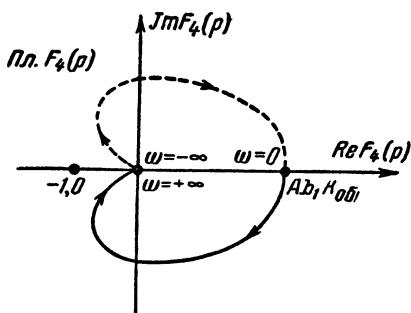


Рис. 3-2. Амплитудно-фазовая характеристика системы АРУ третьего порядка.

При  $\omega = 0$  функции (3-30) принимают значения

$$|F_4(j0)| = Ab_{1(k)} K_{обп};$$

$$\arg F_4(j0) = 0.$$
(3-31)

При

$$\omega \rightarrow +\infty$$

$$|F_4(j\infty)| = 0;$$

$$\arg F_4(j\infty) = -\pi.$$
(3-32)

Для определения хода кривой при промежуточных значениях  $\omega$  достаточно рассмотреть вещественную и мнимую части  $F_4(j\omega)$ . При этом можно убедиться, что равенство

$$\operatorname{Im} F_4(j\omega) = 0$$

имеет место только при  $\omega = 0$  и  $\omega = \pm\infty$ . Значит при промежуточных значениях  $\omega$  „амплитудно-фазовая характеристика“ оси абсцисс не пересекает. Вместе с тем легко найти, что при всех значениях параметров соблюдается неравенство

$$\tau_2 > T_2,$$

причем зависимость  $\tau_2$  от  $T_2$  изображается кривой рис. 3-3. Это значит, что фаза может принимать только отрицательные значения, и „амплитудно-фазовая характеристика“ имеет вид, приведенный на рис. 3-2.

Точка  $(-1,0)$  находится вне контура, описанного годографом  $F_4(j\omega)$ , и соответственно рассматриваемая система

является устойчивой при любых амплитудах входного сигнала.

Таким образом, результаты анализа устойчивости обоими рассмотренными методами совпали.

С повышением величины произведения  $Ab_{1(k)}K_{обп}$ , определяющего интенсивность обратной связи, запас устойчивости по фазе уменьшается. Однако запас устойчивости по амплитуде во всех случаях остается сколь угодно большим, и, следовательно, система устойчива.

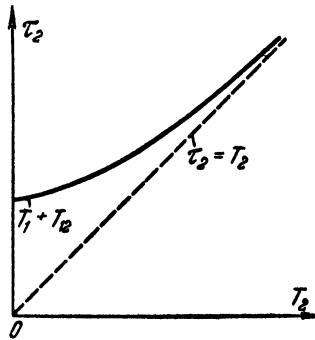


Рис. 3-3. Зависимость  $\tau_2$  от  $T_2$ .

Надо заметить, что анализ устойчивости проводился для системы непрерывного действия либо для импульсной системы без учета импульсного характера сигнала, который будет учтен в следующей главе.

## ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

### ИМПУЛЬСНЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

#### 4-1. Вводные замечания

В современных радиотехнических устройствах весьма часто применяется импульсный метод работы, характеризующийся тем, что сигнал воздействует на систему в течение коротких интервалов времени  $T_u$ , следующих с периодом чередования  $T_ч$ , причем коэффициент заполнения

$$\gamma = \frac{T_u}{T_ч} \ll 1.$$



Соответственно при импульсном методе работы система АРУ превращается из системы непрерывного регулирования в систему прерывистого регулирования и должна рассматриваться при помощи применения теории прерывистого регулирования, развитой Я. З. Цыпкиным [Л. 24].

Проведенный в предыдущих главах анализ был, как это указывалось, применим как для систем непрерывного действия, так и для импульсных систем, в случае, если период  $T_{\text{ц}}$  значительно меньше длительности переходных процессов в системе. В настоящей главе будет обосновано последнее положение. В ней будет показано, в каком смысле для решения вопроса о реакции на перепад входного напряжения можно пренебречь импульсным характером сигнала. Кроме того, будет рассмотрен весьма важный вопрос об устойчивости импульсной системы АРУ, ибо оказывается, что именно в этом вопросе анализ импульсной системы и системы непрерывного действия различен.

В случае импульсной системы АРУ соотношения (1-5) и (1-2), выражающие линейность и безинерционность регулируемого усилителя, а также зависимость коэффициента усиления от напряжения регулирования, остаются неизменными. Изменению подлежит лишь уравнение (1-7), связывающее  $U_{\text{вых}}$  с  $E_p$ , в связи с тем, что в этом уравнении не учитывался импульсный характер сигнала. Именно дифференциальное уравнение цепи АРУ превращается в этом случае в разностное. Однако при применении линеаризации регулировочной характеристики мы переходим, как было показано в гл. 1, к операторным изображениям искомым функций. Соответственно переходим от дифференциального уравнения цепи обратной связи к функции передачи этой цепи. Поэтому для анализа импульсных систем АРУ будем интересоваться не изменениями уравнения, а изменениями функции передачи цепи АРУ, которые вызываются учетом импульсного характера сигнала.

#### 4-2. Функция передачи импульсной цепи АРУ

При непрерывном сигнале, а также если считать за входное возмущение цепи обратной связи огибающую сигнала на выходе регулируемого усилителя, цепь обратной связи представляет собой обычный линейный фильтр. При учете импульсного характера сигнала эта

цепь представляет собой импульсный фильтр, реагирующий на прерывистый сигнал, измеряемый лишь в определенных, равноотстоящие моменты времени. Период повторения этого импульсного фильтра обозначим  $T_u$ , и частоту повторения  $f_u$ .

Вся система АРУ при этом превращается в систему прерывистого регулирования, нелинейную с  $n$  степенями свободы и с параметрической обратной связью.

Цепь обратной связи, являясь линейным импульсным фильтром, характеризуется функцией передачи, которая определяется теорией прерывистого регулирования [Л. 22 и 24].

Именно функция передачи импульсного фильтра определяется как

$$Y(z) = \sum_{k=1}^{\infty} h(kT_u) z^{-k}, \quad (4-1)$$

где  $h(kT_u)$  — реакция импульсного фильтра на единственный импульс единичной амплитуды, действующий в момент времени  $t=0$ , а

$$z = e^{pT_u}. \quad (4-2)$$

Функция передачи импульсной цепи АРУ может быть определена также, как

$$Y(z) = \frac{\bar{E}_p(z)}{\bar{U}_1(z)}, \quad (4-3)$$

где „изображения“  $\bar{E}_p(z)$  и  $\bar{U}_1(z)$  определяются дискретным преобразованием Лапласа, т. е. формулами

$$\left. \begin{aligned} \bar{E}_p(z) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} E_p(kT_u) z^{-k}; \\ \bar{U}_1(z) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_1(kT_u) z^{-k}. \end{aligned} \right\} \quad (4-4)$$

В последних формулах  $E_p(kT_u)$  — значения напряжения регулирования в моменты  $kT_u$  прихода импульсов;  $U_1(kT_u)$  — значения напряжения, действующего на вход цепи АРУ ( $U_1 = U_{\text{вых}} - E_s$ ) в те же моменты времени.

Получим формулы, пользуясь которыми, можно найти функцию передачи импульсной цепи АРУ  $Y(z)$  по виду и параметрам этой цепи. Для этого следует рассмотреть отдельно цепи, в которых применяется импульсный детектор с предварительным разрядом и импульсный детектор без предварительного разряда.

В случаях, когда период  $T_u$  составляет заметную часть длительности нарастания переходной функции фильтра АРУ, оказывается выгодным применять детектор с предварительным разрядом [Л. 25]. Пример схемы такого детектора приведен на рис. 2-3. При этом цепь обратной связи представляет собой фильтр с фиксацией [Л. 22].

Функция передачи импульсной цепи с фиксацией равна:

$$Y(z) = \frac{\beta_0}{z} + \sum_k \frac{\beta_k}{p_k} \frac{1 - p_k^{p_k T_u}}{z - e^{p_k T_u}}. \quad (4-5)$$

Соотношение (4-5) справедливо, если функция передачи линейной части импульсной цепи (без фиксирующего устройства) равна:

$$\Phi(p) = \frac{U(p)}{W(p)}, \quad (4-6)$$

где  $U(p)$  и  $W(p)$  — полиномы относительно  $p$ , причем степень числителя не выше степени знаменателя, а  $p_k$  ( $k = 1, 2, 3, \dots, n$ ) — простые корни уравнения

$$W(p) = 0,$$

$\beta_k$  — коэффициенты разложения  $\Phi(p)$  на простейшие дроби, т. е.

$$\Phi(p) = \beta_0 + \sum_k \frac{\beta_k}{p - p_k}. \quad (4-7)$$

Таким образом, при наличии детектора с предварительным разрядом функция передачи импульсной цепи обратной связи  $Y(z)$  может быть просто найдена по известной функции передачи этой цепи  $\Phi(p)$ , получающейся при неучете импульсного характера сигнала.

Дело обстоит несколько иначе в случае применения импульсного детектора без предварительного разряда, благодаря чему для нахождения функции передачи

цепи АРУ, содержащей такой детектор, необходимо предварительно рассмотреть некоторые вопросы теории импульсного детектора.

### *К теории импульсного детектора*

Будем рассматривать импульсный детектор, схема которого представлена на рис. 2-2.

Функция передачи этого детектора, а следовательно, и всей цепи АРУ не может быть найдена простым применением формул для функций передачи линейных импульсных цепей [Л. 24]. Последнее обстоятельство связано с тем, что импульсный детектор (рис. 2-2) является цепью нелинейной, эквивалентная схема которой за время действия импульса отличается от эквивалентной схемы в интервалах между импульсами. Для рассматриваемого детектора несправедлив принцип суперпозиции, лежащий в основу введения понятия о функции передачи. Действительно, в случае воздействия на детектор с большой постоянной времени  $T=RC$  последовательности из двух импульсов, первый из которых имеет амплитуду большую, чем второй, реакция от воздействия первого импульса в момент прихода второго может быть больше амплитуды второго импульса, который, таким образом, вообще не воздействует на детектор.

Учитывая приведенные обстоятельства, приходим к необходимости специального анализа импульсного детектора (рис. 2-2).

Будем предполагать, что огибающая импульсной последовательности  $U_1$ , воздействующей на детектор, имеет настолько медленные участки убывания, что за счет изменения напряжения на емкости за период  $T_u$  всегда удовлетворяется неравенство

$$|U_2(kT_u)| \leq |U_1(kT_u)| \quad (4-8)$$

(рис. 4-1).

При этом в любой момент времени  $kT_u$  на импульсный детектор воздействует, заряжая емкость  $C$ , импульс амплитудой

$$U_1(kT_u) - U_2(kT_u).$$

Если обозначить реакцию импульсного детектора на единственный импульс единичной амплитуды, действующий

щий при  $t=0$ , через  $h(kT_u)$ , то реакция импульсного детектора  $U_2(mT_u)$  на произвольное входное возмущение  $U_1(mT_u)$  определится как

$$U_2(mT_u) = \sum_{k=0}^m [U_1(kT_u) - U_2(kT_u)] h[(m-k)T_u]. \quad (4-9)$$

В уравнении (4-9) индекс  $m$  относит напряжение на выходе детектора к данному моменту времени  $mT_u$ . Индекс  $k$  является текущим и относит соответствующие функции к моментам времени, предшествующим  $mT_u$ .

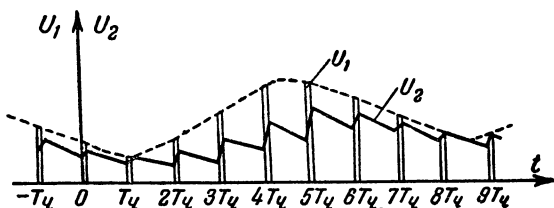


Рис. 4-1. Входное и выходное напряжения импульсного детектора.

Соотношение (4-9) можно переписать в виде:

$$U_2(mT_u) = \sum_{k=0}^m U_1(kT_u) h[(m-k)T_u] - \sum_{k=0}^m U_2(kT_u) h[(m-k)T_u]. \quad (4-10)$$

Применим к левой и правой частям равенства (4-10) дискретное преобразование Лапласа [Л. 24].

Тогда

$$D\{U_2(mT_u)\} = D\left\{\sum_{k=0}^m U_1(kT_u) h[(m-k)T_u]\right\} - D\left\{\sum_{k=0}^m U_2(kT_u) h[(m-k)T_u]\right\}.$$

Применяя теорему свертывания и заменяя в левой части равенства индекс  $m$  на  $k$ , получим:

$$D \{U_2(kT_u)\} = D \{U_1(kT_u)\} D \{h(kT_u)\} - \\ - D \{U_2(kT_u)\} D \{h(kT_u)\},$$

откуда

$$D \{U_2(kT_u)\} = D \{U_1(kT_u)\} \frac{D \{h(kT_u)\}}{1 + D \{h(kT_u)\}}. \quad (4-11)$$

Из выражения (4-11) видно, что отношение „изображений“ напряжений на выходе и на входе детектора не зависит от вида огибающей  $U_1(kT_u)$ . Следовательно, импульсный детектор эквивалентен при соблюдении сформулированных выше условий некоторой линейной импульсной цепи, функция передачи которой

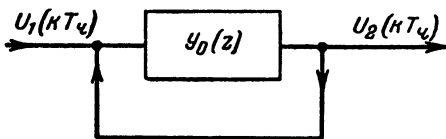


Рис. 4-2. Эквивалентная блок-схема импульсного детектора.

$$Y_D(z) = \frac{D \{U_2(kT_u)\}}{D \{U_1(kT_u)\}} = \frac{D \{h(kT_u)\}}{1 + D \{h(kT_u)\}}, \quad (4-12)$$

или

$$Y_D(z) = \frac{\sum_{k=1}^{\infty} h(kT_u) z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^{\infty} h(kT_u) z^{-k}}. \quad (4-13)$$

Выражение (4-13) означает также, что импульсный детектор (рис. 2-2) эквивалентен линейной импульсной цепи с функцией передачи

$$Y_0(z) = \sum_{k=1}^{\infty} h(kT_u) z^{-k}, \quad (4-14)$$

охваченной отрицательной обратной связью (рис. 4-2). Функция передачи этой цепи, замкнутой обратной связью, равна:

$$Y_D(z) = \frac{Y_0(z)}{1 + Y_0(z)}, \quad (4-15)$$

т. е. совпадает с (4-13).

Для определения функции передачи  $Y_{\theta}(z)$  необходимо найти реакцию импульсного детектора на единственный импульс  $h(kT_u)$ .

Если в момент  $t=0$  на детектор воздействует прямоугольный импульс единичной амплитуды и длительностью

$$T_u = \gamma T_u, \quad (4-16)$$

где  $\gamma$  — коэффициент заполнения, то в соответствии с эквивалентной схемой заряда емкости (рис. 4-3) напряжение

$$U_c(t) = 1 - e^{-\frac{t}{T_1}}, \quad (4-17)$$

где

$$T_1 = R_1 C \quad (4-18)$$

есть постоянная заряда емкости, а

$$R_1 = R_0 + R_{\theta}. \quad (4-19)$$

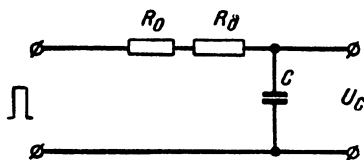


Рис. 4-3. Цепь заряда емкости импульсного детектора.

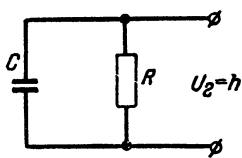


Рис. 4-4. Цепь разряда емкости импульсного детектора.

В момент окончания импульса

$$U_c(\gamma T_u) = 1 - e^{-\frac{\gamma T_u}{T_1}}. \quad (4-20)$$

Уравнение (4-20) определяет начальные условия для процесса разряда емкости  $C$ , который происходит по эквивалентной схеме рис. 4-4 и выражается формулой

$$h(t) \approx U_1(\gamma T_u) e^{-\frac{t}{T}} \quad \text{при } t \gg \gamma T_u, \quad (4-21)$$

где

$$T = RC \quad (4-22)$$

постоянная разряда емкости.

Соответственно

$$h(kT_u) = \left(1 - e^{-\frac{\gamma T_u}{T_1}}\right) e^{-\frac{kT_u}{T}}. \quad (4-23)$$

Функция передачи  $Y_0(z)$  находится по формуле (4-14):

$$\begin{aligned} Y_0(z) &= \left(1 - e^{-\frac{\gamma T_u}{T_1}}\right) \sum_{k=1}^{\infty} \left(e^{-\frac{T_u}{T}} z^{-1}\right)^k = \\ &= \left(1 - e^{-\frac{\gamma T_u}{T_1}}\right) \frac{e^{-\frac{T_u}{T}}}{z - e^{-\frac{T_u}{T}}} \end{aligned} \quad (4-24)$$

и функция передачи детектора

$$Y_{\partial}(z) = \frac{Y_0(z)}{1 + Y_0(z)} = \frac{\left(1 - e^{-\frac{\gamma T_u}{T_1}}\right) e^{-\frac{T_u}{T}}}{z - e^{-\frac{T_u}{T}} - e^{-\frac{\gamma T_u}{T_1}}}. \quad (4-25)$$

В соотношении (4-25)  $z = e^{pT_u}$ .

Полагая  $p = 0$  или  $z = 1$ , получим коэффициент передачи детектора

$$K_{\partial} = Y_{\partial}(1) = \frac{\left(1 - e^{-\frac{\gamma T_u}{T_1}}\right) e^{-\frac{T_u}{T}}}{1 - e^{-\frac{T_u}{T}} - \frac{\gamma T_u}{T T_1}}. \quad (4-26)$$

В часто встречающемся случае

$$\gamma T_u \ll T_1;$$

$$T_u \ll T;$$

$$K_{\partial} \approx \frac{\gamma T}{T_1 + \gamma T}. \quad (4-27)$$

Полученные формулы, строго говоря, можно применять только в случае, если между детектором и фильтром АРУ имеется разделительный каскад.



Однако в случае, если к нагрузке детектора подключен фильтр (рис. 4-5), входное сопротивление которого

$$|z_{ex}(p)| \gg R,$$

например фильтр, изображенный на рис. 4-6 при  $R_2 \gg R$ , эквивалентные схемы заряда и разряда конденсатора  $C$  остаются с достаточной точностью неизменными. Следовательно, в этих случаях импульсная реакция будет иметь прежний вид, и функция передачи детектора определится соотношением (4-25).

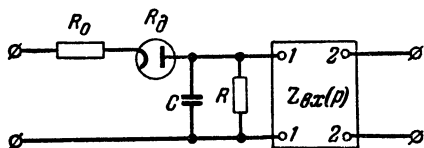


Рис. 4-5. Импульсный детектор и фильтр АРУ.

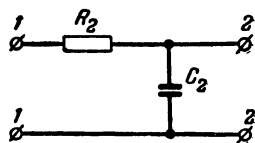


Рис. 4-6. Частный вид фильтра АРУ.

Полагая  $Y_{\partial}(1) = 1$ , введем нормированную функцию передачи детектора

$$Y_{\partial n}(z) = \frac{1 - e^{-T_u \frac{T_1 + \gamma T}{T T_1}}}{z - e^{-T_u \frac{T_1 + \gamma T}{T T_1}}}. \quad (4-28)$$

При помощи функции передачи (4-28) может быть найдена реакция на выходе импульсного детектора при подаче на его вход последовательности импульсов с амплитудами, изменяющимися по произвольному закону. В частности, что важно для дальнейшего, эта функция определяет реакцию импульсного детектора на синусоидальную импульсную последовательность.

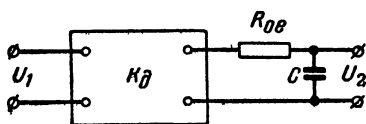
Таким образом, импульсный детектор оказался эквивалентным некоторой линейной импульсной цепи, содержащей импульсный элемент и линейный фильтр. Полученные же формулы дают возможность определить как параметры стационарных режимов этой цепи, найденные в работах Л. С. Гуткина [Л. 11 и 26] другим способом, так и параметры переходных процессов.

В гл. 2 при рассмотрении функции передачи цепи АРУ  $\Phi(p)$  мы полагали, что импульсный детектор (рис. 2-2)

с точки зрения передачи огибающей импульсов эквивалентен цепи  $RC$  с постоянной времени  $\tau_{oe}$ .

Докажем это положение, воспользовавшись полученным выражением функции передачи импульсного детектора.

Функция передачи  $Y_{\partial}(z)$  может быть записана в виде:



$$Y_{\partial}(z) = K_{\partial} Y_{\partial \kappa}(z),$$

или

$$Y_{\partial}(z) = K_{\partial} \frac{1 - e^{-\frac{T_c}{\tau_{oe}}}}{z - e^{-\frac{T_c}{\tau_{oe}}}}, \quad (4-29)$$

Рис. 4-7. Эквивалентная схема импульсного детектора для передачи огибающей импульсов.

где постоянная времени

$$\tau_{oe} = \frac{T T_1}{T_1 + \gamma T}. \quad (4-30)$$

Но функции передачи импульсной цепи (4-29) соответствует функция передачи линейной части цепи [Л. 22]

$$\Phi_{\partial}(p) = \frac{K_{\partial}}{1 + p \tau_{oe}}. \quad (4-31)$$

Это означает, что если считать входным возмущением импульсного детектора огибающую подаваемых на его вход импульсов, что справедливо для малых по сравнению с  $f_c$  частот огибающей, то импульсный детектор эквивалентен цепи, изображенной на рис. 4-7, причем постоянная времени

$$R_{oe} C = \tau_{oe}.$$

Коэффициент передачи  $K_{\partial}$  определяется формулой (4-26)\*.

Если учесть полученный результат, функция передачи линейной части всей цепи АРУ может быть получена умножением (4-31) на функцию передачи фильтра, следовательно, функция передачи цепи обратной связи, содержащей импульсный детектор, для огибающей определится как

$$\Phi(p) = K_{обр} \Phi_{\partial \kappa}(p) \Phi_{\phi}(p), \quad (4-32)$$

\* Более точное выражение для коэффициента передачи импульсного детектора приведено в статье Л. С. Гуткина [Л. 11].

где

$$K_{обp} = K_1 K_{\partial},$$

$K_1$  — коэффициент усиления усилителя цепи АРУ;  
 $\Phi_{\phi}(p)$  — функция передачи фильтра АРУ.

Соответственно функция передачи импульсной цепи обратной связи может быть найдена по полученной функции  $\Phi(p)$ , если применить методику, предлагаемую Я. З. Цыпкиным.

Применив эту методику для часто встречающегося на практике случая

$$\Phi(p) = \frac{U(p)}{W(p)}, \quad (4-33)$$

где  $U(p)$  и  $W(p)$  — полиномы относительно  $p$ , причем  $W(p)$  имеет только простые корни и не имеет корня, равного нулю, получим:

$$Y(z) = C_0 + \sum_{k=1}^n C_k \frac{z-1}{z - e^{p_k T_u}}. \quad (4-34)$$

В последней формуле

$$C_0 = \frac{U(0)}{W(0)}; \quad (4-35)$$

$$C_k = \frac{U(p_k)}{p_k W'(p_k)}.$$

Таким образом, найдены формулы, пользуясь которыми, можно находить функцию передачи импульсной цепи АРУ по функции передачи этой цепи, получающейся, если не учитывать импульсный характер сигнала.

### 4-3. Анализ устойчивости импульсной системы АРУ

Введение понятия о функции передачи импульсной цепи АРУ дает возможность просто решить вопрос об устойчивости импульсной системы АРУ.

В гл. 3 был проведен анализ устойчивости без учета импульсного характера сигнала. Однако импульсный фильтр иначе передает огибающую сигнала, чем его линейная часть передает непрерывный сигнал, соответствующий этой огибающей. Это обстоятельство, не при-

водя к существенным изменениям характера процессов в устойчивой системе АРУ, приводит к изменению условий самовозбуждения. Поэтому при решении вопроса об устойчивости системы АРУ нельзя не учитывать импульсный характер сигнала.

Обобщим полученный в гл. 3 критерий устойчивости системы АРУ, аналогичный критерию Найквиста, на случай импульсной системы АРУ. Как было указано, сформулированный критерий устойчивости может быть получен, если рассматривать следящую систему, входным возмущением которой является пересчитанное к выходу цепи обратной связи напряжение задержки  $E_3$ .

При таком способе рассмотрения совершенно безразлично, является ли система непрерывной или импульсной. Единственным различием является то, что в случае непрерывной системы надо использовать функцию передачи  $\Phi(p)$ , а в случае импульсной системы — функцию передачи импульсного фильтра  $Y(z)$ .

Поэтому, учитывая результаты гл. 3, можно следующим образом решать вопрос об устойчивости системы АРУ.

Составим по аналогии с (3-17) и (3-18) уравнение

$$1 + Ab_{1(k)} Y(z) = 0. \quad (4-36)$$

Учитывая, что преобразование

$$z = e^{pT_u}$$

конформно отображает левую полуплоскость переменного  $p$  в круг единичного радиуса с центром в начале координат на плоскости  $z$ , можно сформулировать следующее условие устойчивости.

Импульсная система АРУ, устойчивая в разомкнутом состоянии, будет устойчивой в замкнутом состоянии, если все корни уравнения (4-36) лежат внутри окружности единичного радиуса на плоскости  $z$ .

Если положить

$$p = j\omega$$

или

$$z = e^{j\omega T_u}, \quad (4-37)$$

то на плоскости  $z$  при изменении  $\omega$  от 0 до  $\omega_u$  будет

описываться окружность единичного радиуса. Составим при удовлетворении условия (4-37) годограф функции

$$F_4(z) = Ab_{1(k)} Y(z). \quad (4-38)$$

При использовании этого годографа сформулированное выше условие устойчивости принимает следующую форму.

Импульсная система АРУ, устойчивая в разомкнутом состоянии, будет устойчива в замкнутом состоянии тогда и только тогда, когда годограф функции (4-38) не охватывает и не пересекает точку  $(-1, 0)$  при любых возможных значениях величины сигнала А.

Составляя годограф  $F_4(z)$ , достаточно изменять „частоту“  $\omega$  в интервале

$$0 \leq \omega \leq \frac{\omega_u}{2} \quad (4-39)$$

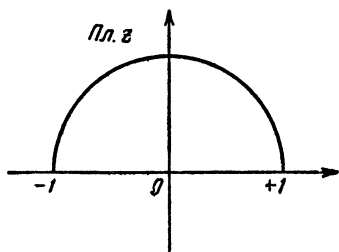


Рис. 4-8. Полуокружность единичного радиуса в плоскости  $z$  или  $z$  по полуокружности в плоскости  $z$  от  $+1$  до  $-1$  (рис. 4-8).

Пределы изменения  $\omega$ , определяемые (4-39), достаточны потому, что каждой частоте  $\omega_2 = \omega_1 + k\omega_u$  ( $k = 1, 2, 3, \dots$ ) соответствует та же точка годографа, что и частоте  $\omega_1$ , а частотам  $\omega' = \omega_u - \omega$  соответствуют точки годографа, симметричные относительно действительной оси. Указанные свойства соответствуют особенностям импульсных синусоидальных последовательностей [Л. 22].

Особенно интересным при исследовании импульсной системы АРУ является анализ условий самовозбуждения на частоте  $\frac{\omega_u}{2}$ , ибо на этой частоте  $Y(z)$  — вещественное число [Л. 22] и, следовательно, фаза синусоидальной последовательности сдвигается цепью АРУ либо на  $0$ , либо на  $180^\circ$ .

Если при выполнении последнего условия

$$F_4(-1) = Ab_{1(k)} Y(-1) \leq -1, \quad (4-40)$$

то выполняются условия самовозбуждения системы на

частоте  $\frac{\omega_u}{2}$ , и эта частота является частотой старта автоколебаний.

В подавляющем большинстве случаев практики соблюдается неравенство

$$T_u \ll T_y, \quad (4-41)$$

где  $T_y$  — длительность нарастания переходной функции фильтра АРУ. Можно показать [Л. 22], что при соблюдении этого условия функция передачи импульсного фильтра

$$Y(z) \approx \Phi(p), \quad (4-42)$$

где  $\Phi(p)$  — функция передачи того же фильтра при неучете импульсного характера сигнала. При этом переменная  $p$  определяется равенством

$$p = \frac{z-1}{T_u}. \quad (4-43)$$

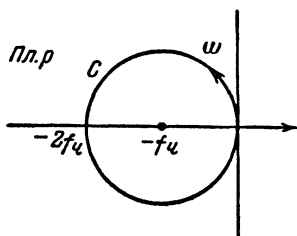


Рис. 4-9. Окружность  $C$ .

Амплитудно-фазовая характеристика цепи обратной связи  $\Phi(j\omega)$  без учета импульсного характера сигнала получается при замене  $p$  на  $j\omega$ , т. е. когда  $p$  пробегает значения, лежащие на мнимой оси. Годограф же функции  $Y(z)$ , заменяющий амплитудно-фазовую характеристику в случае импульсной системы, получается, если положить  $z = e^{j\omega T_u}$ , т. е.  $|z| = 1$ .

Следовательно, при составлении этого годографа в случае соблюдения условия (4-42) необходимо в выражение  $\Phi(p)$  подставлять значения  $p$ , лежащие уже не на мнимой оси, а на окружности:

$$\left| p + \frac{1}{T_u} \right| = \frac{1}{T_u} \quad (4-44)$$

(рис. 4-9).

При этом  $\omega = 0$  соответствует  $p = 0$ ,  $\omega = \frac{\omega_u}{2}$  соответствует  $p = -2f_u$ .

Таким образом, в случае, если период повторения  $T_u$  значительно меньше времени установления процессов в фильтре АРУ  $T_y$ , система АРУ будет устойчивой при выполнении следующего условия.

Все корни уравнения  $1 + Ab_{1(k)}\Phi(p) = 0$  лежат внутри окружности  $C$ , определяемой уравнением (4-44). Иначе это условие можно сформулировать следующим образом.

Импульсная система АРУ при соблюдении условия (4-41) устойчива в том случае, когда годограф функции  $Ab_{1(k)}\Phi(p)$  не охватывает и не пересекает точку  $(-1, 0)$  при описании точкой  $p$  окружности  $C$ .

При малых значениях  $\omega$  ( $f$  мала по сравнению с  $\frac{1}{T_u}$ )  $p$  принимает значения, близкие  $j\omega$ , и годограф  $\Phi(p)$  практически совпадает с амплитудно-фазовой характеристикой  $\Phi(j\omega)$ . Это означает, что если исследовать возможность самовозбуждения системы лишь на низких частотах, зная, что на частоте  $\frac{\omega_u}{2}$  амплитудные условия самовозбуждения не удовлетворяются, можно исследовать систему АРУ без учета импульсного характера сигнала. Однако при исследовании устойчивости в общем виде даже при соблюдении условия  $T_u \ll T_y$  анализ импульсной и непрерывной системы проводится различно.

#### 4-4. Условия устойчивости некоторых импульсных систем АРУ

Применим полученный в предыдущем параграфе критерий устойчивости импульсной системы АРУ для конкретных, часто встречающихся на практике систем.

1. Рассмотрим цепи АРУ, функциональные схемы которых приведены на рис. 4-10, *а* и *б*.

Цепь АРУ системы, изображенной на рис. 4-10, *а*, состоит из усилителя и детектора без предварительного разряда. Цепь АРУ системы, приведенной на рис. 4-10, *б*, состоит из усилителя, детектора с предварительным разрядом и фильтра  $RC$ .

Как показано в гл. 2, функция передачи обеих цепей, если не учитывать импульсный характер сигнала, имеет вид:

$$\Phi(p) = \frac{K_{обp}}{1 + pT},$$

где

$$K_{обp} = K_1 K_d,$$

а постоянная времени

$$T = \tau_{oe} \text{ для схемы а,}$$

$$T = RC \text{ для схемы б.}$$

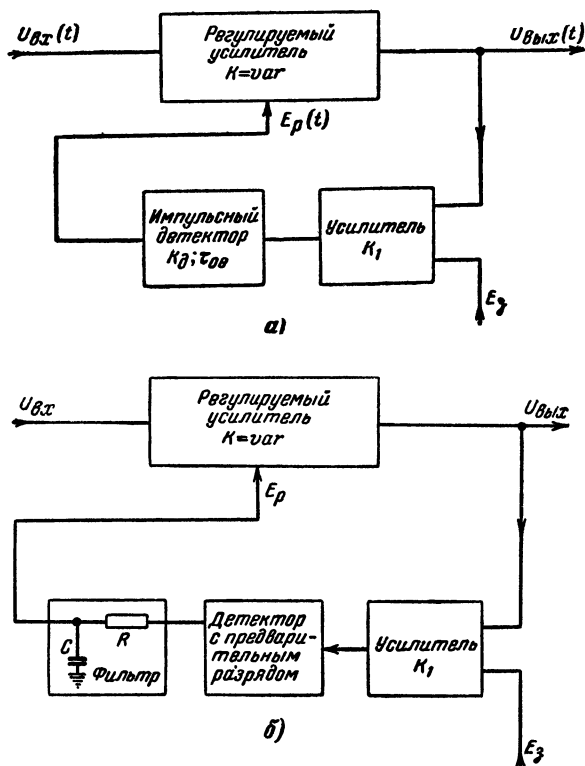


Рис. 4-10. Импульсные системы АРУ первого порядка.

а — с инерционным импульсным детектором; б — с безинерционным импульсным детектором и фильтром RC.

Функция передачи импульсной цепи, соответствующая приведенной функции  $\Phi(p)$ , определяется по формулам второго параграфа и имеет вид:

$$Y(z) = K_{обр} \frac{1 - e^{-\frac{T_ч}{T}}}{z - e^{-\frac{T_ч}{T}}} \quad (4-45)$$



Функция  $F_4(z)$ , годограф которой определяет устойчивость системы, определяется как

$$F_4(z) = Ab_{1(k)} Y(z) = Ab_{1(k)} K_{обп} \frac{1 - e^{-\frac{T_u}{T}}}{z - e^{-\frac{T_u}{T}}}. \quad (4.46)$$

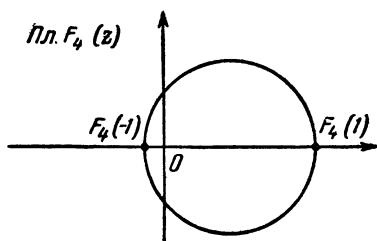


Рис. 4-11. Годограф для определения устойчивости импульсной системы АРУ первого порядка.

$F_4(z)$  представляет собой линейную функцию комплексного переменного  $z$ . При изменении  $z$  по окружности единичного радиуса с центром в начале координат  $F_4(z)$  описывает также окружность с центром на вещественной оси (рис. 4-11). Эта окружность пересекает вещественную ось в точках

$$F_4(1) = Ab_{1(k)} K_{обп};$$

$$F_4(-1) = -Ab_{1(k)} K_{обп} \frac{1 - e^{-\frac{T_u}{T}}}{1 + e^{-\frac{T_u}{T}}}. \quad (4.47)$$

Отсюда условие устойчивости рассматриваемой системы АРУ

$$Ab_{1(k)} K_{обп} \frac{1 - e^{-\frac{T_u}{T}}}{1 + e^{-\frac{T_u}{T}}} < 1, \quad (4.48)$$

или

$$Ab_{1(k)} K_{обп} \operatorname{th} \frac{T_u}{2T} < 1. \quad (4.49)$$

При  $T_u \ll T$  условие устойчивости (4.49) может быть переписано в виде:

$$K_{обп} < \frac{2T}{T_u Ab_{1(k)}}, \quad (4.50)$$

или

$$T > \frac{Ab_{1(k)} K_{обп} T_u}{2}. \quad (4.51)$$

Полученные простые формулы для условия устойчивости часто применяемой импульсной системы АРУ первого порядка могут быть использованы как для анализа устойчивости этой системы, так и для синтеза системы. Если при синтезе задаться статической ошибкой системы АРУ, то будет определена нужная величина коэффициента усиления  $K_{об.р.}$ . При этом полученные неравенства дадут возможность найти минимальную возможную величину постоянной времени  $T$ , а следовательно, макси-

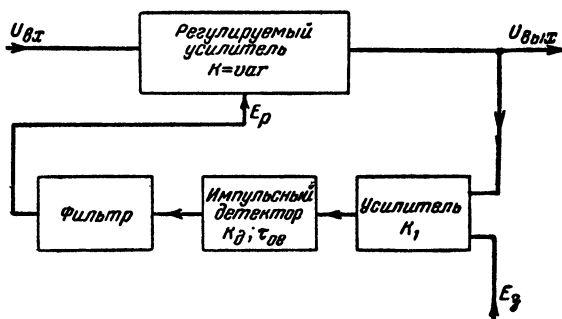


Рис. 4-12. Импульсная система АРУ, исследуемая на устойчивость.

мальную возможную в устойчивой системе скорость переходных процессов.

2. Рассмотрим систему АРУ, цепь обратной связи которой содержит усилитель, детектор без предварительного разряда и фильтр (рис. 4-12). Предположим, что фильтр АРУ представлен схемой (рис. 4-13,а).

Функция передачи цепи АРУ при неучете импульсного характера сигнала

$$\Phi(p) = K_{об.р.} \Phi_{\kappa}(p) \Phi_{\phi}(p),$$

или

$$\Phi(p) = K_{об.р.} \frac{1}{1 + p\tau_{оэ}} \frac{1}{1 + pT_2}. \quad (4-52)$$

Пользуясь формулой (4-34), получим функцию передачи импульсной цепи, соответствующую (4-52), в виде:

$$Y(z) = K_{об.р.} \left[ 1 + \frac{z-1}{T_2 - \tau_{оэ}} \left( \frac{\tau_{оэ}}{z - e^{-T_4/\tau_{оэ}}} - \frac{T_2}{z - e^{-T_4/T_2}} \right) \right]. \quad (4-53)$$

Учтем, что функция, стоящая в квадратных скобках, при изменении  $z$  по окружности единичного радиуса от  $+1$  до  $-1$  представляет собой сумму единицы и двух полуокружностей (рис. 4-14). Эта суммарная кривая пересекает вещественную ось только в точках  $z=+1$  и  $z=-1$ .

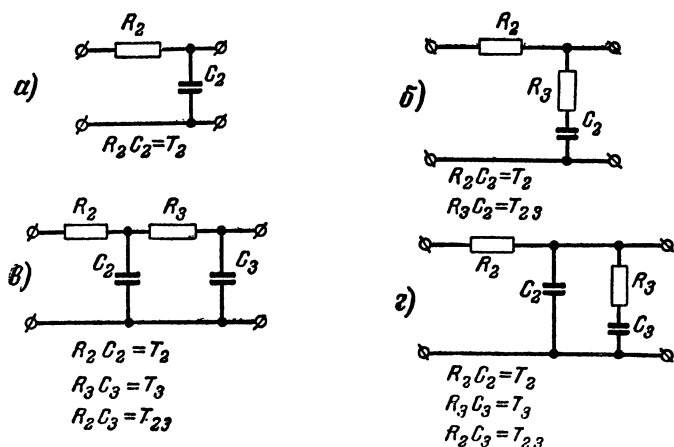


Рис. 4-13. Виды фильтров цепи АРУ.

Отсюда следует, что для анализа устойчивости системы достаточно составить выражение

$$F_4(-1) = Ab_{1(k)} Y(-1) \quad (4-54)$$

и потребовать, чтобы удовлетворялось неравенство

$$F_4(-1) = Ab_{1(k)} K_{об.р} \left[ 1 - \frac{2}{T_2 - \tau_{oe}} \left( \frac{T_2}{1 + e^{-T_4/T_2}} - \frac{\tau_{oe}}{1 + e^{-T_4/\tau_{oe}}} \right) \right] > -1. \quad (4-55)$$

Полученное неравенство является условием устойчивости рассматриваемой системы. Если задаться постоянными времени, условие (4-55) дает возможность выбрать коэффициент усиления цепи обратной связи  $K_{об.р}$ .

При  $T_4 \ll \tau_{oe}$  и  $T_4 \ll T_2$  условие (4-55) принимает вид:

$$Ab_{1(k)} K_{об.р} \frac{T_4^3}{24} \frac{T_2 + \tau_{oe}}{T_2^2 \tau_{oe}^2} < 1. \quad (4-56)$$

3. Рассмотрим систему АРУ, изображенную на рис. 4-12, содержащую фильтр рис. 4-13,б.

Функция передачи цепи АРУ  $\Phi(p)$  определится как

$$\Phi(p) = K_{обп} \frac{1}{1+p\tau_{oe}} \frac{1+pT_{23}}{1+p(T_2+T_{23})}. \quad (4-57)$$

Соответственно, если воспользоваться формулой (4-34), функция передачи импульсной цепи АРУ принимает вид:

$$Y(z) = K_{обп} \left[ 1 - \frac{z-1}{T_2+T_{23}-\tau_{oe}} \times \right. \\ \left. \times \left( \frac{T_{23}-\tau_{oe}}{z-e^{-T_u/\tau_{oe}}} + \frac{T_2}{z-e^{-T_u/(T_2+T_{23})}} \right) \right]. \quad (4-58)$$

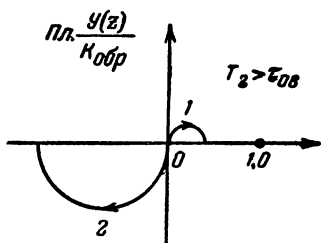


Рис. 4-14. Построение годографа для определения устойчивости импульсной системы АРУ второго порядка.

Из соображений, совершенно аналогичных приведенным в примере 2, для анализа устойчивости достаточно составить:

$$F_4(-1) = Ab_{1(k)} K_{обп} \left[ 1 - \frac{2}{T_2+T_{23}-\tau_{oe}} \times \right. \\ \left. \times \left( \frac{T_{23}-\tau_{oe}}{1+e^{-T_u/\tau_{oe}}} + \frac{T_2}{1+e^{-T_u/(T_2+T_{23})}} \right) \right]$$

и потребовать, чтобы удовлетворялось неравенство

$$Ab_{1(k)} K_{обп} \left[ 1 - \frac{2}{T_2+T_{23}-\tau_{oe}} \times \right. \\ \left. \times \left( \frac{T_{23}-\tau_{oe}}{1+e^{-T_u/\tau_{oe}}} + \frac{T_2}{1+e^{-T_u/(T_2+T_{23})}} \right) \right] > -1. \quad (4-59)$$

Последнее неравенство и является условием устойчивости рассматриваемой системы АРУ.

В случае, если  $T_u \ll \tau_{oe}$ ;  $\tau_{oe} \ll T_{23}$ ;  $\tau_{oe} \ll T_2$ , условие (4-59) принимает вид:

$$Ab_{1(k)} K_{обp} \frac{T_u}{2\tau_{oe}} \cdot \frac{T_{23}}{T_2 + T_{23}} < 1. \quad (4-60)$$

Таким образом, получены условия устойчивости двух импульсных систем АРУ второго порядка. Последнее условие легко может быть использовано при синтезе системы.

4. Рассмотрим систему АРУ рис. 4-12 при условии, что в ней использован фильтр, представленный на рис. 4-13,в.

Функция передачи цепи АРУ, определяемая так же, как в предыдущих случаях, имеет вид:

$$\Phi(p) = K_{обp} \frac{1}{1 + p\tau_{oe}} \frac{1}{1 + p(T_2 + T_3 + T_{23}) + p^2 T_2 T_3}. \quad (4-61)$$

Функция передачи импульсной цепи, которая находится по формуле (4-34), после проведения некоторых математических преобразований принимает вид:

$$Y(z) = K_{обp} \left\{ 1 - (z-1) \left[ \frac{\tau_{oe}^2}{(\tau_2 - \tau_{oe})(\tau_3 - \tau_{oe})(z - e^{-T_u/\tau_{oe}})} + \frac{\tau_2^2}{(\tau_2 - \tau_{oe})(\tau_2 - \tau_3)(z - e^{-T_u/\tau_2})} + \frac{\tau_3^2}{(\tau_3 - \tau_{oe})(\tau_3 - \tau_2)(z - e^{-T_u/\tau_3})} \right] \right\}. \quad (4-62)$$

В формуле (4-62)

$$\tau_2 = -\frac{1}{p_2}; \quad \tau_3 = -\frac{1}{p_3}, \quad (4-63)$$

где  $p_2$  и  $p_3$  — корни уравнения

$$1 + p(T_2 + T_3 + T_{23}) + p^2 T_2 T_3 = 0, \quad (4-64)$$

т. е.

$$p_{2,3} = \frac{-(T_2 + T_3 + T_{23}) \pm \sqrt{(T_2 + T_3 + T_{23})^2 - 4T_2 T_3}}{2T_2 T_3}. \quad (4-65)$$

Обозначая

$$p_{2,3} = -\alpha \pm \beta, \quad (4-66)$$

получим:

$$\tau_2 = \frac{1}{\alpha - \beta}; \quad \tau_3 = \frac{1}{\alpha + \beta}. \quad (4-67)$$

Легко усмотреть, что  $\tau_2$  и  $\tau_3$  положительные вещественные числа, имеющие размерность времени, причем

$$\tau_2 > \tau_3. \quad (4-68)$$

Если рассмотреть отдельные слагаемые (4-62) при изменении  $z$  по окружности единичного радиуса от  $+1$  до  $-1$ , то оказывается, что для анализа устойчивости по-прежнему достаточно составить выражение

$$F_4(-1) = Ab_{1(k)} K_{обp} \left\{ 1 - 2 \left[ \frac{\tau_{oe}}{(\tau_2 - \tau_{oe})(\tau_3 - \tau_{oe})(1 + e^{-T_u/\tau_{oe}})} + \frac{\tau_2^2}{(\tau_2 - \tau_{oe})(\tau_2 - \tau_3)(1 + e^{-T_u/\tau_2})} - \frac{\tau_3^2}{(\tau_3 - \tau_{oe})(\tau_2 - \tau_3)(1 + e^{-T_u/\tau_3})} \right] \right\}. \quad (4-69)$$

Условием устойчивости системы АРУ является неравенство

$$Ab_{1(k)} K_{обp} \left\{ 1 - 2 \left[ \frac{\tau_{oe}^2}{(\tau_2 - \tau_{oe})(\tau_3 - \tau_{oe})(1 + e^{-T_u/\tau_{oe}})} + \frac{\tau_2^2}{(\tau_2 - \tau_{oe})(\tau_2 - \tau_3)(1 + e^{-T_u/\tau_2})} - \frac{\tau_3^2}{(\tau_3 - \tau_{oe})(\tau_2 - \tau_3)(1 + e^{-T_u/\tau_3})} \right] \right\} > -1. \quad (4-70)$$

5. Рассмотрим систему АРУ рис. 4-12 с фильтром рис. 4-13,2.

Для цепи АРУ, содержащей такой фильтр, функция передачи имеет вид:

$$\Phi(p) = K_{обp} \frac{1}{1 + p\tau_{oe}} \frac{1 + pT_3}{1 + p(T_2 + T_3 + T_{23}) + p^2 T_2 T_3}. \quad (4-71)$$

Функция передачи импульсной цепи, составленная

таким же способом, как в предыдущих случаях, может быть получена в виде:

$$Y(z) = K_{обп} \left\{ 1 - (z-1) \left[ \frac{\tau_{oe}(\tau_{oe} - T_3)}{(\tau_2 - \tau_{oe})(\tau_3 - \tau_{oe})(z - e^{-T_4/\tau_{oe}})} + \frac{\tau_2(\tau_2 - T_3)}{(\tau_2 - \tau_{oe})(\tau_2 - \tau_3)(z - e^{-T_4/\tau_2})} + \frac{\tau_3(\tau_3 - T_3)}{(\tau_3 - \tau_{oe})(\tau_3 - \tau_2)(z - e^{-T_4/\tau_3})} \right] \right\}. \quad (4-72)$$

Составляя

$$F_4(-1) = Ab_{1(k)} Y(-1),$$

получим условие устойчивости в виде неравенства

$$F_4(-1) = Ab_{1(k)} K_{обп} \left\{ 1 - 2 \left[ - \frac{\tau_{oe}(T_3 - \tau_{oe})}{(\tau_2 - \tau_{oe})(\tau_3 - \tau_{oe})(1 + e^{-T_4/\tau_{oe}})} + \frac{\tau_2(\tau_2 - T_3)}{(\tau_2 - \tau_3)(\tau_2 - \tau_{oe})(1 + e^{-T_4/\tau_2})} + \frac{\tau_3(T_3 - \tau_3)}{(\tau_2 - \tau_3)(\tau_3 - \tau_{oe})(1 + e^{-T_4/\tau_3})} \right] \right\} > -1. \quad (4-73)$$

Таким образом, в виде иллюстраций применения рассмотренного метода анализа устойчивости импульсных систем АРУ получены условия устойчивости пяти простейших видов систем АРУ, часто применяемых на практике. Полученные условия могут применяться как для анализа, так и для синтеза этих систем.

#### 4-5. О переходных процессах в импульсных системах АРУ

В предыдущих параграфах было показано, что при анализе устойчивости системы АРУ должен быть учтен импульсный характер сигнала. Это справедливо даже в тех случаях, когда постоянные времени системы значительно больше, чем период повторения импульсов.

Импульсный характер сигнала должен быть, принципиально рассуждая, учтен и при анализе переходных процессов. Для того чтобы найти реакцию импульсной системы АРУ на перепад амплитуды входного сигнала,

нужно воспользоваться методами теории прерывистого регулирования. Именно в системе уравнений системы АРУ надо заменить дифференциальное уравнение цепи обратной связи соответствующим разностным уравнением [Л. 24]. Реакция системы АРУ на перепад может быть найдена применением дискретного преобразования Лапласа к этим разностным уравнениям.

Однако надо учесть, что в подавляющем большинстве случаев практики длительность нарастания „переходной функции“ импульсной системы АРУ по крайней мере в 5—10 раз больше периода чередования

$$T_y = (5 - 10) T_u. \quad (4-74)$$

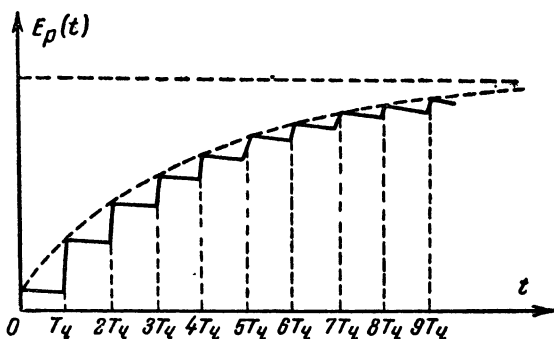


Рис. 4-15. Реакция на перепад амплитуды входного напряжения импульсной системы АРУ.

Если это условие не выполняется, то система либо неустойчива и может возбудиться на частоте  $\frac{f_u}{2}$ , либо запас устойчивости системы мал, и она может стать неустойчивой при малых изменениях параметров или режимов.

В большинстве случаев неравенство между  $T_y$  и  $T_u$  является еще более сильным, чем (4-74).

Вместе с тем учет импульсного характера сигналов при анализе реакции на перепад означает фактически учет пульсаций, наложенных на напряжение регулирования  $E_p$  и обязанных своим происхождением импульсному характеру сигнала.

При соблюдении условия

$$T_u \ll T_y \quad (4-75)$$



эти пульсации представляют собой детали „переходной функции“ системы АРУ и для целей практики обычно неинтересны.

Если, например, ступенчатая кривая рис. 4-15 представляет собой „переходную функцию“ импульсной системы АРУ, то ее огибающая является „переходной функцией“, получаемой, если не учитывать импульсный характер сигнала. Чем более сильным является неравенство (4-75), тем меньше становятся „ступеньки“ на кривой  $E_p(t)$ .

Для практики обычно интересна длительность процесса установления, запаздывание этого процесса и приближенно его характер<sup>1</sup>. Поэтому при соблюдении указанных выше условий импульсным характером сигнала при нахождении переходного процесса можно в подавляющем большинстве случаев практики пренебречь.

## ГЛАВА ПЯТАЯ

### ПЕРЕДАЧА УСИЛИТЕЛЕМ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКОЙ УСИЛЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ОГИБАЮЩЕЙ СИГНАЛА

#### 5-1. О реакции системы АРУ на сигнал, амплитуда которого изменяется по периодическому закону

В подавляющем большинстве случаев практики амплитуда сигнала на входе приемного устройства меняется по некоторому закону, который определяет собой принимаемую информацию. Так обстоит дело как в случае амплитудной модуляции при непрерывной работе, так и во многих случаях импульсной работы. В связи с этим возникает вопрос о том, как искажается закон модуляции сигнала приемником за счет действия системы АРУ.

Предположим, что амплитуда входного сигнала меняется по синусоидальному закону (при импульсном методе работы представляет собой синусоидальную последовательность).

В случае синусоидальной огибающей входного сигнала на выходе линейного приемника огибающая будет

---

<sup>1</sup> Характером процесса интересуются в смысле определения наличия осцилляций и их величины.

либо также синусоидальной, либо близкой к синусоидальной<sup>1</sup>. Эта огибающая выделяется на выходе детектора АРУ. Фильтром АРУ пульсации, обязанные своим происхождением наличию огибающей, сглаживаются. Однако в какой-то мере эти пульсации содержатся в напряжении регулирования  $E_p$ . В результате коэффициент усиления приемника колеблется с частотой огибающей сигнала. Это приводит к искажениям огибающей на выходе приемника по сравнению со случаем, когда коэффициент усиления является постоянной величиной.

Чтобы проанализировать искажения синусоидальной огибающей сигнала системой АРУ, нужно поступить следующим образом.

Положим

$$U_{вх}(t) = A(1 + m_{вх} \sin \Omega t), \quad (5-1)$$

где  $\Omega$  — частота огибающей;

$m_{вх}$  — коэффициент модуляции сигнала на входе приемника.

Подставляя (5-1) в общие дифференциальные уравнения системы АРУ и решая эти уравнения, можно, принципиально рассуждая, получить реакцию на выходе системы и определить коэффициент модуляции на выходе  $m_{вых}$ , а также фазовый сдвиг огибающей.

Будем предполагать, что изменения  $E_p$  не выводят напряжения регулирования из интервала регулировочной характеристики, в котором она может быть аппроксимирована прямой линией

$$K = b_{0(k)} - b_{1(k)} E_p. \quad (5-2)$$

Сделанное предположение в громадном большинстве случаев выполняется, ибо обычно не допускаются большие искажения закона модуляции на выходе и, следовательно, пульсации напряжения регулирования, приводящие к этим искажениям, не могут быть велики.

В этом предположении

$$U_{вых}(t) = U_{вх}(t)K(t) = A(1 + m_{вх} \sin \Omega t)[b_{0(k)} - b_{1(k)} E_p(t)]. \quad (5-3)$$

<sup>1</sup> При этом подразумевается, что рассматриваемая система АРУ устойчива.

Подставляя (5-3) в уравнение цепи обратной связи (1-7) и производя ряд математических преобразований, можно привести получаемое уравнение к виду:

$$\eta_n \frac{d^n E_p}{dt^n} + \eta_{n-1} \frac{d^{n-1} E_p}{dt^{n-1}} + \dots + \eta_1 \frac{dE_p}{dt} + \eta_0 E_p(t) = (Ab_{0(k)} - E_s) [1 + m_1 \sin(\Omega t + \alpha)]. \quad (5-4)$$

Коэффициенты уравнения

$$\eta_\nu = a_\nu \quad \text{при } \nu > m; \quad (5-5)$$

$$\eta_\nu = (a_\nu + Ab_{1(k)} c_\nu) [1 + M_\nu \sin(\Omega t + \alpha_\nu)] \quad \text{при } \nu \leq m,$$

причем  $a_\nu$  и  $c_\nu$  — коэффициенты уравнения (1-7);  $m$  — порядок правой части этого уравнения.

Коэффициенты модуляции

$$M_\nu = \frac{Ab_{1(k)} m_{sx} D_\nu}{a_\nu + Ab_{1(k)} c_\nu}; \quad (5-6)$$

$$m_1 = \frac{m_{sx} Ab_{0(k)}}{Ab_{0(k)} - E_s}, \quad (5-7)$$

и коэффициенты  $D_\nu$  и  $\alpha_\nu$  являются функциями частоты  $\Omega$  и зависят от коэффициентов  $c_\nu$ .

Таким образом, задача нахождения реакции системы на синусоидальное входное воздействие свелась к решению линейного дифференциального уравнения с периодическими коэффициентами и с периодическим свободным членом. Это уравнение относится к уравнениям типа Матье [Л. 27]. Решение таких уравнений известно только для уравнений первого и второго порядков. Поэтому, если интересоваться переходным процессом при включении входного напряжения с синусоидальной огибающей, то при решении возникают большие трудности.

Однако при анализе переходных процессов практически достаточно рассматривать реакцию на перепад амплитуды входного напряжения (см. гл. 2)\*.

\* Нужно учесть, что практику обычно интересует приближенное определение длительности и характера переходного процесса, а наличие модуляции (особенно при малой глубине модуляции) приводит к изменению процесса лишь в деталях.

При рассмотрении же случая входного напряжения с синусоидальной огибающей интересным является стационарный режим. Анализ этого режима дает возможность найти изменение глубины модуляции, фазовый сдвиг и нелинейные искажения огибающей сигнала после окончания переходных процессов в системе АРУ, когда начинается прием полезной информации.

Если интересоваться стационарным режимом, оказывается возможным обойти указанные выше трудности и не решать уравнения (5-4).

## 5-2. Искажения системой АРУ синусоидальной огибающей сигнала

В установившемся режиме при воздействии на вход системы синусоидального возмущения (5-1) амплитуда напряжения на выходе регулируемого усилителя меняется по некоторому периодическому закону. Поэтому  $U_{\text{вых}}(t)$  можно представить в виде:

$$U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых}0} + U_{\text{вых}1} \sin(\Omega t + \psi_1) + S, \quad (5-8)$$

или

$$U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых}0} [1 + m_{\text{вых}} \sin(\Omega t + \psi_1)] + S. \quad (5-9)$$

В последних равенствах

$m_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}1}}{U_{\text{вых}0}}$  — коэффициент модуляции на выходе усилителя;

$\psi_1$  — сдвиг по фазе огибающей на выходе относительно огибающей на входе;

$S$  — сумма членов, содержащих высшие гармоники частоты  $\Omega$ . Эта сумма определяет нелинейные искажения, вносимые за счет системы АРУ.

Надо заметить, что может возникнуть предположение о наличии субгармоник огибающей  $U_{\text{вых}}(t)$ . Действительно, система АРУ, являясь системой с переменными параметрами, описывается в случае амплитудно-модулированного по синусоидальному закону сигнала уравнением типа Матве. Как известно [Л. 27 и Л. 28], решения

таких уравнений содержат субгармоники. Однако, как показал Сансоне [Л. 29], подобные уравнения при удовлетворении некоторых довольно общих условий, соблюдающихся для устойчивой системы АРУ, имеют только одно периодическое решение с частотой коэффициентов. Следовательно, огибающая сигнала на выходе устойчивой системы АРУ в стационарном режиме не будет содержать субгармоник. Это обстоятельство позволяет сделать заключение о том, что величина  $S$  в формулах (5-8) и (5-9) представляет собой сумму высших гармоник частоты  $\Omega$ .

Представив  $U_{\text{вых}}(t)$  в виде суммы гармоник и учитывая линейность цепи обратной связи, можно рассмотреть прохождение через эту цепь каждой гармоники в отдельности. В результате напряжение регулирования  $E_p(t)$  будет получено тоже в виде суммы гармоник. Каждая

из них определяется соответствующей гармоникой  $U_{\text{вых}}(t)$  и значениями частотных характеристик цепи обратной связи на частоте данной гармоники.

Таким образом, для нахождения связи между напряжениями  $U_{\text{вых}}(t)$  и  $E_p(t)$  можно в стационарном гармоническом режиме использовать не дифференциальное

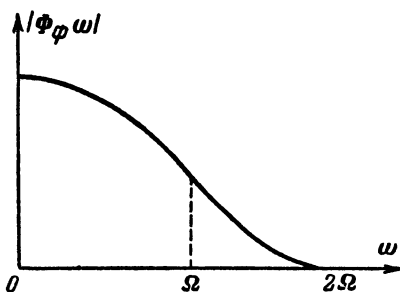


Рис. 5-1. Амплитудно-частотная характеристика фильтра АРУ.

уравнение, а частотные характеристики цепи АРУ.

Способ составления функции передачи цепи АРУ  $\Phi(p)$ , а следовательно, и комплексного коэффициента передачи  $\Phi(j\omega)$  изложен в предыдущих главах. Подставляя в выражение  $\Phi(j\omega)$  значения  $\omega = \Omega, 2\Omega, 3\Omega \dots$  и определяя модуль  $K_\omega$  и аргумент  $\varphi_\omega$  при этих значениях частоты, найдем коэффициент усиления и сдвиг по фазе в цепи АРУ на частоте модуляции и кратных частотах.

Благодаря тому, что система АРУ не должна существенно исказить закон модуляции сигнала, фильтр АРУ имеет такую характеристику (рис. 5-1), что составляющая  $E_p$  частоты  $\Omega$  выражена значительно слабее постоянной составляющей, а прохождением через фильтр со-

ставяющих частот  $2\Omega$ ,  $3\Omega$ ... можно вообще пренебречь. В этом предположении

$$E_p(t) = E_{p0} + E_{p1} \sin(\Omega t + \varphi_1), \quad (5-10)$$

причем<sup>1</sup>

$$\left. \begin{aligned} E_{p0} &= (U_{\text{вых}0} - E_3) K_{\text{обр}}; \\ E_{p1} &= U_{\text{вых}1} K_{\varphi} \\ \varphi_1 &= \psi_1 + \varphi_{\Omega}, \end{aligned} \right\} \quad (5-11)$$

т. е. параметры  $E_p(t)$  выражаются через соответствующие параметры  $U_{\text{вых}}(t)$ , причем  $U_{\text{вых}}(t)$  представлено в виде гармонического ряда (5-8). Вместе с тем  $U_{\text{вых}}(t)$  выражается формулой (5-3)

$$U_{\text{вых}}(t) = A(1 + m_{\text{ex}} \sin \Omega t)(b_{0(k)} - b_{1(k)} E_p(t)).$$

Подставляя в (5-3) значение  $E_p(t)$  (5-10) и (5-11) получим:

$$U_{\text{вых}}(t) = A(1 + m_{\text{ex}} \sin \Omega t) \{ b_{0(k)} - b_{1(k)} [E_{p0} + U_{\text{вых}1} K_{\Omega} \sin(\Omega t + \psi_1 + \varphi_{\Omega})] \}.$$

Производя несложные математические преобразования, последнее выражение можно представить в виде:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}}(t) &= \left[ U_0 - \frac{1}{2} A b_{1(k)} m_{\text{ex}} U_{\text{вых}1} K_{\Omega} \cos(\psi_1 + \varphi_{\Omega}) \right] + \\ &+ \{ [m_{\text{ex}} U_0 - A b_{1(k)} U_{\text{вых}1} K_{\Omega} \cos(\psi_1 + \varphi_{\Omega})] \sin \Omega t - \\ &- A b_{1(k)} U_{\text{вых}1} K_{\Omega} \sin(\psi_1 + \varphi_{\Omega}) \cos \Omega t \} + \\ &+ \left[ \frac{1}{2} A b_{1(k)} m_{\text{ex}} U_{\text{вых}1} K_{\Omega} \cos(2\Omega t + \psi_1 + \varphi_{\Omega}) \right]. \quad (5-12) \end{aligned}$$

Таким образом,  $U_{\text{вых}}(t)$  содержит при выполнении сформулированного выше условия для фильтра АРУ по-

<sup>1</sup> Будем полагать, что наличие напряжения задержки  $E_3$  не приводит к появлению нелинейных искажений огибающей в цепи АРУ. Это предположение оправдывается в случае малых глубин модуляции, либо если задержка вводится после фильтра АРУ, который сглаживает модуляцию.

стоянную составляющую, первую гармонику и вторую гармонику. Появление второй гармоники обязано своим происхождением параметрическому характеру обратной связи. Для нахождения амплитуды и фазы первой гармоники частоты  $\Omega$  достаточно сопоставить (5-8) и (5-12), т. е. составить равенство

$$\begin{aligned} & [m_{\text{вх}} U_0 - Ab_{1(k)} U_{\text{вых}1} K_{\Omega} \cos(\psi_1 + \varphi_{\Omega})] \sin \Omega t - \\ & - Ab_{1(k)} U_{\text{вых}1} K_{\Omega} \sin(\psi_1 + \varphi_{\Omega}) \cos \Omega t = U_{\text{вых}1} \sin(\Omega t + \psi_1). \end{aligned} \quad (5-13)$$

В последних уравнениях

$$U_0 = A(b_{0(k)} - b_{1(k)} E_{p0}). \quad (5-14)$$

Уравнение (5-13) разбивается на два уравнения

$$\left. \begin{aligned} m_{\text{вх}} \frac{U_0}{U_{\text{вых}1}} - Ab_{1(k)} K_{\Omega} \cos(\psi_1 + \varphi_{\Omega}) &= \cos \psi_1; \\ - Ab_{1(k)} K_{\Omega} \sin(\psi_1 + \varphi_{\Omega}) &= \sin \psi_1, \end{aligned} \right\} \quad (5-15)$$

откуда 
$$U_{\text{вых}1} = m_{\text{вх}} U_0 \frac{1}{\cos \psi_1 + Ab_{1(k)} K_{\Omega} \cos(\psi_1 + \varphi_{\Omega})} \quad (5-16)$$

и

$$\operatorname{tg} \psi_1 = - \frac{Ab_{1(k)} K_{\Omega} \sin \varphi_{\Omega}}{1 + Ab_{1(k)} K_{\Omega} \cos \varphi_{\Omega}}. \quad (5-17)$$

Формула (5-17) определяет фазовый сдвиг синусоидальной огибающей на выходе приемника по сравнению с синусоидальной огибающей на его входе.

Если подставить (5-17) в (5-16), получим:

$$U_{\text{вых}1} = \frac{m_{\text{вх}} U_0}{\sqrt{1 + 2Ab_{1(k)} K_{\Omega} \cos \varphi_{\Omega} + (Ab_{1(k)} K_{\Omega})^2}}. \quad (5-18)$$

Постоянная составляющая  $U_{\text{вых}0}(t)$  в соответствии с (5-12) представляется формулой

$$U_{\text{вых}0} = U_0 - \frac{1}{2} Ab_{1(k)} K_{\Omega} m_{\text{вх}} U_{\text{вых}1} \cos(\psi_1 + \varphi_{\Omega}). \quad (5-19)$$

Подставляя в (5-19) значения  $U_{\text{вых}1}$  и  $\psi_1$ , получим:

$$U_{\text{вых}0} = U_0 \left[ 1 - \frac{1}{2} m_{\text{вх}}^2 Ab_{1(k)} K_{\Omega} \frac{\cos \varphi_{\Omega} + Ab_{1(k)} K_{\Omega}}{1 + 2Ab_{1(k)} K_{\Omega} \cos \varphi_{\Omega} + (Ab_{1(k)} K_{\Omega})^2} \right]. \quad (5-20)$$

Поделив (5-18) на (5-20), получим формулу для коэффициента модуляции на выходе приемника:

$$\begin{aligned}
 m_{\text{вых}} &= \frac{U_{\text{вых}1}}{U_{\text{вых}0}} = \\
 &= m_{\text{вх}} \frac{\sqrt{1 + 2Ab_{1(k)}K_{\Omega} \cos \varphi_{\Omega} + (Ab_{1(k)}K_{\Omega})^2}}{1 + 2Ab_{1(k)}K_{\Omega} \left(1 - \left(\frac{m_{\text{вх}}}{2}\right)^2\right) \cos \varphi_{\Omega} + (Ab_{1(k)}K_{\Omega})^2 \left(1 - \frac{m_{\text{вх}}^2}{2}\right)}.
 \end{aligned} \quad (5-21)$$

Таким образом, отношение коэффициентов модуляции на выходе и на входе приемника определяется формулой

$$\begin{aligned}
 \frac{m_{\text{вых}}}{m_{\text{вх}}} &= \\
 &= \frac{\sqrt{1 + 2Ab_{1(k)}K_{\Omega} \cos \varphi_{\Omega} + (Ab_{1(k)}K_{\Omega})^2}}{1 + 2Ab_{1(k)}K_{\Omega} \left(1 - \left(\frac{m_{\text{вх}}}{2}\right)^2\right) \cos \varphi_{\Omega} + (Ab_{1(k)}K_{\Omega})^2 \left(1 - \frac{m_{\text{вх}}^2}{2}\right)}.
 \end{aligned} \quad (5-22)$$

Если соблюдаются условия, при которых второй член постоянной составляющей  $U_{\text{вых}0}$  (5-20) значительно меньше первого, имеет место равенство

$$U_{\text{вых}0} \approx U_0, \quad (5-23)$$

и отношение коэффициентов модуляции представляется следующей, более простой формулой:

$$\frac{m_{\text{вых}}}{m_{\text{вх}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 2Ab_{1(k)}K_{\Omega} \cos \varphi_{\Omega} + (Ab_{1(k)}K_{\Omega})^2}}. \quad (5-24)$$

В частности, к формуле (5-24) мы приходим при малых коэффициентах модуляции, когда

$$m_{\text{вх}}^2 \ll 1. \quad (5-25)$$

Итак, получены формулы, которые дают возможность, зная параметры системы АРУ, найти изменение глубины модуляции и фазовый сдвиг огибающей, вызываемые этой системой.

Для оценки величины нелинейных искажений, вызы-



ваемых системой АРУ, составим отношение амплитуды второй гармоники  $U_{\text{вых}}(t)$  к амплитуде первой гармоники.

Из (5-12) следует, что

$$K_f = \frac{U_{\text{вых}2}}{U_{\text{вых}1}} = \frac{1}{2} Ab_{1(k)} K_{\Omega} m_{\text{ex}}. \quad (5-26)$$

Величина  $K_f$  может быть названа коэффициентом нелинейных искажений системы АРУ.

Во все полученные формулы для искажений синусоидальной огибающей сигнала (5-17), (5-24) и (5-26) входит произведение  $Ab_{1(k)}K_{\Omega}$ , которое определяет интенсивность обратной связи на частоте огибающей  $\Omega$ . В частности, этой величине, а также глубине модуляции пропорционален коэффициент нелинейных искажений системы АРУ. Если предположить малый фазовый сдвиг в цепи АРУ ( $\varphi_{\Omega}$ ), то с увеличением указанного произведения растет степень демодуляции сигнала, определяемая по (5-24). Если коэффициент  $K_{\Omega}$  велик, коэффициент модуляции может уменьшиться в несколько раз. Однако при больших фазовых сдвигах  $\varphi_{\Omega}$ , когда  $\cos \varphi_{\Omega} < 0$ , знаменатель выражения (5-24) может быть даже меньше единицы, что свидетельствует об углублении модуляции системой АРУ. При удовлетворении соотношения

$$\cos \varphi_{\Omega} = - \frac{Ab_{1(k)}K_{\Omega}}{2}$$

выражение (5-24) обращается в единицу, т. е. глубина модуляции на входе и на выходе одинакова. Случай, когда знаменатель (5-24) обращается в нуль или является мнимым числом, рассматривать не имеет смысла, ибо он соответствует удовлетворению условий самовозбуждения, рассмотренных в гл. 3.

Соотношения (5-17) и (5-24) для фазового сдвига и изменения глубины модуляции можно свести в одно комплексное соотношение. Эту комплексную функцию частоты  $\Omega$  можно назвать модуляционным коэффициентом передачи системы АРУ

$$\Phi_m(j\Omega) = \frac{\dot{m}_{\text{вых}}}{\dot{m}_{\text{ex}}} = \frac{1}{1 + Ab_{1(k)}\Phi(j\Omega)}. \quad (5-27)$$

Здесь

$$\begin{aligned} \dot{m}_{\text{вых}} &= m_{\text{вых}} e^{j\psi_1}; \\ \dot{m}_{\text{вх}} &= m_{\text{вх}}, \end{aligned} \quad (5-28)$$

$\Phi(j\Omega)$  — комплексный коэффициент передачи цепи обратной связи на частоте огибающей.

Соотношение (5-27) является приближенным и справедливо только в случае соблюдения условия (5-23). В случае несоблюдения этого условия нужно пользоваться соотношениями (5-17) и (5-22).

Полученные формулы дают возможность анализа искажений синусоидальной огибающей сигнала системой АРУ. Из них следует, что эти искажения зависят от амплитуды сигнала и от глубины модуляции. Такая зависимость является следствием нелинейности системы АРУ.

Все соотношения настоящей главы были получены в предположении, что фильтр АРУ не пропускает высших гармоник частоты модуляции. В случаях, когда это предположение несправедливо, можно использовать метод анализа, совершенно аналогичный примененному, т. е. представить  $U_{\text{вых}}(t)$  в виде гармонического ряда и рассматривать прохождение через цепь обратной связи каждой гармоники отдельно. При этом  $E_p(t)$  будет содержать уже не одну, а большее число гармоник. Амплитуды и фазы этих гармоник находятся так же, как в рассмотренном случае.

Все гармонические составляющие напряжения  $E_p(t)$  множатся на синусоидальную составляющую частоты  $\Omega$  входного сигнала  $U_{\text{вх}}(t)$  так же, как в рассмотренном случае перемножались первые гармоники. В результате  $U_{\text{вых}}(t)$  всегда содержит большее количество гармонических составляющих, чем  $E_p(t)$ . Если учесть прохождение через фильтр всех гармоник, то  $U_{\text{вых}}(t)$  будет содержать бесконечное количество гармонических составляющих. Однако практически можно пренебречь составляющими выше некоторой  $k$ -той. Задавшись числом составляющих, проходящих через цепь обратной связи, можно описанным методом получить все интересующие нас формулы. В большинстве случаев практики уже вторая гармоника  $E_p(t)$  является величиной малой минимум второго порядка по сравнению с постоянной составляю-

щей. Поэтому изложенный метод расчета искажений синусоидальной огибающей сигнала является приближенным, но строгим.

Надо заметить, что полученное решение, представленное вышеприведенными формулами, получается не только в случае ослабления высших гармоник фильтром АРУ. Это же решение получается и при строгом решении дифференциального уравнения задачи при малой глубине модуляции  $m_{вх}$  и при одинаковом прохождении всех гармонических составляющих через фильтр АРУ. Это обстоятельство объясняется тем, что при малом  $m_{вх}$  высшие гармоники оказываются величинами малыми и их влиянием можно пренебречь.

### 5-3. Искажения синусоидальной огибающей сигнала импульсной системой АРУ

При импульсном методе работы принимаемая информация весьма часто определяется амплитудной модуляцией. Поэтому практически интересен вопрос об искажениях синусоидальной огибающей импульсных сигналов за счет системы АРУ.

Для импульсной системы АРУ применим тот же метод анализа, который во втором параграфе применен для системы непрерывного действия. Соответственно остаются справедливыми все приведенные соображения и формулы.

Единственным отличием по сравнению со случаем непрерывного сигнала является изменение количественных соотношений, связывающих огибающую на выходе приемника  $U_{вых}(t)$  и напряжение регулирования  $E_p(t)$ . Именно отдельные гармонические составляющие этих двух напряжений связаны между собой частотными характеристиками не непрерывного, а импульсного фильтра (импульсной цепи АРУ). Поэтому в формулах для изменения глубины модуляции и фазового сдвига огибающей под  $K_2$  и  $\varphi_2$  следует понимать значения модуля и аргумента комплексного коэффициента передачи импульсной цепи АРУ.

Для нахождения этого коэффициента передачи достаточно воспользоваться функцией передачи  $Y(z)$ , которая рассчитывается согласно методике гл. 4.

Подстановкой

$$z = e^{j\Omega T} \quad (5-29)$$

получим комплексное число

$$Y(e^{j\Omega T}) = K_{\Omega} e^{j\varphi_{\Omega}}. \quad (5-30)$$

Модуль  $K_{\Omega}$  и аргумент  $\varphi_{\Omega}$  этого комплексного числа являются параметрами, которые надо подставить в формулы (5-17) и (5-22) для определения изменения глубины модуляции и сдвига фазы огибающей на выходе приемника.

#### 5-4. Пример. Искажения синусоидальной огибающей сигнала простейшей системой АРУ

Рассмотрим систему АРУ, цепь обратной связи которой состоит из усилителя, детектора с предварительным разрядом и фильтра  $RC$  (рис. 4-10).

Функция передачи этой цепи (для огибающей) имеет вид:

$$\Phi(p) = K_{обp} \frac{1}{1 + pT}, \quad (5-31)$$

где  $T = RC$ .

Частотные характеристики цепи обратной связи представляются формулами

$$\left. \begin{aligned} |\Phi(j\omega)| &= \frac{K_{обp}}{\sqrt{1 + (\omega T)^2}} \\ \text{и} \quad \arg \Phi(j\omega) &= \text{arctg}(-\omega T). \end{aligned} \right\} \quad (5-32)$$

Подстановкой  $\omega = \Omega$  получим значения коэффициентов  $K_{\Omega}$  и  $\varphi_{\Omega}$ , входящих в формулы для определения искажений синусоидальной огибающей сигнала:

$$\left. \begin{aligned} K_{\Omega} &= \frac{K_{обp}}{\sqrt{1 + (\Omega T)^2}}, \\ \text{tg } \varphi_{\Omega} &= -\Omega T. \end{aligned} \right\} \quad (5-33)$$

Подставляя (5-33) в (5-17), (5-24) и (5-26), получим:

$$\text{tg } \psi_1 = \frac{Ab_{1(k)} K_{обp} \Omega T}{1 + Ab_{1(k)} K_{обp} + (\Omega T)^2}, \quad (5-34)$$

$$\frac{m_{вых}}{m_{вх}} = \frac{\sqrt{1 + (\Omega T)^2}}{\sqrt{(1 + Ab_{1(k)} K_{обp})^2 + (\Omega T)^2}}, \quad (5-35)$$

$$K_f = \frac{Ab_{1(k)} K_{обp} m_{вх}}{\sqrt{1 + (\Omega T)^2}}. \quad (5-36)$$

Полученные формулы определяют искажения огибающей сигнала системой АРУ при неучете импульсного характера сигнала либо для соответствующей системы непрерывного действия.

Из этих формул вытекает, что в рассматриваемой системе всегда происходит уменьшение глубины модуляции. Это уменьшение проявляется тем больше, чем выше интенсивность обратной связи, определяемая произведением  $Ab_{1(k)}K_{обp}$ . Фазовый сдвиг огибающей на выходе приемника по сравнению с огибающей на входе в этой системе также увеличивается при росте  $Ab_{1(k)}K_{обp}$ , причем

$$\operatorname{tg} \psi_1 = 0$$

при  $Ab_{1(k)}K_{обp} = 0$  и

$$\operatorname{tg} \psi_1 \rightarrow \Omega T$$

при  $Ab_{1(k)}K_{обp} \rightarrow \infty$ .

Нелинейные искажения также увеличиваются пропорционально  $Ab_{1(k)}K_{обp}$ .

Для учета импульсного характера сигнала надо составить функцию передачи импульсной цепи АРУ

$$Y(z) = K_{обp} \frac{1 - e^{-T_u/T}}{z - e^{-T_u/T}}. \quad (5-37)$$

Комплексный коэффициент передачи этой цепи имеет вид:

$$Y(e^{j\Omega T_u}) = K_{обp} \frac{1 - e^{-T_u/T}}{e^{j\Omega T_u} - e^{-T_u/T}}. \quad (5-38)$$

Производя элементарные математические преобразования, получим:

$$Y(e^{j\Omega T_u}) = \frac{K_{обp} (1 - e^{-T_u/T})}{\sqrt{1 - 2e^{-T_u/T} \cos \Omega T_u + e^{-2T_u/T}}} e^{j \arctg \left[ -\frac{\sin \Omega T_u}{\cos \Omega T_u - e^{-T_u/T}} \right]},$$

т. е.

$$\left. \begin{aligned} K_{\Omega} &= \frac{K_{обp} (1 - e^{-T_u/T})}{\sqrt{1 - 2e^{-T_u/T} \cos \Omega T_u + e^{-2T_u/T}}} \\ \operatorname{tg} \varphi_{\Omega} &= -\frac{\sin \Omega T_u}{\cos \Omega T_u - e^{-T_u/T}} \end{aligned} \right\} \quad (5-39)$$

и

Таким образом, учет импульсного характера сигнала привел к изменению величин  $K_{\Omega}$  и  $\varphi_{\Omega}$ , а следовательно, к изменению искажений закона модуляции принимаемого сигнала по сравнению со случаем системы непрерывного действия.

### 5-5. Прохождение через усилитель с автоматической регулировкой усиления несинусоидальной периодической огибающей сигнала

В предыдущих параграфах был приведен анализ прохождения синусоидальной огибающей сигнала через усилитель с АРУ. При этом были получены общие формулы для изменения глубины модуляции  $\left(\frac{m_{вых}}{m_{вх}}\right)$  и фазового сдвига ( $\psi_1$ ) огибающей на выходе по отношению к огибающей на входе. Формулы (5-22), (5-24) и (5-17) определяют параметры огибающей сигнала на выходе усилителя как функции частоты огибающей  $\Omega$ . В соответствии со введенным выше понятием модуляционного коэффициента передачи системы АРУ выражения  $\frac{m_{вых}}{m_{вх}} = f_1(\Omega)$  и  $\psi_1 = f_2(\Omega)$  следует назвать модуляционными частотными характеристиками системы АРУ\*. Эти характеристики различны при разной средней амплитуде входного сигнала ( $A$ ), а также при разной глубине модуляции ( $m_{вх}$ ), в чем проявляется нелинейность системы. Однако при каждом данном значении  $A$  и  $m_{вх}$  модуляционные частотные характеристики определяются однозначно и могут быть построены в виде кривых.

Подобно тому, как частотные характеристики линейной системы определяют прохождение синусоидального возмущения той или иной частоты через систему и, в частности, ее резонансные свойства, модуляционные частотные характеристики системы АРУ определяют разницу прохождения через нее синусоидальной огибающей раз-

---

\* Надо заметить, что модуляционные частотные характеристики отнюдь не совпадают со введенными в гл. 2 „частотными характеристиками“ замкнутой системы АРУ, которые использовались для нахождения реакции на перепад и определения устойчивости.

личных частот ( $\Omega$ ) и получающиеся при этом резонансные свойства.

Однако существует и резкое различие между частотными характеристиками линейной системы и рассматриваемыми характеристиками системы АРУ.

Действительно, в силу применимости принципа суперпозиции частотные характеристики линейной системы определяют непосредственно ее селективные свойства, т. е. способность выделять те или иные составляющие сигнала, имеющего сложный спектр.

Этого, однако, нельзя сказать о модуляционных частотных характеристиках системы АРУ. Даже в простейшем случае воздействия на систему АРУ сигнала, огибающая которого содержит всего лишь две синусоидальные составляющие частот  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$ , по полученным характеристикам, строго говоря, нельзя судить о совместном прохождении указанных составляющих через систему.

Синусоидальные составляющие частот  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$ , проходя на выход цепи АРУ, будут взаимодействовать с составляющими этих частот, поступающими на вход. Это обстоятельство приводит к появлению комбинационных тонов, которые, в свою очередь, пройдут через цепь АРУ и, взаимодействуя с исходными составляющими, дадут новые комбинационные тона. В результате возникнут составляющие с частотами  $m\Omega_1 \pm n\Omega_2$ , где  $m$  и  $n$  — целые числа. В зависимости от соотношения частот  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$  те или иные комбинационные тона будут выражены более или менее резко. Кроме того, составляющие частот  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$  на выходе системы могут быть изменены по сравнению со случаями их отдельного прохождения. Такой результат не является случайным, он получился за счет нелинейности системы, вызванной параметрической обратной связью и приводящей, как уже неоднократно указывалось, к неприменимости принципа суперпозиции. Поэтому модуляционные частотные характеристики, строго говоря, нельзя использовать для определения селективных свойств системы АРУ, хотя эти селективные свойства существуют реально и легко объясняются физически. Модуляционные частотные характеристики могут быть использованы для выявления селективных свойств системы АРУ по отношению к переменным составляющим амплитуд сигналов лишь грубо приближенно, причем разность частот, совместное про-

хождение которых оценивается, должна быть, по-видимому, достаточно велика.

Еще более сложные физические явления и более многообразные резонансные свойства имеют место в системе АРУ при воздействии на ее вход сигнала, спектр которого содержит большое число составляющих. В этом случае взаимодействие составляющих входного сигнала и синусоидальных составляющих напряжения регулирования ( $E_p$ ) приводит к появлению большого числа разнообразных комбинационных тонов, а в случае кратных частот — к появлению поправок к существующим на входе составляющим.

Такие явления имеют место, например, в случае наличия двух или нескольких источников модуляции входного сигнала. Огибающая при этом является периодической или почти периодической функцией; ее спектр содержит соответственно соизмеримые либо несоизмеримые частоты. Такие же процессы происходят и в случае, если передаваемая при помощи амплитудной модуляции информация является периодической, но несинусоидальной.

Так как последний случай является обычным для современных радиопередач, его рассмотрение заслуживает особого внимания. Поэтому будем исследовать процессы в системе АРУ, рассматриваемой в общем виде (рис. 1-12), при воздействии на ее вход сигнала, огибающая которого изменяется по произвольному периодическому закону. Метод анализа, который будет при этом применяться, полностью пригоден также для случая почти периодического закона модуляции входного сигнала.

Как и при анализе прохождения синусоидальной огибающей, будем интересоваться установившимся режимом. При этом оказывается возможным использовать тот же метод анализа, который был применен во втором параграфе настоящей главы. Именно, исходя из условия периодичности всех рассматриваемых функций, можно представлять их рядами Фурье. Это дает возможность рассматривать прохождение через линейную цепь обратной связи отдельно каждой гармонической составляющей, пользуясь частотными характеристиками цепи АРУ, а не ее уравнениями. Если затем в получающихся уравнениях приравнять коэффициенты при синусах и косинусах одинаковых аргументов в левой и правой частях равенств, мы получим цепь уравнений для коэффициентов разло-



жения Фурье огибающей выходного напряжения. Определив эти коэффициенты, легко найти и всю огибающую.

Таким образом, допустим, что амплитуда сигнала на входе системы  $U_{вх}(t)$  меняется по некоторому периодическому закону.

Тогда  $U_{вх}(t)$  может быть представлена рядом

$$U_{вх}(t) = U_{вх0} + U_{вх1} \sin(\Omega t + \varphi_1) + U_{вх2} \sin(2\Omega t + \varphi_2) + \\ + \dots = U_{вх0} + \sum_{k=1}^{\infty} U_{вхk} \sin(k\Omega t + \varphi_k). \quad (5-40)$$

Без ущерба для общности можно положить  $\varphi_1 = 0$ , т. е. считать нулевой фазу первой гармоники входного возмущения.

При соблюдении условий, упомянутых во втором параграфе, согласно Сансоне можно утверждать, что  $U_{вых}(t)$  также будет периодической функцией с тем же периодом, что и  $U_{вх}(t)$ .

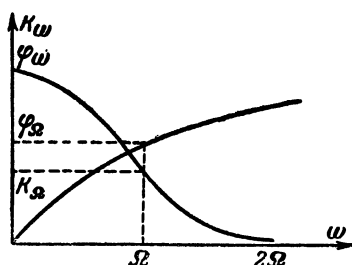
Поэтому  $U_{вых}(t)$  представляется рядом

$$U_{вых}(t) = U_{вых0} + U_{вых1} \sin(\Omega t + \psi_1) + U_{вых2} \sin(2\Omega t + \psi_2) + \\ + \dots = U_{вых0} + \sum_{k=1}^{\infty} U_{выхk} \sin(k\Omega t + \psi_k). \quad (5-41)$$

Далее согласно принятому методу надо найти напряжение регулирования  $E_p(t)$  также в виде ряда Фурье, причем коэффициенты этого ряда находятся при помощи коэффициентов ряда (5-41) и значений частотных характеристик цепи АРУ на соответствующих частотах. Практически цепь АРУ представляет собой фильтр нижних частот, благодаря чему достаточно учитывать конечное число членов ряда для  $E_p(t)$ . В большинстве случаев при выполнении условия малых искажений закона модуляции амплитуда первой гармоники  $E_p(t)$  является величиной малой первого порядка малости относительно постоянной составляющей, а амплитуды второй и высших гармоник — величинами высших порядков малости (рис. 5-2). Поэтому с достаточной для практики точностью можно удержать лишь первую гармонику  $E_p(t)$ :

$$E_p(t) = E_{p0} + E_{p1} \sin(\Omega t + \alpha_1). \quad (5-42)$$

Если по-прежнему обозначить через  $K_{\Omega}$  модуль и через  $\varphi_{\Omega}$  аргумент коэффициента передачи цепи обратной связи на частоте первой гармоники огибающей  $\Omega$ , то



$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= \psi_1 + \varphi_{\Omega}; \\ E_{p1} &= K_{\Omega} U_{\text{вых}1}; \end{aligned} \right\} (5-43)$$

$$E_{p0} = (U_{\text{вых}0} - E_3) K_{\text{об}p}.$$

Предполагая, как и ранее, что  $E_p$  меняется мало и, следовательно, имеет место работа на линейном участке регулировочной характеристики

Рис. 5-2. Частотные характеристики цепи АРУ.

$$K = b_0 - b_1 E_p^*, (5-44)$$

и учитывая, что

$$U_{\text{вых}}(t) = K(t) U_{\text{вх}}(t), (5-45)$$

получим, объединяя предыдущие равенства:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}}(t) &= \{b_0 - b_1 [E_{p0} + K_{\Omega} U_{\text{вых}1} \sin(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \psi_1)]\} \times \\ &\times \left[ U_{\text{вх}0} + \sum_{k=1}^{\infty} U_{\text{вх}k} \sin(k\Omega t + \varphi_k) \right]. \end{aligned} (5-46)$$

Если переписать (5-46), выделив отдельные гармонические составляющие, и затем приравнять правые части (5-46) и (5-41), мы получим систему уравнений для определения всех коэффициентов  $U_{\text{вых}k}$  и  $\psi_k$ , нахождение которых тождественно определению искомой функции  $U_{\text{вых}}(t)$ . Поэтому перепишем (5-46) в виде:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}}(t) &= (b_0 - b_1 E_{p0}) U_{\text{вх}0} - b_1 K_{\Omega} U_{\text{вых}1} U_{\text{вх}0} \sin(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \psi_1) + \\ &+ (b_0 - b_1 E_{p0}) U_{\text{вх}1} \sin \Omega t + \\ &+ (b_0 - b_1 E_{p0}) \sum_{k=2}^{\infty} U_{\text{вх}k} \sin(k\Omega t + \varphi_k) - \\ &- b_1 K_{\Omega} U_{\text{вых}1} \sin(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \psi_1) \sum_{k=1}^{\infty} U_{\text{вх}k} \sin(k\Omega t + \varphi_k). \end{aligned} (5-47)$$

\* Коэффициенты  $b_0$  и  $b_1$  по-прежнему различны на разных участках регулировочной характеристики, индекс ( $k$ ) у этих величин опущен лишь для упрощения записи.

Учтя, что

$$\sin(\Omega t + \alpha_1) \sin(k\Omega t + \varphi_k) = \frac{1}{2} \{ \cos[(k-1)\Omega t + \varphi_k - \alpha_1] - \cos[(k+1)\Omega t + \varphi_k + \alpha_1] \},$$

и группируя члены (5-47), получим:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}}(t) = & \left[ (b_0 - b_1 E_{p0}) U_{\text{ex}0} - \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{ex}1} U_{\text{вых}1} \cos \alpha_1 \right] + \\ & + \left[ (b_0 - b_1 E_{p0}) U_{\text{ex}1} \sin \Omega t - b_1 K_{\Omega} U_{\text{ex}0} U_{\text{вых}1} \sin(\Omega t + \alpha_1) - \right. \\ & \left. - \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{ex}2} U_{\text{вых}1} \cos(\Omega t + \varphi_2 - \alpha_1) \right] + \\ & + \dots + \\ & + \left[ (b_0 - b_1 E_{p0}) U_{\text{ex}k} \sin(k\Omega t + \varphi_k) + \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{ex}k-1} U_{\text{вых}1} \times \right. \\ & \times \cos(k\Omega t + \varphi_{k-1} + \alpha_1) - \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{ex}k+1} U_{\text{вых}1} \times \\ & \left. \times \cos(k\Omega t + \varphi_{k+1} - \alpha_1) \right] + \\ & + \dots, \end{aligned} \quad (5-48)$$

где  $k = 2, 3, 4 \dots$

Приравнивая правые части (5-48) и (5-41), получаем следующие уравнения для искоемых коэффициентов.

Постоянная составляющая амплитуды напряжения на выходе находится из уравнения

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}0} = & [b_0 - b_1 (U_{\text{вых}0} - E_s) K_{\text{об}p}] U_{\text{ex}0} - \\ & - \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{ex}1} U_{\text{вых}1} \cos(\varphi_{\Omega} + \psi_1), \end{aligned} \quad (5-49)$$

откуда

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}0} = & \frac{1}{1 + b_1 K_{\text{об}p} U_{\text{ex}0}} \left[ (b_0 + b_1 E_s K_{\text{об}p}) U_{\text{ex}0} - \right. \\ & \left. - \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{ex}1} U_{\text{вых}1} \cos(\varphi_{\Omega} + \psi_1) \right], \end{aligned} \quad (5-50)$$

Амплитуда и фаза первой гармоники  $U_{\text{вых}}(t)$  могут быть найдены из уравнения

$$U_{\text{вых}1} \sin(\Omega t + \psi_1) = [b_0 - b_1(U_{\text{вых}0} - E_a)K_{\text{обр}}]U_{\text{вх}1} \sin \Omega t - \\ - b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}0} U_{\text{вых}1} \sin(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \psi_1) - \\ - \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}2} U_{\text{вых}1} \cos(\Omega t + \varphi_2 - \varphi_{\Omega} - \psi_1). \quad (5-51)$$

Амплитуды и фазы высших гармоник определяются уравнением

$$U_{\text{вых}k} \sin(k\Omega t + \psi_k) = [b_0 - b_1(U_{\text{вых}0} - E_a)K_{\text{обр}}]U_{\text{вх}k} \sin(k\Omega t + \\ + \varphi_k) + \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}k-1} U_{\text{вых}1} \cos(k\Omega t + \varphi_{k-1} + \varphi_{\Omega} + \psi_1) - \\ - \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}k+1} U_{\text{вых}1} \cos(k\Omega t + \varphi_{k+1} - \varphi_{\Omega} - \psi_1). \quad (5-52)$$

Вследствии того, что величины  $U_{\text{вых}0}$ ,  $U_{\text{вых}1}$ ,  $\psi_1$  входят во все полученные уравнения, (5-50), (5-51) и (5-52) надо рассматривать как систему уравнений, решение которой и дает все искомые величины.

Уравнение (5-51) разбивается на следующие два уравнения:

$$U_{\text{вых}1} \cos \psi_1 = [b_0 - b_1(U_{\text{вых}0} - E_a)K_{\text{обр}}]U_{\text{вх}1} - \\ - b_1 K_{\Omega} U_{\text{вых}1} U_{\text{вх}0} \cos(\varphi_{\Omega} + \psi_1) + \\ + \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}2} U_{\text{вых}1} \sin(\varphi_2 - \varphi_{\Omega} - \psi_1); \quad (5-53)$$

$$U_{\text{вых}1} \sin \psi_1 = -b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}0} U_{\text{вых}1} \sin(\varphi_{\Omega} + \psi_1) - \\ - \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}2} U_{\text{вых}1} \cos(\varphi_2 - \varphi_{\Omega} - \psi_1). \quad (5-54)$$

Преобразуя (5-54), имеем:

$$\sin \psi_1 \left[ 1 + b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}0} \cos \varphi_{\Omega} + \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}2} \sin(\varphi_2 - \varphi_{\Omega}) \right] = \\ = \cos \psi_1 \left[ -b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}0} \sin \varphi_{\Omega} - \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}2} \cos(\varphi_2 - \varphi_{\Omega}), \right]$$

откуда

$$\text{tg } \psi_1 = - \frac{b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}0} \left[ \sin \varphi_{\Omega} + \frac{1}{2} \frac{U_{\text{вх}2}}{U_{\text{вх}0}} \cos(\varphi_2 - \varphi_{\Omega}) \right]}{1 + b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}0} \left[ \cos \varphi_{\Omega} + \frac{1}{2} \frac{U_{\text{вх}1}}{U_{\text{вх}0}} (\sin \varphi_2 - \varphi_{\Omega}) \right]}. \quad (5-55)$$

Выражение (5-55) определяет фазовый сдвиг первой гармоники огибающей сигнала на выходе системы относительно первой гармоники огибающей сигнала на ее входе.

Для дальнейшего удобно ввести следующие обозначения:

$$\left. \begin{aligned} N &= b_1 K_{обр} U_{вх 0}; \\ K_{\Omega}^0 &= \frac{K_{\Omega}}{K_{обр}}; \\ m_k &= \frac{U_{вх k}}{U_{вх 0}}, \end{aligned} \right\} \quad (5-56)$$

где  $k = 1, 2, 3 \dots$

Величина  $N$ , равная произведению крутизны регулировочной характеристики на коэффициент усиления цепи обратной связи и на величину постоянной составляющей амплитуды входного сигнала, как уже указывалось, играет роль коэффициента усиления петли обратной связи, если применять понятия, заимствованные из теории следящих систем.  $K_{\Omega}^0$  представляет собой нормированный коэффициент передачи цепи АРУ на частоте огибающей  $\Omega$ . Величину  $m_k$  можно назвать коэффициентом модуляции по  $k$ -той гармонике.

В новых обозначениях выражение для фазового сдвига первой гармоники принимает вид:

$$\operatorname{tg} \psi_1 = - \frac{NK_{\Omega}^0 \left[ \sin \varphi_{\Omega} + \frac{1}{2} m_2 \cos (\varphi_2 - \varphi_{\Omega}) \right]}{1 + NK_{\Omega}^0 \left[ \cos \varphi_{\Omega} + \frac{1}{2} m_2 \sin (\varphi_2 - \varphi_{\Omega}) \right]}. \quad (5-57)$$

Как видно из (5-57), на фазовый сдвиг первой гармоники огибающей, помимо параметров, определяющих прохождение первой гармоники через цепь АРУ, влияют параметры второй гармоники  $m_2$  и  $\varphi_2$ .

Физическое объяснение этого влияния заключается в том, что первая гармоника напряжения  $E_p(t)$ , взаимодействуя со второй гармоникой  $U_{вх}(t)$ , дает в качестве комбинационного тона опять составляющую частоты  $\Omega$ . Это приводит к появлению поправки к первой гармонике  $U_{ввх}(t)$ , а следовательно, и к влиянию второй гармоники на фазовый сдвиг  $\psi_1$ . В случае отсутствия второй

гармоники (5-57) совпадает с выражением для фазового сдвига синусоидальной огибающей (5-17).

Для нахождения амплитуды первой гармоники огибающей на выходе  $U_{вых1}$  воспользуемся уравнением (5-53). Подставляя в (5-53) выражение для постоянной составляющей  $U_{вых0}$  (5-50) и группируя члены уравнения, получим:

$$\begin{aligned}
 & U_{вых1} \left[ \cos \psi_1 + b_1 K_{\Omega} U_{вых0} \cos (\varphi_{\Omega} + \psi_1) - \right. \\
 & \quad \left. - \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{вых2} \sin (\varphi_2 - \varphi_{\Omega} - \psi_1) - \right. \\
 & \quad \left. - \frac{1}{2} \frac{b_1^2 U_{вых1}^2 K_{обp} K_{\Omega}}{1 + b_1 K_{обp} U_{вых0}} \cos (\varphi_{\Omega} + \psi_1) \right] = \frac{b_0 + b_1 K_{обp} E_3}{1 + b_1 K_{обp} U_{вых0}} U_{вых1}. \quad (5-58)
 \end{aligned}$$

Для исключения из уравнения  $\psi_1$  выделим члены, содержащие  $\cos \psi_1$  и  $\sin \psi_1$ . При этом, применяя введенные обозначения, имеем

$$\begin{aligned}
 & U_{вых1} \left\{ \cos \psi_1 \left[ 1 + K_{\Omega}^0 N \left( 1 - \frac{1}{2} \frac{Nm_1^2}{1+N} \right) \cos \varphi_{\Omega} - \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. - \frac{1}{2} K_{\Omega}^0 Nm_2 \sin (\varphi_2 - \varphi_{\Omega}) \right] - \sin \psi_1 \left[ K_{\Omega}^0 N \left( 1 - \frac{1}{2} \frac{Nm_1^2}{1+N} \right) \sin \varphi_{\Omega} - \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. - \frac{1}{2} K_{\Omega}^0 Nm_2 \cos (\varphi_2 - \varphi_{\Omega}) \right] \right\} = \frac{b_0 + N \frac{E_3}{U_{вых0}}}{1+N} U_{вых1}. \quad (5-59)
 \end{aligned}$$

Заменяя  $\cos \psi_1$  и  $\sin \psi_1$  через  $\operatorname{tg} \psi_1$ , подставляя значения  $\operatorname{tg} \psi_1$  из (5-57) и учитывая, что

$$\begin{aligned}
 \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \psi_1} &= \frac{\sqrt{1 + 2K_{\Omega}^0 N \left[ \cos \varphi_{\Omega} + \frac{1}{2} m_2 \sin (\varphi_2 - \varphi_{\Omega}) \right] +}}{1 + K_{\Omega}^0 N \left[ \cos \varphi_{\Omega} + \right.} \\
 & \quad \left. + (K_{\Omega}^0 N)^2 \left[ 1 + m_2 \sin \varphi_2 + \left( \frac{m_2}{2} \right)^2 \right] \right.} \\
 & \quad \left. + \frac{1}{2} m_2 \sin (\varphi_2 - \varphi_{\Omega}) \right] \rightarrow, \quad (5-60)
 \end{aligned}$$

получим для амплитуды первой гармоники огибающей на выходе следующее выражение:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вых}1} &= U_{\text{вх}1} \frac{b_0 + N \frac{E_s}{U_{\text{вх}0}}}{1 + N} \times \\
 &\times \frac{\sqrt{1 + 2K_{\Omega}^0 N \left[ \cos \varphi_{\Omega} + \frac{1}{2} m_2 \sin (\varphi_2 - \varphi_{\Omega}) \right]} +}{1 + \left( 2 - \frac{1}{2} \frac{Nm_1^2}{1 + N} \right) K_{\Omega}^0 N \cos \varphi_{\Omega} +} \rightarrow \\
 &\rightarrow \frac{+ (K_{\Omega}^0 N)^2 \left( 1 + m_2 \sin \varphi_2 + \left( \frac{m_2}{2} \right)^2 \right)}{+ \left[ 1 - \frac{1}{2} \frac{Nm_1^2}{1 + N} - \left( \frac{m_2}{2} \right)^2 - \left( \frac{m_1}{2} \right)^2 \frac{Nm_2}{1 + N} \sin \varphi_2 \right] (K_{\Omega}^0 N)^2} . \quad (5-61)
 \end{aligned}$$

Из (5-61) вытекает, что амплитуда первой гармоники на выходе зависит от амплитуды первой гармоники на входе  $U_{\text{вх}1}$ , от параметров, определяющих прохождение первой гармоники через цепь АРУ, и от параметров второй гармоники. Физическое объяснение этого явления совпадает с объяснением, приведенным при обсуждении формулы для фазового сдвига (5-57).

Полученная формула может быть использована для нахождения амплитуды первой гармоники огибающей на выходе приемника с системой АРУ при любых величинах коэффициентов модуляции  $m_k$ . В часто встречающемся на практике случае малых глубин модуляции

$$m_k^2 \ll 1 \quad (k=1, 2, 3 \dots).$$

При этом можно пренебречь величинами  $m_1^2$  и  $m_2^2$  по сравнению с единицей, и выражение для  $U_{\text{вых}1}$  значительно упрощается, принимая вид:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вых}1} &= m_1 U_0 \frac{\sqrt{1 + 2K_{\Omega}^0 N \left[ \cos \varphi_{\Omega} + \frac{1}{2} m_2 \sin (\varphi_2 - \varphi_{\Omega}) \right]} +}{1 + 2K_{\Omega}^0 N \cos \varphi_{\Omega} +} \rightarrow \\
 &\rightarrow \frac{+ (K_{\Omega}^0 N)^2 (1 + m_2 \sin \varphi_2)}{+ (K_{\Omega}^0 N)^2} , \quad (5-62)
 \end{aligned}$$

где

$$U_0 = U_{\text{вх}0} \frac{b_0 + N \frac{E_s}{U_{\text{вх}0}}}{1 + N}. \quad (5-63)$$

Как будет показано ниже,  $U_0$  представляет собой приближенное значение постоянной составляющей амплитуды на выходе приемника  $U_{\text{вых}}(t)$ .

Нетрудно показать, что при отсутствии второй гармоники ( $m_2 = 0$ ) выражение (5-62) легко преобразуется в формулу (5-24), определяющую изменение глубины синусоидальной модуляции сигнала системой АРУ в случае малых глубин модуляции.

Перейдем к нахождению величины постоянной составляющей амплитуды выходного напряжения  $U_{\text{вых}0}$ . Воспользовавшись (5-50) и применяя введенные обозначения, можно переписать  $U_{\text{вых}0}$  в виде:

$$U_{\text{вых}0} = \frac{N}{1 + N} \left[ \frac{b_0}{b_1 K_{\text{обр}}} + E_s - \frac{1}{2} K_{\Omega}^0 m_1 U_{\text{вх}1} \cos(\varphi_{\Omega} + \psi_1) \right].$$

В подавляющем большинстве случаев, если недопустимы большие искажения закона модуляции, коэффициент передачи  $K_{\Omega}^0$  является величиной малой по сравнению с единицей. Поэтому третий член суммы в квадратных скобках дает поправку по крайней мере первого порядка малости к величине  $U_{\text{вых}0}$ . В случае же малой глубины модуляции  $m_1$  — величина малая первого порядка относительно единицы, а  $U_{\text{вх}1}$  — величина малая первого порядка относительно  $E_s$ . Поэтому третий член суммы в квадратных скобках в случае малой глубины модуляции представляет собой величину минимум третьего порядка малости и им можно пренебречь. Более того, предполагая, что через цепь АРУ не проходит вторая гармоника, мы пренебрегли членами второго порядка малости во всех уравнениях, и, следовательно, учет поправки третьего порядка малости теряет смысл.

Поэтому при малых глубинах модуляции

$$U_{\text{вых}0} \approx \frac{N}{1 + N} \left( \frac{b_0}{b_1 K_{\text{обр}}} + E_s \right)$$



или

$$U_{\text{вых}0} \approx \frac{b_0 + N \frac{E_3}{U_{\text{вх}0}}}{1 + N} U_{\text{вх}0} = U_0. \quad (5-64)$$

Таким образом, величина  $U_0$  действительно представляет собой приближенное значение постоянной составляющей амплитуды  $U_{\text{вых}}(t)$ .

В случаях больших значений глубины модуляции, когда надо уже учитывать поправку к постоянной составляющей, можно воспользоваться выражением (5-50), подставив в него найденные значения  $U_{\text{вых}1}$  и  $\psi_1$ . Тогда, применяя введенные обозначения, имеем:

$$U_{\text{вых}0} = U_0 - \frac{1}{2} \frac{NK_{\Omega}^0 m_1}{1 + N} U_{\text{вых}1} (\cos \varphi_{\Omega} \cos \psi_1 - \sin \varphi_{\Omega} \sin \psi_1).$$

Заменяя в последнем выражении  $\sin \psi_1$  и  $\cos \psi_1$  через  $\text{tg} \psi_1$  и подставляя полученные выше значения  $\text{tg} \psi_1$ ,  $\sqrt{1 + \text{tg}^2 \psi_1}$ ,  $U_{\text{вых}1}$ , получим:

$$U_{\text{вых}0} = U_0 \left[ 1 - \frac{1}{2} m_1^2 K_{\Omega}^0 \frac{N}{1 + N} \frac{\cos \varphi_{\Omega} + NK_{\Omega}^0 \times}{1 + \left(2 - \frac{1}{2} \frac{Nm_1^2}{1 + N}\right) K_{\Omega}^0 N \cos \varphi_{\Omega} +} \rightarrow \right. \\ \left. \times \left(1 + \frac{1}{2} m_2 \sin \varphi_2\right) \right. \\ \left. \rightarrow \frac{+ (K_{\Omega}^0 N)^2 \left[1 - \frac{1}{2} \frac{Nm_1^2}{1 + N} - \left(\frac{m_2}{2}\right)^2 - \left(\frac{m_1}{2}\right)^2 \frac{Nm_2}{1 + N} \sin \varphi_2\right]}{\right]}. \quad (5-65)$$

Итак, получена общая формула для расчета постоянной составляющей амплитуды выходного напряжения. Из этой формулы следует, что поправка к постоянной составляющей, имеющей место при отсутствии модуляции, определяется параметрами первой и второй гармоник огибающей. Физическое объяснение этого явления сводится к следующему. Первая гармоника огибающей, проходя через цепь обратной связи, взаимодействует с составляющими входного возмущения  $U_{\text{вх}}(t)$ . При этом взаимодействие с первой гармоникой  $U_{\text{вх}}(t)$  дает в качестве комбинационного тона приращение постоянной со-

ставляющей. Таким образом, объяснена зависимость поправки к  $U_{\text{вых}0}$  от параметров первой гармоники.

Влияние же параметров второй гармоники объясняется тем, что первая гармоника на выходе, как мы видели, зависит от второй.

Надо заметить, что полученные выражения для постоянной составляющей и первой гармоники во многих случаях оказываются достаточными для анализа, так что вычисление высших гармоник необязательно. Это имеет место в тех случаях, когда устройства, стоящие на выходе приемника с системой АРУ, обладают селективными свойствами и предназначены для приема первой гармоники огибающей сигнала и близких к ней частот. В этих случаях высшие гармоники на выход системы не проходят и интересны лишь поправки к первой гармонике, обязанные своим происхождением наличию высших гармоник.

Кроме того, даже при отсутствии таких селективных свойств могут иметь место случаи, когда высшие гармоники выражены слабо по сравнению с первой гармоникой и при анализе интересен не столько их учет, сколько поправки к искажениям первой гармоники, получающиеся за счет этих высших гармоник.

В остальных случаях, когда расчет высших гармоник представляет интерес, их параметры  $U_{\text{вых}k}$  и  $\psi_k$  могут быть найдены при помощи уравнения (5-52). Это уравнение может быть разбито на два уравнения:

$$U_{\text{вых}k} \cos \psi_k = [b_0 - b_1 (U_{\text{вых}0} - E_3) K_{\text{обп}}] U_{\text{вх}k} \cos \varphi_k - \\ - \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}k-1} U_{\text{вых}1} \sin (\varphi_{k-1} + \varphi_{\Omega} + \psi_1) + \\ + \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}k+1} U_{\text{вых}1} \sin (\varphi_{k+1} - \varphi_{\Omega} - \psi_1);$$

$$U_{\text{вых}k} \sin \psi_k = [b_0 - b_1 (U_{\text{вых}0} - E_3) K_{\text{обп}}] U_{\text{вх}k} \sin \varphi_k + \\ + \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}k-1} U_{\text{вых}1} \cos (\varphi_{k-1} + \varphi_{\Omega} + \psi_1) - \\ - \frac{1}{2} b_1 K_{\Omega} U_{\text{вх}k+1} U_{\text{вых}1} \cos (\varphi_{k+1} - \varphi_{\Omega} - \psi_1).$$

Используя введенные выше обозначения, группируя члены, содержащие  $\cos \psi_1$  и  $\sin \psi_1$  и заменяя эти функции

через  $\operatorname{tg} \psi_1$ , можно полученные уравнения переписать в виде:

$$U_{\text{вых } k} \cos \psi_k = [b_0 U_{\text{вх } 0} - N(U_{\text{вых } 0} - E_3)] m_k \cos \varphi_k - \\ - \frac{1}{2} K_{\Omega}^0 N \frac{U_{\text{вых } 1}}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \psi_1}} \{ [m_{k-1} \sin(\varphi_{k-1} + \varphi_{\Omega}) - \\ - m_{k+1} \sin(\varphi_{k+1} - \varphi_{\Omega})] + \operatorname{tg} \psi_1 [m_{k-1} \cos(\varphi_{k-1} + \varphi_{\Omega}) + \\ + m_{k+1} \cos(\varphi_{k+1} - \varphi_{\Omega})] \}; \quad (5-66)$$

$$U_{\text{вых } k} \sin \psi_k = [b_0 U_{\text{вх } 0} - N(U_{\text{вых } 0} - E_3)] m_k \sin \varphi_k + \\ + \frac{1}{2} K_{\Omega}^0 N \frac{U_{\text{вых } 1}}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \psi_1}} \{ [m_{k-1} \cos(\varphi_{k-1} + \varphi_{\Omega}) - \\ - m_{k+1} \cos(\varphi_{k+1} - \varphi_{\Omega})] - \operatorname{tg} \psi_1 [m_{k-1} \sin(\varphi_{k-1} + \varphi_{\Omega}) + \\ + m_{k+1} \sin(\varphi_{k+1} - \varphi_{\Omega})] \}. \quad (5-67)$$

Рассчитав предварительно по полученным выше формулам  $U_{\text{вых } 0}$ ,  $U_{\text{вых } 1}$ ,  $\operatorname{tg} \psi_1$ , можно, пользуясь выражениями (5-66) и (5-67), найти амплитуды и фазы всех гармонических составляющих огибающей выходного напряжения начиная со второй гармоники.

Итак, примененный метод анализа дал возможность получить общие формулы для коэффициентов разложения Фурье периодической огибающей на выходе приемника  $U_{\text{вых}}(t)$  по известному разложению Фурье функции  $U_{\text{вх}}(t)$  и известным параметрам системы АРУ, т. е., пользуясь этим методом, мы получим спектр закона модуляции на выходе. В случаях применения селективных устройств, выделяющих те или иные спектральные составляющие закона модуляции, полученное представление  $U_{\text{вых}}(t)$  является удобным, ибо непосредственно отвечает на интересующие практику вопросы. В случае же, когда интересна огибающая  $U_{\text{вых}}(t)$  как функция времени, надо воспользоваться одним из существующих способов нахождения периодической функции по ее разложению Фурье.

Все формулы были получены в предположении, что вторая и высшие гармоники напряжения регулирования  $E_p(t)$  представляют собой величины малые второго и выше порядков малости. Если это предположение удов-

летворялось в подавляющем большинстве случаев при наличии синусоидальной модуляции сигнала, то при несинусоидальной периодической модуляции дело обстоит не совсем так. Может, например, оказаться, что вторая гармоника  $U_{ex}(t)$  выражена более ярко, чем первая, и что, следовательно, нельзя пренебречь этой гармоникой на выходе цепи АРУ, несмотря на то, что коэффициент передачи  $K_{2\Omega} < K_{\Omega}$ . Кроме того, часто по самой идее использования системы АРУ она должна приводить к подавлению низкочастотных составляющих модуляции, пропуская без заметных искажений составляющие с более высокими частотами. В этих случаях, очевидно, уже нельзя пренебречь прохождением через цепь обратной связи всех гармоник, кроме первой. Поэтому полученные расчетные формулы применимы далеко не во всех практически интересных случаях. Однако формулы эти применимы все же достаточно широко, так как к области их применения относятся все те задачи, в которых высшие гармоники огибающей сигнала на входе системы выражены менее ярко, чем первая гармоника, и недопустимы большие искажения огибающей, т. е. высшие гармоники не должны проходить в значительной мере через цепь АРУ.

Надо, однако, заметить, что примененный метод анализа прохождения периодической несинусоидальной огибающей сигнала через систему АРУ применим во всех случаях. Вне зависимости от степени подавления высших гармоник цепью АРУ и от быстроты сходимости ряда Фурье для входного напряжения  $U_{ex}(t)$  этот метод можно использовать, учитывая прохождение через цепь обратной связи того или иного числа гармонических составляющих.

Разумеется, это справедливо только для не слишком высоких частот, на которых детектор АРУ может рассматриваться как „линейный“ элемент.

Чем большее число гармоник  $E_p(t)$  будет учтено, тем точнее будет полученный результат, но за то тем более громоздкими будут расчетные формулы, т. е. никаких дополнительных принципиальных трудностей учет прохождения высших гармоник через цепь АРУ не вносит, сказываясь только на громоздкости получаемых результатов.

Весь приведенный анализ относился к установившемуся режиму в системе АРУ при наличии периодической амплитудной модуляции сигнала. Если интересоваться переходными процессами, имеющими место при включении на вход системы модулированного сигнала, то надо решать дифференциальные уравнения системы при заданном законе изменения  $U_{вх}(t)$ .

Как мы уже неоднократно убеждались, задача сводится при этом к линейным уравнениям с переменными коэффициентами. В данном случае коэффициенты будут периодическими (но несинусоидальными). Решение таких уравнений известно только для уравнений второго порядка (уравнение Хилла). Поэтому при решении задачи в общем виде возникают большие математические трудности.

Однако, как уже указывалось, в подавляющем большинстве случаев достаточно приближенно определить параметры переходного процесса, не учитывая при этом модуляции, искажение же закона модуляции интересно лишь в установившемся режиме. Поэтому проведенный анализ для большинства случаев является достаточным.

Как и при синусоидальном законе модуляции, все полученные результаты полностью относятся и к импульсным системам АРУ. Единственное отличие по сравнению с системами непрерывного действия будет заключаться лишь в определении величин  $K_{\Omega}^0$  и  $\varphi_{\Omega}$ .

Для системы АРУ непрерывного действия  $K_{\Omega}^0$  — нормированный коэффициент передачи, а  $\varphi_{\Omega}$  — фазовый сдвиг на частоте  $\Omega$  линейной цепи обратной связи. Для импульсной системы АРУ  $K_{\Omega}^0$  — нормированный коэффициент передачи и  $\varphi_{\Omega}$  — фазовый сдвиг импульсной цепи обратной связи по отношению к синусоидальной импульсной последовательности частоты  $\Omega$ . Имея в виду это отличие, можно применять приведенный метод анализа и все полученные расчетные формулы к импульсным системам АРУ.

## 5-6. Прохождение через усилитель с системой АРУ первого порядка „прямоугольной“ огибающей сигнала

В качестве примера применения развитого в предыдущем параграфе метода и полученных формул исследуем закон изменения амплитуды напряжения  $U_{вых}(t)$  на

выходе регулируемого усилителя в случае, если цепь АРУ содержит простой фильтр  $RC$  (рис. 2-4), а закон изменения амплитуды входного сигнала  $U_{вх}(t)$  представлен рис. 5-3.

Изображенная на рисунке функция может быть разложена в следующий ряд:

$$U_{вх}(t) = a_0 + \frac{4\pi}{a} \left( \sin \Omega t + \frac{1}{3} \sin 3\Omega t + \frac{1}{5} \sin 5\Omega t + \dots \right), \quad (5-68)$$

где  $\Omega = \frac{2\pi}{T}$ .

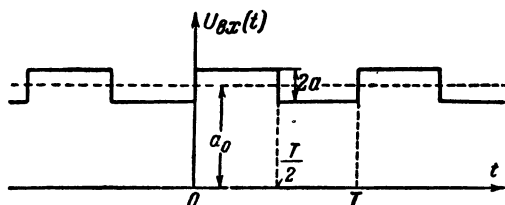


Рис. 5-3. Закон изменения амплитуды входного сигнала.

Таким образом, необходимые для расчета параметры входного возмущения принимают следующие значения:

$$\left. \begin{aligned} U_{вх0} &= a_0; \\ U_{вх(2k-1)} &= \frac{4a}{(2k-1)\pi}; \\ m_{(2k-1)} &= \frac{4a}{(2k-1)\pi a_0}; \\ m_{(2k)} &= 0; \\ \varphi_{(k)} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (5-69)$$

где  $k = 1, 2, 3 \dots$

Будем в дальнейшем предполагать, что  $\frac{a}{a_0}$  — величина первого порядка малости относительно единицы. Это означает, что выполняются сформулированные выше условия малости коэффициентов модуляции  $m_k$  и справедливы приближенные, полученные в этом предположении формулы,

Система АРУ рис. 2-4 описывается уравнением первого порядка. Функция передачи цепи обратной связи этой системы, как мы неоднократно убеждались, имеет вид:

$$\Phi(p) = \frac{K_{обp}}{1 + p\tau}, \quad (5-70)$$

откуда частотные характеристики этой цепи выражаются формулами

$$\left. \begin{aligned} |\Phi(j\omega)| &= \frac{K_{обp}}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}; \\ \arg \Phi(j\omega) &= -\operatorname{arctg} \omega\tau. \end{aligned} \right\} \quad (5-71)$$

Подставляя вместо  $\omega$  частоту первой гармоники огибающей  $\Omega$ , получим коэффициенты  $K_\Omega$  и  $\varphi_\Omega$ :

$$\left. \begin{aligned} K_\Omega &= \frac{K_{обp}}{\sqrt{1 + (\Omega\tau)^2}}; \\ \operatorname{tg} \varphi_\Omega &= -\Omega\tau. \end{aligned} \right\} \quad (5-72)$$

В формулы для коэффициентов Фурье функции  $U_{вых}(t)$  входят величины  $\cos \varphi_\Omega$  и  $\sin \varphi_\Omega$ .

Эти величины, исходя из (5-72), определяются как

$$\left. \begin{aligned} \cos \varphi_\Omega &= \frac{1}{\sqrt{1 + (\Omega\tau)^2}}, \\ \sin \varphi_\Omega &= -\frac{\Omega\tau}{\sqrt{1 + (\Omega\tau)^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (5-73)$$

Для применения формул предыдущего параграфа нужно, помимо найденных величин, определить нормированный коэффициент передачи  $K_\Omega^0$  и коэффициент  $N$ . В соответствии с (5-56)

$$N = b_1 a_0 K_{обp} \quad (5-74)$$

и

$$K_\Omega^0 = \frac{K_\Omega}{K_{обp}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\Omega\tau)^2}}. \quad (5-75)$$

Таким образом, получены все величины, входящие в формулы (5-57), (5-62), (5-64), (5-66) и (5-67), по которым находятся коэффициенты разложения в ряд  $U_{вых}(t)$ .

Естественно, что этими формулами можно воспользоваться для решения задачи лишь в том случае, если высшими гармониками напряжения регулирования можно пренебречь вследствие их малости. В дальнейшем мы убедимся, что при соблюдении определенных условий это предположение выполняется и, следовательно, вышеуказанными формулами пользоваться можно.

Подставляя в выражение для фазового сдвига первой гармоники (5-57) найденные значения входящих в него величин и производя необходимые преобразования, получим:

$$\operatorname{tg} \psi_1 = \frac{N\Omega\tau}{1 + N + (\Omega\tau)^2}, \quad (5-76)$$

где  $N$  определяется (5-74).

Для нахождения амплитуды первой гармоники огибающей на выходе  $U_{\text{вых}1}$  нужно при малых глубинах модуляции  $m_k$  воспользоваться выражением (5-62), подставляя в которое значения коэффициентов, получим:

$$U_{\text{вых}1} = \frac{4a}{\pi a_0} U_0 \sqrt{\frac{1 + (\Omega\tau)^2}{(1 + N)^2 + (\Omega\tau)^2}}, \quad (5-77)$$

где  $U_0$  — величина постоянной составляющей  $U_{\text{вых}}(t)$ , которая в соответствии с (5-64) равна:

$$U_{\text{вых}0} = U_0 = \frac{a_0 b_0 + NE_s}{1 + N}. \quad (5-78)$$

Для нахождения функции  $U_{\text{вых}}(t)$  осталось вычислить амплитуды и фазы высших гармоник  $U_{\text{вых}k}$  и  $\psi_k$ . Для этого надо воспользоваться уравнениями (5-66) и (5-67). Вследствие отсутствия на входе четных гармоник выражения для четных и нечетных гармоник на выходе получатся различными.

Действительно, подставляя в (5-66) и (5-67) значения коэффициентов, легко получить для нечетных гармоник:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}(2k-1)} \cos \psi_{(2k-1)} &= \frac{4a}{\pi a_0} U_0 \frac{1}{2k-1}; \\ U_{\text{вых}(2k-1)} \sin \psi_{(2k-1)} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (5-79)$$

откуда

$$\operatorname{tg} \psi_{(2k-1)} = 0 \quad (5-80)$$

и

$$U_{\text{вых}(2k-1)} = \frac{1}{2k-1} \frac{4a}{\pi a_0} U_0. \quad (5-81)$$



Воспользовавшись теми же уравнениями и проведя ряд математических преобразований, получим для четных гармоник:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}(2k)} \cos \psi_{(2k)} &= -\frac{2k}{4k^2-1} U_0 \left( \frac{4a}{\pi a_0} \right)^2 \frac{N\Omega\tau}{(1+N)^2 + (\Omega\tau)^2}; \\ U_{\text{вых}(2k)} \sin \psi_{(2k)} &= \frac{1}{4k^2-1} U_0 \left( \frac{4a}{\pi a_0} \right)^2 \frac{N(1+N)}{(1+N)^2 + (\Omega\tau)^2}, \end{aligned} \right\} \quad (5-82)$$

откуда

$$\operatorname{tg} \psi_{(2k)} = -\frac{1}{2k} \frac{1+N}{\Omega\tau} \quad (5-83)$$

и

$$U_{\text{вых}(2k)} = \frac{1}{4k^2-1} U_0 \left( \frac{4a}{\pi a_0} \right)^2 \frac{N}{(1+N)^2 + (\Omega\tau)^2} \sqrt{(1+N)^2 + (2k\Omega\tau)^2} \quad (5-84)$$

Итак, получены выражения для амплитуд и фаз всех гармоник огибающей выходного напряжения приемника в случае „прямоугольной“ огибающей входного напряжения и применения в цепи обратной связи простого фильтра *RC*. Таким образом, для рассмотренного случая решена задача анализа прохождения периодической огибающей через усилитель с системой АРУ.

Анализируя полученные результаты, можно сделать следующие выводы. Глубина модуляции по первой гармонике согласно (5-77) уменьшается системой АРУ. Это уменьшение проявляется в тем большей степени, чем больше коэффициент *N*, определяющий интенсивность обратной связи. Фазовый сдвиг первой гармоники нарастает при увеличении интенсивности обратной связи *N*, причем  $\operatorname{tg} \psi_1 \rightarrow \Omega\tau$  при  $N \rightarrow \infty$ .

Нечетные гармоники огибающей, начиная с третьей, имеющие место на входе, передаются без искажений, т. е. значения глубины модуляции по этим гармоникам остаются такими же, как на входе, а фазовые сдвиги равны нулю. Однако за счет действия системы АРУ появляются четные гармоники на выходе, тогда как на входе эти гармоники отсутствуют. Эти гармоники представляют собой комбинационные тона, появившиеся при взаимодействии нечетных гармоник входного сигнала и переменной составляющей напряжения регулирования.

При решении задачи мы предполагали, что можно пренебречь высшими гармониками напряжения регулиро-

вания  $E_p(t)$ . Это предположение было основано на том, что входное возмущение не содержит четных гармоник, а наиболее ярко выраженная нечетная гармоника, а именно третья, имеет в 3 раза меньшую амплитуду, чем первая гармоника. Учитывая, что фильтр  $RC$  в цепи обратной связи имеет коэффициент передачи на третьей гармонике по крайней мере в 3 раза меньший, чем на первой гармонике, можно предположить, что третьей, а следовательно, и высшими гармониками на выходе цепи АРУ можно пренебречь. Однако частичная демодуляция первой гармоникой, а также появление четных гармоник на выходе приемника приводят к необходимости проверки сделанного предположения.

Составим отношения амплитуд высших гармоник  $U_{вых}(t)$  к амплитуде первой гармоникой. Для четных гармоник, поделив (5-84) на (5-77), имеем:

$$\frac{U_{вых(2k)}}{U_{вых1}} = \frac{\frac{4a}{\pi a_0} N}{(4k^2 - 1) \sqrt{1 + (\Omega\tau)^2}} \sqrt{1 + \frac{(4k^2 - 1)(\Omega\tau)^2}{(1 + N)^2 + (\Omega\tau)^2}} \quad (5-85)$$

Для нечетных гармоник, поделив (5-81) на (5-77), получим:

$$\frac{U_{вых(2k-1)}}{U_{вых1}} = \frac{1}{2k-1} \sqrt{1 + \frac{N(2+N)}{1 + (\Omega\tau)^2}} \quad (5-86)$$

Если предположить, что коэффициент передачи фильтра АРУ на частоте первой гармоникой составляет величину порядка 0,1\*, коэффициент модуляции по первой гармоникой  $\frac{4a}{\pi a_0}$  тоже составляет величину порядка 0,1, то полученные отношения зависят только от коэффициента  $N$ . В зависимости от свойств регулируемого усилителя, величины сигнала и усиления цепи АРУ этот коэффициент может принимать различные значения.

Обычно при малых сигналах — это величина порядка единиц, а при больших сигналах — порядка десятков, так что

$$N = 1 \div 100. \quad (5-87)$$

---

\* Большой коэффициент передачи  $K_{\Omega}^0$  при соблюдении условия малых искажений огибающей быть не может.

Найдем порядок величин отношений (5-85) и (5-86) для второй и третьей гармоник, так как амплитуды этих гармоник больше амплитуд других, соответственно четных и нечетных гармоник.

Произведя вычисления по формулам (5-85) и (5-86), получим следующие результаты:

$$\text{при } N=1 \quad \frac{U_{\text{вых } 2}}{U_{\text{вых } 1}} \approx 0,01; \quad \frac{U_{\text{вых } 3}}{U_{\text{вых } 1}} \approx \frac{1}{3};$$

$$\text{при } N=10 \quad \frac{U_{\text{вых } 2}}{U_{\text{вых } 1}} \approx 0,05; \quad \frac{U_{\text{вых } 3}}{U_{\text{вых } 1}} \approx \frac{1}{2};$$

$$\text{при } N=100 \quad \frac{U_{\text{вых } 2}}{U_{\text{вых } 1}} \approx \frac{1}{3}; \quad \frac{U_{\text{вых } 3}}{U_{\text{вых } 1}} \approx 3.$$

Учитывая, что цепь обратной связи ослабляет вторую гармонику приблизительно в два раза, а третью приблизительно в 3 раза по сравнению с первой, приходим к выводу, что при не слишком больших сигналах, когда коэффициент  $N$  составляет величину порядка единиц, можно пренебречь высшими гармониками напряжения  $E_p$ . Однако при больших сигналах, когда  $N$  достигает величин порядка 100, необходимо дополнительно учесть прохождение через цепь АРУ третьей и возможно пятой гармоник.

Таким образом, при малых сигналах справедливы все примененные формулы и полученные результаты. При больших сигналах полученное решение можно рассматривать как первое приближение к искомому решению. Подставляя в уравнения это приближение, мы получили бы, пользуясь тем же методом, следующее приближение, которое в силу приведенных соображений будет уже достаточным.

Все результаты настоящей главы получены в предположении, что система АРУ устойчива. Условия устойчивости системы при отсутствии амплитудной модуляции сигнала проанализированы в гл. 3 и 4. Однако здесь мы рассматривали как раз случай наличия модуляции, когда система обладает переменными параметрами и может возбудиться параметрически. Поэтому, строго говоря, нужно исследовать устойчивость решения дифферен-

циальных (или разностных) уравнений с переменными коэффициентами, описывающих процессы в системе АРУ при наличии модуляции. Проведенный же анализ устойчивости может оказаться достаточным при малых глубинах модуляции, либо если использовать полученные условия устойчивости с достаточно большими запасами.

## ГЛАВА ШЕСТАЯ

# РАСЧЕТ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

### 6-1. Введение

Предшествующие главы были посвящены анализу тех процессов, которые имеют место в системах автоматической регулировки усиления в разных режимах их работы. Основной нашей задачей являлось нахождение математических выражений, при помощи которых эти процессы описываются. Поэтому мы прежде всего вывели основные уравнения движения системы АРУ, рассматриваемой в общем виде.

Найденные решения этих уравнений для тех видов входных возмущений, которые чаще всего интересуют практику, позволили нам решить ряд задач динамики систем АРУ. Именно найдена реакция на перепад амплитуды входного сигнала, решена задача об устойчивости системы АРУ, разработан метод и выведены формулы для расчета искажений периодических огибающих сигнала.

Для того чтобы производить практические расчеты по полученным формулам, а также пользоваться сформулированными методами, нужно знать ряд параметров и характеристик системы АРУ. К таким параметрам относится, например, величина  $N$ , равная произведению амплитуды сигнала на входе на крутизну регулировочной характеристики и на коэффициент усиления цепи обратной связи. Эта величина, определяющая интенсивность обратной связи, входит практически во все расчетные формулы. Для расчета надо уметь построить или снять экспериментально регулировочную характеристику, а также аппроксимировать ее надлежащим образом. Нужно знать также еще целый ряд параметров и характеристик. Поэтому в настоящей главе мы прежде всего

уделим внимание вопросу о нахождении основных параметров и характеристик, нужных для расчетов.

Таким образом, мы будем иметь возможность рассчитать процессы в системе АРУ, т. е. произвести анализ качеств выбранной системы АРУ. Однако весьма часто в инженерной практике задача ставится иначе, а именно это часто задача не анализа, а синтеза.

Возникает вопрос: каковы рациональные пути синтеза системы АРУ, т. е. выбора схем и расчета их параметров на базе заданных статических и динамических свойств системы?

Обсуждение рациональных путей расчета систем АРУ и является основной задачей настоящей главы. При этом надо учесть, что как способы, так и результаты расчета существенно зависят от технических требований, предъявляемых к системе АРУ. Более того, от этих требований зависит даже вид используемых цепей. Учитывая большое многообразие требований к системам АРУ и видов этих систем, мы ограничимся рассмотрением типичных требований и простейших, чаще всего применяемых систем, описываемых уравнениями низких порядков. При этом принят следующий порядок изложения.

Прежде всего рассматриваются некоторые разновидности предъявляемых при проектировании требований и соответствующих подходов к расчету. Затем приводится метод расчета АРУ по заданным статическим параметрам, после чего обосновывается расчет систем АРУ первого и второго порядков по заданным динамическим параметрам.

## **6-2. Основные характеристики и параметры системы АРУ**

Основные характеристики системы АРУ вкратце обсуждались в гл. 1. Сейчас мы вернемся к этим характеристикам и рассмотрим их с точки зрения расчета параметров, нужных для анализа системы АРУ.

Параметром амплитудной характеристики регулируемого усилителя (рис. 1-8), который нужно определить для расчетов, является уровень ограничения  $U_{огр}$ . Как в случае анализа, так и в случае синтеза системы АРУ регулируемый усилитель задан. Поэтому получение его амплитудной характеристики не представляет труда. Проще всего эту характеристику снять экспериментально, подавая на вход сигналы с фиксированными амплитудами

и измеряя при помощи соответствующего измерительного прибора амплитуды сигнала на выходе. По снятой характеристике легко определяется уровень ограничения. Можно пойти также по расчетному пути. При этом, имея анодно-сеточные характеристики ламп усилителя (рис. 6-1) и учитывая, что ограничение обычно имеет место в одном из последних каскадов усиления, охваченных петлей обратной связи, можно поступить следующим образом.

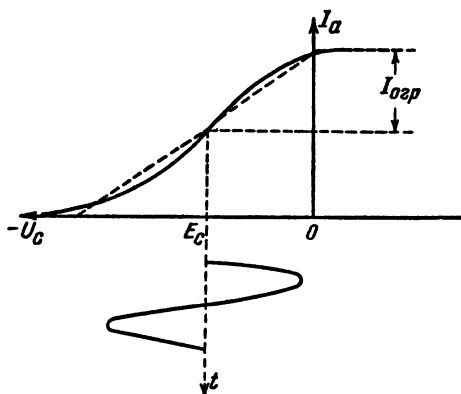


Рис. 6-1. Анодно-сеточная характеристика лампы.

По характеристике последнего,  $n$ -ного каскада усиления<sup>1</sup> находим ток ограничения  $I_{огр}$ , а следовательно, и уровень ограничения последнего усилительного каскада

$$U_{огр n} = I_{огр n} R_{oe n}.$$

Можно также найти амплитуду напряжения на сетке этого каскада, соответствующую  $U_{огр n}$ :

$$U_{c n} = \frac{U_{огр n}}{K_n},$$

где  $K_n$  — коэффициент усиления  $n$ -ного каскада.

Далее следует вычислить уровень ограничения для  $(n-1)$ -го каскада:

$$U_{огр (n-1)} = I_{огр (n-1)} R_{oe (n-1)},$$

причем  $I_{огр (n-1)}$  находится по ламповой характеристике.

<sup>1</sup> Обычно это усилитель промежуточной частоты для систем непрерывного действия и видеоусилитель для импульсных систем.

В случае, если

$$U_{o2p(n-1)} \geq U_{cn},$$

уровень ограничения регулируемого усилителя

$$U_{o2p} = U_{o2pn}.$$

Если же

$$U_{o2p(n-1)} < U_{cn},$$

необходимо произвести расчет  $U_{c(n-1)}$  и  $U_{o2p(n-2)}$ . Расчет заканчивается нахождением того  $k$ -того каскада, для которого

$$U_{o2p(k-1)} \geq U_{ck}.$$

При этом уровень ограничения усилителя

$$U_{o2p} = U_{o2pk} K_{k+1} K_{k+2} \dots K_n, \quad (6-1)$$

и в случае равных коэффициентов усиления каскадов

$$U_{o2p} = U_{o2pk} (K_n)^{n-k}. \quad (6-2)$$

Обычно ограничение имеет место в последнем или предпоследнем каскадах усиления, так что  $k = n - 1$  или  $k = n$ . Для применяемых усилительных ламп  $U_{o2p}$  составляет величину порядка нескольких десятков вольт. Требование неискаженной передачи амплитудной модуляции сигнала, а также малого времени процесса установления при быстрых изменениях силы входного сигнала приводит к необходимости иметь величину  $U_{o2p}$  по крайней мере в 2—3 раза больше, чем рабочий уровень сигнала на выходе, определяемый напряжением задержки АРУ ( $E_3$ ). Это условие легко выполняется для систем непрерывного действия (рис. 1-2), так как петля АРУ в этих системах замыкается с выхода усилителя промежуточной частоты и  $E_3$  составляет величины порядка единиц вольт. Менее благоприятно обстоит дело в случае импульсной системы АРУ, в которой петля замыкается с выхода видеоусилителя. Так как обычно импульсы на выходе приемника имеют амплитуды порядка десятков вольт, при проектировании импульсной системы АРУ надо особо обращать внимание на выполнение сформулированного условия. В частности, может оказаться необходимым замыкать петлю АРУ не с выхода, а с одного из предшествующих каскадов видеоусилителя.

Амплитудная характеристика цепи АРУ (рис. 1-7) может быть легко снята экспериментально. Для этого надо разорвать цепь АРУ в точке подключения к сеткам регулируемых ламп и нагрузить выход цепи АРУ на эквивалентную нагрузку (рис. 6-2). Изменяя амплитуду входного напряжения, фиксируем значения амплитуды напряжения на выходе и соответствующие значения напряжения регулирования.

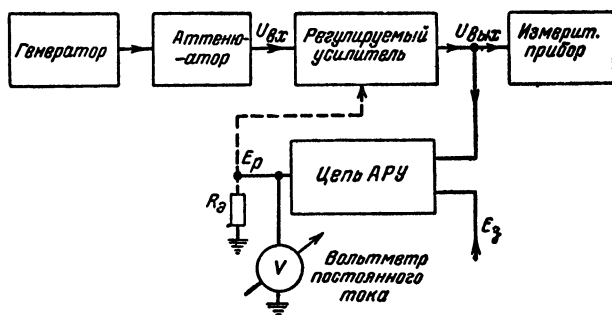


Рис. 6-2. Блок-схема снятия амплитудных характеристик.

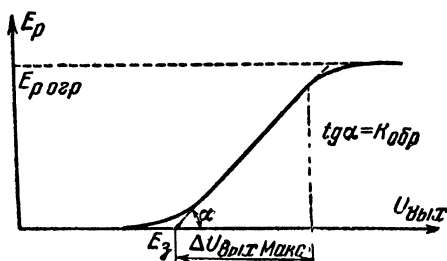


Рис. 6-3. Амплитудная характеристика цепи АРУ.

Необходимыми для расчета параметрами амплитудной характеристики цепи АРУ являются напряжение задержки  $E_3$ , коэффициент усиления  $K_{обр}$  и уровень ограничения  $E_{pогр}$ . Так как обычно характеристика близка к линейной, для определения перечисленных параметров ее надо аппроксимировать прямыми способом, показанным на рис. 6-3. При этом напряжение задержки с достаточной для практики точностью находится на пересечении аппроксимирующей прямой с осью абсцисс. Тангенс угла наклона этой прямой к оси абсцисс равен  $K_{обр}$ .



Аппроксимация дает возможность однозначно определить также  $E_{p\text{огр}}$ .

Последний параметр в формулы непосредственно не входит, однако он должен быть больше, чем максимальное статическое превышение выходным напряжением опорного уровня  $\Delta U_{\text{вых макс}}$ , помноженное на коэффициент усиления  $K_{\text{обр}}$ :

$$E_{p\text{огр}} \geq \Delta U_{\text{вых макс}} K_{\text{обр}}. \quad (6-3)$$

Если последнее условие не выполняется, регулировка усиления не может осуществляться во всем заданном диапазоне.

Уместно заметить, что цепь АРУ характеризуется еще одним уровнем ограничения, отличным от  $E_{p\text{огр}}$ . Это — уровень ограничения усилителя в цепи АРУ, предшествующего фильтру. Величину этого уровня надо учитывать при анализе переходных процессов, ибо при скачкообразном изменении амплитуды сигнала на входе в принципе безразлично, произойдет ли ограничение в регулируемом усилителе или в безинерционном усилителе цепи АРУ. Поэтому при определении величины  $U_{\text{огр}}$ , входящей в расчетные формулы для переходных процессов, нужно учесть свойства цепи АРУ. Для этого можно вышеописанным способом рассчитать по ламповой характеристике уровень ограничения усилителя цепи АРУ и, разделив его на коэффициент усиления этого усилителя, получить пересчитанный к выходу регулируемого усилителя уровень  $U'_{\text{огр}}$ . Если  $U'_{\text{огр}}$  больше, чем уровень ограничения самого регулируемого усилителя, последний определяет величину  $U_{\text{огр}}$ . Если же  $U'_{\text{огр}}$  меньше этого уровня, то надо в расчетах принимать:

$$U_{\text{огр}} = U'_{\text{огр}}.$$

Коэффициент усиления цепи обратной связи может быть найден и расчетным путем, а именно

$$K_{\text{обр}} = K_{\delta} K_{\gamma},$$

где  $K_{\delta}$  — коэффициент передачи детектора<sup>1</sup>;

$K_{\gamma}$  — коэффициент усиления усилителя цепи АРУ.

<sup>1</sup> В случае импульсного детектора коэффициент  $K_{\delta}$  находится по формулам гл. 4.

Напряжение задержки  $E_3$  осуществляется подачей запирающего смещения на один из усилительных каскадов или на детектор цепи АРУ. В случаях, когда недопустимы искажения амплитудной модуляции и когда средняя амплитуда на выходе приемника не должна зависеть от глубины модуляции, задержку надо вводить после фильтра АРУ. В этом случае задержка воздействует на напряжение, переменная составляющая которого выражена слабо, и не возникает дополнительных нелинейных искажений за счет отсечки огибающей. Разделив разность поданного для осуществления задержки смещения и потенциала запирающей соответствующей лампы на коэффициент усиления предшествующих каскадов цепи АРУ, мы получим величину  $E_3$ :

$$E_3 = \frac{E_{см} - E_{зан}}{K'_y}. \quad (6-4)$$

При синтезе задержка АРУ является величиной заданной, ибо она определяется необходимой амплитудой на выходе приемника, а по формуле (6-4) находится нужная величина смещения ( $E_{см}$ ).

Для получения величины  $E_3$  по заданной амплитуде выходного напряжения приемника нужно разделить последнюю на коэффициент усиления каскадов, расположенных между точкой подключения цепи АРУ и выходом приемника<sup>1</sup>. При этом подразумевается, что глубина модуляции равна 100%.

Основной характеристикой, нужной для проведения расчетов при анализе и синтезе системы АРУ, является регулировочная характеристика. Если регулируемый усилитель спроектирован и изготовлен, эту характеристику легко снять экспериментально. Блок-схема эксперимента представлена на рис. 6-4. На вход регулируемого усилителя подаются сигналы, амплитуда которых меняется аттенуатором. Во избежание пересчетов устанавливается глубина модуляции  $m = 100\%$ . На сетки регулируемых ламп подается изменяющееся смещение от источника питания. Устанавливая различные величины смещения  $E_p$ , при помощи аттенуатора добиваемся каждый раз, чтобы

<sup>1</sup> Вообще величины, которые обозначались  $U_{вых}$ , относятся в общем случае не к выходу приемника, а к выходу регулируемого усилителя, охваченного петлей АРУ.

амплитуда  $U_{вых}$  равнялась заранее выбранной величине  $U_{вых0}$ , и определяем амплитуду  $U_{вх}$ .

Коэффициент усиления регулируемого усилителя находится как

$$K = \frac{U_{вых0}}{U_{вх}}$$

В результате получается зависимость  $K = f(E_p)$ , т. е. регулировочная характеристика.

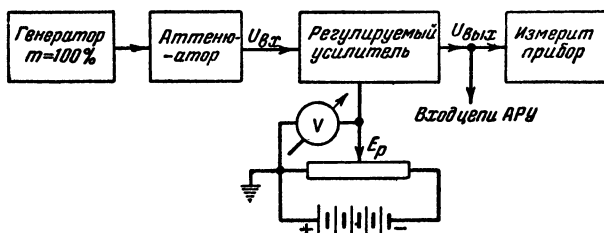


Рис. 6-4. Блок-схема снятия регулировочной характеристики.

Путь расчета регулировочной характеристики при известных типах ламп и заданном числе регулируемых каскадов приведен в гл. 1. Этот расчет осуществляется по формуле (1-3):

$$K = \prod_{i=1}^{\nu} S_i R_{oei} K_n$$

В случае одинаковых регулируемых каскадов

$$K = K_n R_{oe}^{\nu} S^{\nu},$$

или

$$K = BS^{\nu}(E_p), \quad (6-5)$$

где  $B$  — постоянная величина;

$\nu$  — число регулируемых каскадов;

$S(E_p)$  — зависимость крутизны регулируемой лампы от напряжения регулирования.

Для получения последней зависимости достаточно построить обычным образом зависимость крутизны от смещения на сетке ( $U_{ck}$ ), перенести начало координат в рабочую точку, имеющую место при  $E_p = 0$ , и аппро-

ксимировать получающуюся кривую одним из известных способов, изложенных, например, Н. Н. Крыловым [Л. 2]. Как известно, многие радиотехнические нелинейные задачи решались при использовании аппроксимации ламповых характеристик полиномом [Л. 30]. В частности, учитывая, что рабочая точка при  $E_p = 0$  обычно выбирается вблизи точки максимальной крутизны, можно применить аппроксимацию характеристики полиномом третьей степени, как это делается при анализе мягкого режима возбуждения лампового генератора. При этом

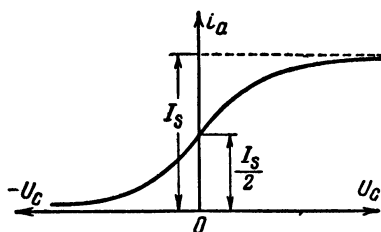


Рис. 6-5. Анодно-сеточная характеристика лампы.

$$S(E_p) = S_0 - S_2 E_p^2, \quad (6-6)$$

и регулировочная характеристика в случае одинаковых регулируемых каскадов

$$K = B(S_0 - S_2 E_p^2)^{\nu}. \quad (6-7)$$

Такая аппроксимация справедлива в диапазоне

$$0 \leq E_p < E_{pm},$$

где

$$E_{pm} = \sqrt{\frac{S_0}{S_2}}.$$

Достаточная для практики точность расчетов обеспечивается при применении аппроксимации (6-6) до напряжений регулирования  $E_p = (0,9 - 0,95) E_{pm}$ , т. е. пока рабочая точка не находится на „хвосте“ ламповой характеристики. Так как динамический диапазон работы АРУ обычно велик и в верхней его части имеет место работа именно на „хвосте“ характеристик, приведенная аппроксимация может оказаться недостаточно точной. Поэтому при больших динамических диапазонах более рациональной является аппроксимация ламповых характеристик тангенсом гиперболическим, предложенная Н. Н. Крыловым. При применении этой аппроксимации зависимость анодного тока лампы от сеточного напряжения, отсчитываемого от рабочей точки (рис. 6-5), представляется формулой

$$i_a = \frac{I_s}{2} (1 + \text{th } qU_c), \quad (6-8)$$

где

$$q = \frac{2S_0}{I_S},$$

причем  $S_0$  — крутизна характеристики в исходной рабочей точке;

$I_S$  — ток насыщения лампы.

Зависимость крутизны от смещения находится как

$$S = \frac{di_a}{dU_c} = \frac{S_0}{\text{ch}^2 qU_c}, \quad (6-9)$$

а так как напряжение регулирования

$$E_p = -U_c,$$

то аппроксимация зависимости крутизны от напряжения регулирования имеет вид:

$$S(E_p) = \frac{S_0}{\text{ch}^2 qE_p}. \quad (6-10)$$

При этом регулировочная характеристика при одинаковых регулируемых каскадах принимает вид:

$$K = \frac{BS_0^2}{\text{ch}^{2\nu} qE_p} = \frac{K_0}{\text{ch}^{2\nu} qE_p}. \quad (6-11)$$

Здесь  $K_0$  — коэффициент усиления при отсутствии регулировки усиления. Практически примененная аппроксимация пригодна и тогда, когда исходная рабочая точка выбрана левее точки максимальной крутизны<sup>1</sup>, однако в этих случаях под  $S_0$  понимается крутизна в выбранной рабочей точке, а под  $\frac{I_S}{2}$  — анодный ток лампы для этой же точки, так что  $q$  равно отношению крутизны к анодному току лампы при выбранном режиме и является параметром лампы.

Формула (6-8) применима для широкого класса ламп, давая удовлетворительную аппроксимацию ламповых характеристик до участков, соответствующих большим напряжениям смещения. Поэтому можно ожидать, что в большинстве случаев расчеты по формуле (6-11) дадут большую точность, чем расчеты по формуле (6-7).

<sup>1</sup> Правее этой точки рабочую точку выбирать нельзя, так как при этом будет иметь место участок характеристики, соответствующий увеличению усиления с ростом напряжения регулирования.

Вид характеристик, построенных по приведенным формулам при  $\nu=1$ ,  $K_0=10^6$ ,  $S_0=5 \text{ ма/в}$ ,  $E_{pm}=5 \text{ в}$ ,  $I_s=20 \text{ ма}$ , показан на рис. 6-6 а и б.

Надо, однако, заметить, что приведенные аналитические зависимости для регулировочных характеристик отнюдь не исчерпывают всех случаев практики, и вопрос о рациональной аппроксимации характеристик должен решаться отдельно в каждом случае в зависимости от типов и режимов примененных ламп.

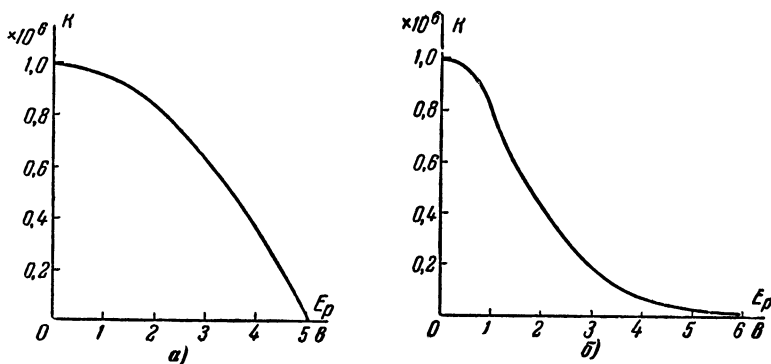


Рис. 6-6. Аппроксимация регулировочной характеристики.  
а — полиномом; б — гиперболической функцией

Формулы и методы предшествующих глав были основаны на применении кусочно-линейной аппроксимации регулировочной характеристики. Такую аппроксимацию проще всего производить графически, построив полученную экспериментально или расчетным путем характеристику. Возникает, однако, вопрос о том, с какой точностью надо аппроксимировать отрезками прямых регулировочную характеристику. По-видимому, этот вопрос надо решать в зависимости от заданной точности расчетов, но могут быть приведены и следующие общие соображения.

Как экспериментальные, так и теоретические регулировочные характеристики всегда лишь приближенно соответствуют реальным кривым. Это объясняется как погрешностями эксперимента, так и разбросом параметров регулируемых ламп. Если считать, что погрешностями эксперимента и расчета характеристик можно пренебречь, то отклонение полученных характеристик

от реальных объясняется только разбросом параметров ламп (значений крутизны, силы токов и пр.), имеющим место при смене комплектов ламп приемника и при изменении питающих напряжений в допустимых пределах. Разброс параметров ламп приводит к тому, что на плоскости  $K, E_p$  вместо одной кривой получается целая область, в которой могут располагаться регулировочные кривые.

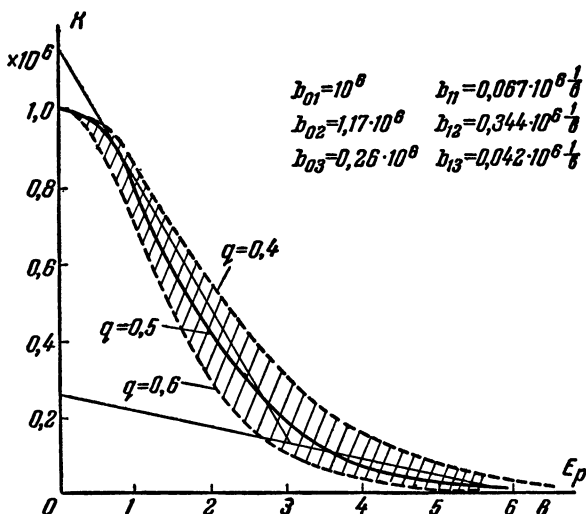


Рис. 6-7. Зона разброса регулировочных характеристик и кусочно-линейная аппроксимация.

Эта область ограничена двумя кривыми, которые можно получить, полагая отклонения параметров ламп от их номиналов максимальными и выбирая знаки отклонений такими, чтобы эффекты их воздействия на характеристику складывались.

Так, например, на рис. 6-7 представлена регулировочная характеристика для рассмотренного выше примера, когда

$$K = \frac{K_0}{\text{ch}^2 q E_p} \quad (6-12)$$

Если считать, что приемник содержит орган ручной регулировки усиления, за счет которого при смене ламп и изменении режимов обеспечивается условие

$$K_0 = 10^6 = \text{const},$$

то изменение параметров ламп влияет только на коэффициент  $q = \frac{2S_0}{I_S}$ , причем уменьшение крутизны действует в ту же сторону, что увеличение тока, и наоборот. Предполагая, что смена ламп может привести к изменению  $S_0$  на  $\pm 10\%$ , а изменение питающих напряжений приводит к изменению тока  $I_S$  на  $\pm 10\%$ , легко находим, что при  $S_0 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ а/в}$  и  $I_S = 20 \text{ ма}$   $q$  может меняться в самых неблагоприятных случаях в пределах от  $q = 0,4 \text{ 1/в}$  до  $q = 0,6 \text{ 1/в}$ . Кривые, получаемые по формуле (6-12) при указанных значениях  $q$ , показаны на рис. 6-7 пунктиром и ограничивают заштрихованную область разброса регулировочных характеристик.

Даже при весьма точной аппроксимации регулировочной характеристики при помощи большого числа прямых отрезков мы будем иметь погрешность расчета процессов в системе за счет разброса характеристик. Поэтому излишне точная аппроксимация, делая расчеты более громоздкими, не увеличивает практически их точности. Если допустить погрешность расчета за счет аппроксимации такой же по порядку величины, как погрешность за счет разброса характеристик, можно сделать следующую рекомендацию. Аппроксимирующие прямые нужно проводить таким образом, чтобы при минимальном их числе они не выходили за пределы области разброса характеристик.

Для выполнения сформулированного правила нужно разумеется, знать границы этой области, однако их трудно определить в каждом случае и теоретически и экспериментально.

Аппроксимация регулировочной характеристики на рис. 6-7 осуществлена с учетом приведенных обстоятельств.

Нужные для расчетов параметры регулировочной характеристики  $b_{0(k)}$  и  $b_{1(k)}$  легко находятся графически по построенным аппроксимирующим прямым.

Итак, мы обсудили способы построения всех характеристик, нужных для расчета процессов в системе АРУ, а также нахождение тех параметров этих характеристик, которые входят в расчетные формулы. Следует, однако, остановиться еще на одном важном параметре. Нетрудно убедиться, что во все расчетные формулы как для пере-



ходных, так и для стационарных процессов, а также для определения устойчивости системы АРУ входит параметр  $N$ , равный произведению амплитуды входного сигнала  $A$  на крутизну регулировочной характеристики  $b_1$  и на коэффициент усиления цепи АРУ  $K_{обр}$ :

$$N = Ab_1K_{обр}. \quad (6-13)$$

Коэффициент  $N$  меняется при изменении амплитуды входного сигнала  $A$  по некоторому закону, определяемому регулировочной характеристикой, так как

$$b_1 = - \frac{dK}{dE_p} \quad (6-14)$$

представляет собой взятую с обратным знаком производную от регулировочной характеристики.

Если предположить, что регулировочная характеристика имеет вид, представленный на рис. 1-10, легко определить возможные виды зависимости  $N(A)$ . Прежде всего при  $A < A_{мин}$ , при котором начинает работать система АРУ, система разомкнута и  $N=0$ . При превышении амплитудой  $A$  величины  $A_{мин}$  коэффициент  $N$  отличается от нуля, нарастая вначале быстрее, чем по линейному закону, так как крутизна  $b_1$  вначале увеличивается. При дальнейшем увеличении амплитуды  $A$  имеет место работа на участке регулировочной характеристики, близком к линейному, что обуславливает линейное нарастание  $N$ . При больших амплитудах входного сигнала, при которых рабочая точка переходит в область „хвоста“ регулировочной характеристики, крутизна  $b_1$  уменьшается и, следовательно, нарастание кривой  $N(A)$  замедляется. При этом могут иметь место 3 случая:

а) Уменьшение крутизны характеристики  $b_1$  происходит медленно и не компенсирует нарастания  $N$  за счет роста  $A$ . В этом случае зависимость  $N(A)$  является монотонно нарастающей во всем рабочем диапазоне амплитуд входного сигнала,

б) Уменьшение крутизны  $b_1$  компенсирует рост  $N$  при увеличении  $A$ . При этом  $N$  достигает некоторого максимального значения  $N_{макс}$  и остается далее постоянным.

в) Уменьшение крутизны  $b_1$  происходит настолько быстро, что  $N$  по достижении некоторого максимального

значения  $N_{\max}$  при  $A=A_e$  убывает при дальнейшем увеличении  $A$ .

Виды зависимостей коэффициента  $N$  от амплитуды входного сигнала  $A$  представлены на рис. 6-8.

Возникает вопрос: как получить зависимость  $N(A)$  и какие значения  $N$  надо подставлять в расчетные формулы для нахождения интересующих практику свойств?

Если при помощи аппроксимации ламповых характеристик найдено аналитическое выражение регулировочной кривой  $K(E_p)$ , то зависимость  $N(A)$  может быть легко найдена в аналитическом виде.

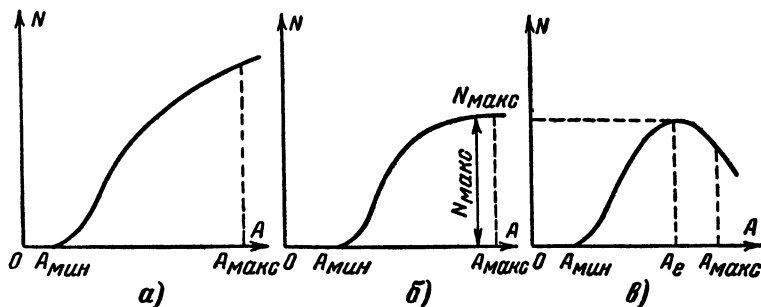


Рис. 6-8 Виды зависимости „усиления петли“  $N$  от амплитуды входного сигнала  $A$ .

Действительно, предположим, что ламповые характеристики аппроксимированы тангенсом гиперболическим<sup>1</sup> и, следовательно, регулировочная характеристика выражается формулой (6-11).

Тогда

$$b_1 = -\frac{dK}{dE_p} = 2\nu K_0 q \frac{\operatorname{th} q E_p}{\operatorname{ch}^2 q E_p} \quad (6-15)$$

и

$$N = K_{обp} A b_1 = K_{обp} A 2\nu K_0 q \frac{\operatorname{th} q E_p}{\operatorname{ch}^2 q E_p}. \quad (6-16)$$

<sup>1</sup> Рассмотрение аппроксимации полиномом при нахождении  $N$  не целесообразно, так как эта аппроксимация дает существенную погрешность на „хвосте“ характеристики (при больших  $E_p$ ), а ход кривой  $N(A)$  определяется как раз поведением характеристики при больших значениях  $E_p$ .

Для получения  $N$  как функции амплитуды  $A$  нужно исключить из уравнения (6-16)  $E_p$ .

Учитывая, что

$$E_p = K_{обp} (U_{вых} - E_s)$$

и

$$U_{вых} = KA,$$

имеем

$$E_p = K_{обp} (KA - E_s).$$

Подставляя вместо  $K$  его значение из (6-11), получаем уравнение для определения  $E_p$ :

$$E_p = K_{обp} \left( A \frac{K_0}{\text{ch}^{2\nu} q E_p} - E_s \right). \quad (6-17)$$

Чтобы не решать полученное трансцендентное уравнение, воспользуемся тем, что приближенно можно считать

$$K = \frac{E_s}{A}. \quad (6-18)$$

Подставляя (6-18) в (6-11), имеем:

$$\frac{E_s}{A} = \frac{K_0}{\text{ch}^{2\nu} q E_p},$$

откуда

$$E_p = \frac{1}{q} \text{Ar ch} \left( \frac{K_0 A}{E_s} \right)^{\frac{1}{2\nu}}. \quad (6-19)$$

Подставляя полученное выражение для напряжения регулирования  $E_p$  в уравнение (6-16) и производя элементарные математические преобразования, имеем:

$$N = 2\nu q K_{обp} E_s \sqrt[2\nu]{1 - \left( \frac{E_s}{K_0 A} \right)^{\frac{1}{\nu}}}. \quad (6-20)$$

Из выражения (6-20) следует, что коэффициент  $N$  начинает отличаться от нуля при амплитуде входного сигнала  $A_{мин}$ , при которой, как и следует ожидать, справедливо равенство

$$K_0 A_{мин} = E_s.$$

При увеличении амплитуды  $A$  коэффициент  $N$  монотонно нарастает, стремясь к  $N_{\max}$  при  $A \rightarrow \infty$ .

Максимальное значение „усиления петли“  $N$  определяется как

$$N_{\max} = 2\nu q K_{обр} E_s, \quad (6-21)$$

где  $\nu$  — число регулируемых каскадов;

$q = \frac{2S_0}{I_s}$  — параметр лампы;

$K_{обр}$  — коэффициент усиления цепи АРУ;

$E_s$  — напряжение задержки, пересчитанное ко входу цепи АРУ.

Во многих случаях регулировочная кривая бывает задана не аналитически, а графически как результат эксперимента.

При этом для определения крутизны этой кривой в разных точках, нужной для построения зависимости  $N(A)$ , необходимо тем или иным способом аппроксимировать регулировочную кривую. Можно было бы для этих целей применять разную аппроксимацию. Однако наибольший интерес представляет кусочно-линейная аппроксимация, так как она использована при выводе расчетных формул. При применении кусочно-линейной аппроксимации регулировочной характеристики крутизна  $b_1$  остается постоянной в пределах каждого интервала, меняясь скачком при переходе от одного интервала к другому. Соответственно зависимость коэффициента  $N$  от амплитуды  $A$  представляется разрывной кусочно-линейной функцией. Использование этой функции для расчетов неудобно, ибо оно приводит к большим погрешностям. Поэтому целесообразно применять следующий приближенный способ построения зависимости  $N(A)$ .

Разделив каждый интервал кусочной аппроксимации пополам, находим по регулировочной кривой коэффициент усиления  $K_{(n)}$ , соответствующий середине каждого  $n$ -ного интервала. По приближенной формуле

$$A_{(n)} = \frac{E_s}{K_{(n)}} \quad (6-22)$$

находим амплитуду сигнала  $A_{(n)}$ , соответствующую вы-

бранной точке. Коэффициент  $N$  для этой точки находится как

$$N_{(n)} = K_{обп} A_{(n)} b_{1(n)}, \quad (6-23)$$

где  $b_{1(n)}$  — взятый с обратным знаком угловой коэффициент аппроксимирующей данный участок прямой.

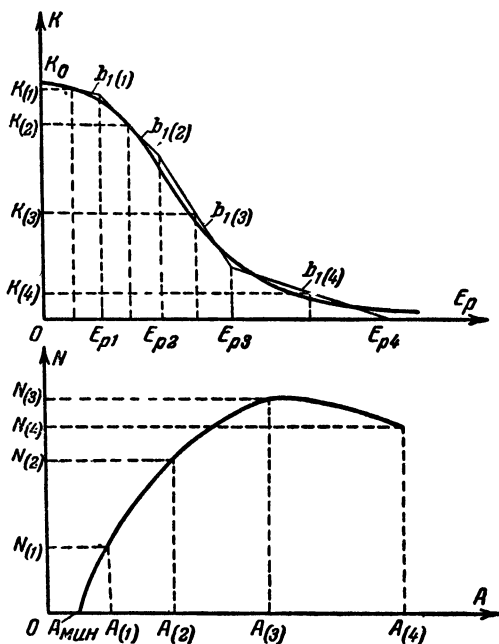


Рис. 6-9. Построение зависимости  $N(A)$ .

$$N_{(n)} = K_{обп} A_{(n)} b_{1(n)}; \quad A_{(n)} = \frac{E_3}{K_{(n)}}.$$

По полученным таким способом точкам может быть построена кривая  $N(A)$ .

Приведенный способ построения зависимости коэффициента  $N$  от амплитуды  $A$  иллюстрируется рис. 6-9.

Для расчета по формулам гл. 2 и 5 параметров переходных и стационарных процессов нужно использовать значения  $N$  для каждой данной амплитуды входного

сигнала, находя эти значения по кривой  $N(A)^*$ . При расчете устойчивости системы АРУ по формулам гл. 3 и 4 необходимо в большинстве случаев вести расчет на максимальное значение коэффициента  $N$  в заданном диапазоне изменения амплитуд входного сигнала. В случаях *a* и *б* рис. 6-8 это значение имеет место на верхней границе динамического диапазона ( $A_{\max}$ ). В случае *в*  $N=N_{\max}$  при некотором промежуточном значении  $A$  ( $A=A_e$ ). Если система АРУ устойчива при сигнале, для которого  $N=N_{\max}$ , то она устойчива и при любых других сигналах.

При расчете системы АРУ на соответствие заданным техническим условиям надо в большинстве случаев выбирать значение  $N$ , соответствующее максимальной амплитуде сигнала  $A_{\max}$ .

При применении ламп, характеристики которых можно аппроксимировать тангенсом гиперболическим, практически во всех расчетах можно пользоваться для  $N$  формулой (6-21).

Эта формула просто связывает коэффициент  $N$ , входящий в расчетные соотношения с физическими параметрами, рассчитываемыми при синтезе и заданными при анализе.

### 6-3. Предъявляемые требования и рассчитываемые параметры системы АРУ

При помощи полученных математических соотношений можно не только рассчитывать процессы в системе АРУ, параметры которой известны, но и решать обратную задачу, т. е. вести расчет системы АРУ по заданным техническим условиям.

Способ задания последних зависит от назначения проектируемого приемного устройства. Однако во всех случаях являются заданными динамический диапазон изменения амплитуд входного сигнала и допустимое в статическом режиме изменение амплитуды сигнала на выходе регулируемого усилителя. Эти параметры определяются условиями работы приемного устройства по

---

\* Роль амплитуды сигнала на входе ( $A$ ) при приеме модулированного по периодическому закону сигнала (см. § 5-6) играет постоянная составляющая амплитуды входного сигнала ( $U_{вх0}$ ).

отношению как к принимаемым сигналам, так и к свойствам устройства, стоящего на выходе приемника. Обязательным требованием является также устойчивость системы АРУ во всем диапазоне изменения амплитуд входных сигналов. При этом недостаточное удовлетворения условия устойчивости, должен быть обеспечен также достаточный запас устойчивости для того, чтобы при малых изменениях параметров и режимов система не могла возбудиться.

Остальные требования могут предъявляться по-разному в зависимости от условий применения.

Весьма часто принимаемая полезная информация содержится в законе модуляции амплитуд сигнала. При этом к системе АРУ должно предъявляться требование передачи этого закона с малыми искажениями. Как следует из анализа, проведенного в гл. 5, такие требования должны быть различными в зависимости от вида закона модуляции. Однако расчет системы АРУ по сложно сформулированным условиям вряд ли возможен. Кроме того, для практики достаточно приближенного выполнения этих условий. Поэтому в большинстве случаев достаточно задать требования к искажениям составляющих нижних частот огибающей (в случае периодической огибающей нужно интересоваться первой гармоникой). Эти условия, лишь приближенно оценивающие свойства системы при сложном законе модуляции, строго определяют указанные свойства в частном случае синусоидальной модуляции.

Таким образом, для системы АРУ при применении амплитудной модуляции задаются допустимые значения следующих параметров: фазового сдвига  $\psi_1$ , изменения глубины модуляции  $\frac{m_{вых}}{m_{вх}}$  и коэффициента нелинейных искажений  $K_f$  на заданной частоте  $\Omega$ . Перечисленные условия должны удовлетворяться в диапазоне амплитуд входных сигналов ( $U_{вх мин} \div U_{вх макс}$ )\*.

В ряде случаев (быстрая перестройка приемника с одной станции на другую, быстрое перемещение приемника относительно передатчика и т. д.) заданными яв-

---

\*Могут быть и другие способы задания условий относительно искажений огибающих. Так, например, в случае разделения системой АРУ двух составляющих закона модуляции необходимо задать степень демодуляции одной из составляющих по сравнению с другой.

ляются параметры переходных процессов в системе АРУ. В частности, задается длительность переходного процесса при скачкообразном изменении силы сигнала. Эту длительность можно измерять, например, как междцельный интервал  $\tau_{0,1-0,9}$ , т. е. интервал между 0,1 и 0,9 стационарного значения напряжения регулирования, отсчитываемого от исходного уровня (рис. 6-10). Вследствие того, что длительность процесса установления в системе АРУ зависит от величины перепада амплитуды, может быть задано два значения длительности  $\tau_{0,1-0,9}$ . Одно значение задается для случая максимального перепада, равного динамическому диапазону  $U_{вх макс} - U_{вх мин}$ , другое — для малых перепадов, когда  $U_{вх}$  меняется всего в 2—3 раза.

Помимо длительности процесса установления, может быть приближенно задана его форма. Последняя чаще всего характеризуется максимальным выбросом  $\delta$  выше стационарного значения, который определяется исходя из того условия, что амплитуда

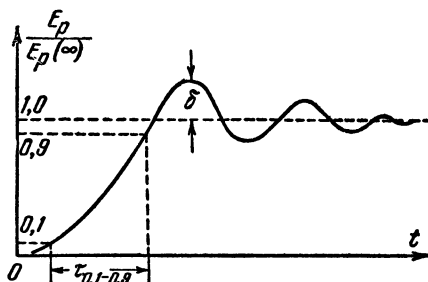


Рис. 6-10. Реакция системы АРУ на скачкообразное изменение силы сигнала.

сигнала на выходе приемника, достигнув стационарного значения, не должна далее от него отличаться больше чем на заданную величину. Для систем АРУ допустимый выброс составляет обычно единицы процентов. Встречаются случаи, когда выбросы вообще недопустимы.

Обычно к системам АРУ предъявляются либо требования малых искажений закона модуляции (при наличии амплитудной модуляции сигнала), либо требования малых длительностей переходного процесса. Однако могут встретиться системы, к которым одновременно предъявляются и те и другие требования.

Так как эти требования противоречивы, то указанные случаи проектирования являются самыми трудными. Должен быть найден разумный компромисс между требованием малых искажений закона модуляции и требованием получения быстродействующей системы АРУ.



При расчете необходимо по заданным требованиям выбрать схему и определить ряд основных параметров системы АРУ. Прежде всего необходимо найти число регулируемых каскадов ( $\nu$ ), задержку АРУ ( $E_s$ ) и коэффициент усиления цепи обратной связи ( $K_{обр}$ ).

Все эти параметры определяются при расчете стационарного режима и уточняются исходя из условий устойчивости и прочих вышеперечисленных заданных требований.

При расчете определению подлежит также распределение усиления по элементам цепи АРУ, что делается исходя из известных уровней ограничения, а также из необходимости устранить влияние глубины модуляции на уровень выходного сигнала ( $U_{вых}$ ) (см. § 6-2).

Необходимо также рассчитать параметры выбранного вида фильтра АРУ. При расчете этих параметров, а также при выборе вида фильтра нужно при найденном усилении цепи АРУ  $K_{обр}$  использовать условие устойчивости и формулы для параметров временных характеристик и искажений закона модуляции.

#### 6-4. Расчет стационарного режима

Как было выяснено, расчет системы АРУ должен начинаться с нахождения параметров, определяемых стационарным режимом при отсутствии модуляции.

При расчете задаются динамическим диапазоном амплитуд входных сигналов, т. е. величинами  $U_{вх мин}$  и  $U_{вх макс}$ , а также допустимым изменением выходного напряжения  $\Delta U_{вых макс}$ .

Будем вести расчет для случая задержанной, усиленной системы АРУ с отдельным детектированием, так как это наиболее общий случай, охватывающий как системы непрерывного действия, так и импульсные системы. В других случаях порядок расчета близок к излагаемому.

Напряжение задержки  $E_s$  определяется заданным выходным напряжением  $U_{вых 0}$  и поэтому также является заданным.

Число и параметры каскадов регулируемого усилителя известны, так как расчет АРУ производится после выбора схемы приемника.

При расчете нужно определить число регулируемых каскадов  $\nu$  и необходимый коэффициент усиления цепи

обратной связи  $K_{об.р.}$ . Прежде всего полезно найти максимально возможное число регулируемых каскадов  $\nu_m$ . Это число либо равно общему числу каскадов регулируемого усилителя ( $n$ ), либо определяется условиями эффективности регулировки и отсутствия больших нелинейных искажений закона модуляции.

Действительно, если амплитуда сигнала, подводимого к сетке некоторого,  $k$ -того каскада, сравнима с полови-

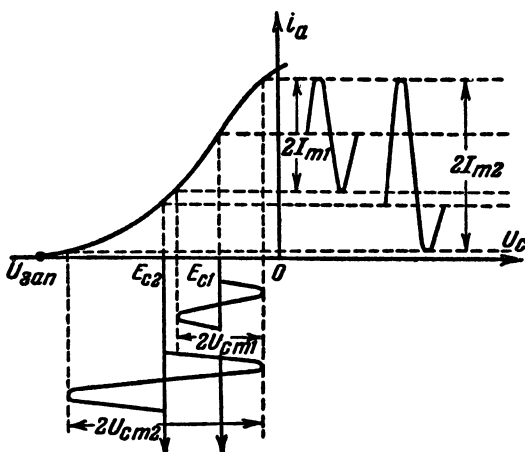


Рис. 6-11. Графическое пояснение уменьшения эффективности АРУ в случае больших амплитуд сигнала на сетке регулируемого каскада.

ной потенциала запирания лампы  $U_{зан}$ , средняя крутизна  $\bar{S}$  при изменении смещения с ростом амплитуды изменяется мало. Под средней крутизной понимается величина

$$\bar{S} = \frac{2I_m}{2U_{cm}}.$$

Так как коэффициент усиления каскада определяется именно средней крутизной, эффективность регулировки усиления при использовании такого каскада незначительна. Если же при помощи системы АРУ обеспечить достаточно большие смещения с тем, чтобы  $\bar{S}$  менялась в достаточной мере, появляются большие нелинейные искажения (рис. 6-11).

Поэтому необходимо потребовать, чтобы для всех регулируемых каскадов соблюдалось условие

$$U_{cm} \ll \frac{U_{зан}}{2} \quad (6-24)$$

во всем диапазоне амплитуд сеточных напряжений.

В большинстве случаев достаточно, чтобы

$$U_{cm} \leq \frac{U_{зан}}{20}. \quad (6-25)$$

Поделив заданную амплитуду напряжения на выходе регулируемого усилителя  $U_{вых0}$  на найденную величину  $U_{cm}$ , находим коэффициент усиления каскадов, которые не должны подвергаться регулировке:

$$K' = \frac{U_{вых0}}{U_{cm}}. \quad (6-26)$$

Так как известны параметры последних каскадов усилителя, по  $K'$  легко находится число каскадов  $\nu_m$ . Если все каскады усилителя одинаковы, то

$$\nu_m = n - \frac{K'}{S_0 R_{oe}}, \quad (6-27)$$

где  $n$  — общее число каскадов усилителя;

$S_0$  — крутизна в исходной рабочей точке;

$R_{oe}$  — эквивалентное нагрузочное сопротивление.

В дальнейшем расчете мы должны исходить из того, чтобы выполнить заданные условия простейшим техническим способом и соответственно, по возможности, обойтись без усилителя в цепи АРУ. Поэтому будем искать нужное число регулируемых каскадов  $\nu$  в предположении, что

$$K_{обр} = K_{\partial},$$

т. е. что коэффициент усиления цепи АРУ равен коэффициенту передачи детектора АРУ (при совмещенном детектировании надо положить  $K_{обр} = 1$ ).

При этом максимальное значение напряжения регулирования  $E_{p макс}$  может быть найдено как

$$E_{p макс} = K_{\partial} \Delta U_{вых макс} \quad (6-28)$$

и максимальное смещение на сетках регулируемых ламп

$$E_{c \text{ макс}} = E_{c0} + E_{p \text{ макс}}, \quad (6-29)$$

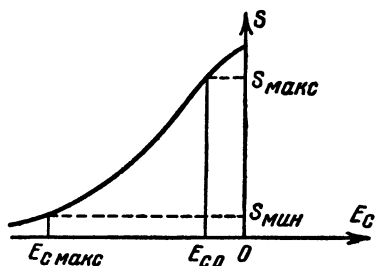
где  $E_{c0}$  — исходное смещение при отсутствии регулировки усиления.

Необходимо найти также изменение усиления, которое должна дать система АРУ. Учитывая, что максимальное усиление

$$K_{\text{макс}} = \frac{E_3}{U_{\text{вх мин}}}$$

и минимальное усиление

$$K_{\text{мин}} = \frac{E_3 + \Delta U_{\text{вых макс}}}{U_{\text{вх макс}}},$$



получим:

Рис. 6-12. Зависимость крутизны лампы от смещения.

$$\sigma = \frac{K_{\text{макс}}}{K_{\text{мин}}} = \frac{U_{\text{вх макс}} |U_{\text{вх мин}}|}{E_3 + \Delta U_{\text{вых макс}} / E_3}. \quad (6-30)$$

Имея зависимости крутизны ламп регулируемого усилителя от смещения (рис. 6-12), аналитически или графически находим для каждой  $k$ -той лампы отношение  $\frac{S_{k \text{ макс}}}{S_{k \text{ мин}}}$ , где  $S_{k \text{ макс}}$  — крутизна, соответствующая смещению  $E_{c0}$ , и  $S_{k \text{ мин}}$  — крутизна, соответствующая смещению  $E_{c \text{ макс}}$ .

Так как усиление каскада пропорционально крутизне  $S$ , то

$$\frac{K_{\text{макс}}}{K_{\text{мин}}} = \frac{S_{1 \text{ макс}} S_{2 \text{ макс}} \dots S_{\nu \text{ макс}}}{S_{1 \text{ мин}} S_{2 \text{ мин}} \dots S_{\nu \text{ мин}}}.$$

Поэтому необходимо потребовать, чтобы

$$\sigma \leq \frac{S_{1 \text{ макс}} S_{2 \text{ макс}} \dots S_{\nu \text{ макс}}}{S_{1 \text{ мин}} S_{2 \text{ мин}} \dots S_{\nu \text{ мин}}}. \quad (6-31)$$

Это и есть условие для выбора числа регулируемых каскадов  $\nu$ . В случае одинаковых каскадов

$$\sigma \leq \left( \frac{S_{\text{макс}}}{S_{\text{мин}}} \right)^\nu.$$

При аппроксимации характеристики лампы тангенсом гиперболическим согласно (6-10)

$$\frac{S_{\max}}{S_{\min}} = \operatorname{ch}^2 q E_{p \max} \quad (6-32)$$

и условие для выбора числа регулируемых каскадов принимает вид:

$$\sigma \leq \operatorname{ch}^{2\nu} q E_{p \max}. \quad (6-33)$$

Приравнивая

$$\sigma = \operatorname{ch}^{2\nu} q E_{p \max},$$

получим:

$$\nu = \frac{1}{2} \frac{\ln \sigma}{\ln \operatorname{ch} q E_{p \max}}. \quad (6-34)$$

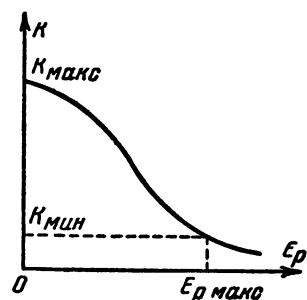


Рис. 6-13. Регулировочная характеристика.

Результат расчета по формуле (6-34) надо округлить до ближайшего большего целого числа.

Полученное необходимое число регулируемых каскадов должно удовлетворять условию

$$\nu \leq \nu_m. \quad (6-35)$$

Если это условие удовлетворяется, заданные параметры статического режима АРУ могут быть получены в рассчитываемой неусиленной системе АРУ. Если же условие (6-35) не выполняется, необходимо осуществить усиление в цепи АРУ. При этом целесообразно выбрать число регулируемых каскадов

$$\nu = \nu_m \quad (6-36)$$

и построить вышеописанным способом регулировочную характеристику (рис. 6-13). По последней находится необходимое для получения усиления  $K_{\min}$  максимальное напряжение регулирования  $E_{p \max}$ .

Коэффициент усиления цепи АРУ находится как

$$K_{\text{обр}} = \frac{E_{p \max}}{\Delta U_{\text{вых макс}}}, \quad (6-37)$$

и усиление усилителя, который необходимо иметь в этой цепи:

$$K_y = \frac{K_{обр}}{K_{\partial}}. \quad (6-38)$$

Итак, найдены параметры системы АРУ, определяющие ее поведение в стационарном режиме при отсутствии амплитудной модуляции сигнала. Эти параметры однако, могут измениться, если учесть требования к искажениям закона модуляции и к переходным процессам в системе АРУ. Учет этих дополнительных требований целесообразно произвести, рассматривая конкретные виды цепей АРУ.

### 6-5. Расчет системы АРУ первого порядка

Рассмотрим порядок расчета системы, представленной на рис. 2-4. Расчет стационарного режима, проведенный в предыдущем параграфе, дал возможность определить число регулируемых каскадов  $\nu$  и коэффициент усиления цепи АРУ  $K_{обр}$ . Однако еще не определена постоянная времени цепи АРУ  $T$ . Кроме того, учет дополнительных, выше сформулированных требований может привести к коррекции величин  $K_{обр}$  и  $\nu$ .

Если система АРУ предназначена для приемника амплитудно-модулированных сигналов, должны быть заданы максимально допустимые значения фазового сдвига  $\psi_1$ , изменения глубины модуляции  $\frac{m_{вых}}{m_{вх}}$  и коэффициента нелинейных искажений  $K_f$  на основной частоте закона модуляции  $\Omega$ . Поэтому, воспользовавшись формулами (5-34), (5-35) и (5-36), мы получим условия для выбора параметров системы АРУ, в частности постоянной времени  $T$ :

$$\operatorname{tg} \psi_1 = \frac{N\Omega T}{1 + N + (\Omega T)^2}; \quad (6-39)$$

$$\frac{m_{вых}}{m_{вх}} = \frac{\sqrt{1 + (\Omega T)^2}}{\sqrt{(1 + N)^2 + (\Omega T)^2}}; \quad (6-40)$$

$$K_f = \frac{Nm_{вх}}{\sqrt{1 + (\Omega T)^2}}, \quad (6-41)$$

где

$$N = Ab_{1(k)} K_{обр}.$$

Считая  $\nu$  и  $K_{обр}$  выбранными из расчета стационарного режима при отсутствии огибающей, мы можем найти зависимость  $N(A)$  в соответствии с методикой второго параграфа, после чего в полученные формулы надо подставить максимальное значение  $N_{макс}$ .

При аппроксимации характеристик ламп усилителя тангенсом гиперболическим в соответствии с (6-21)

$$N_{макс} = 2\nu q K_{обр} E_э,$$

где  $q$  — отношение крутизны к току в исходной рабочей точке.

В результате полученные соотношения могут быть использованы для определения постоянной времени  $T$ . Из (6-40) вытекает условие

$$T \geq \frac{1}{\Omega} \sqrt{\frac{(1 + N_{макс})^2 \left(\frac{m_{вых}}{m_{вх}}\right)^2 - 1}{1 - \left(\frac{m_{вых}}{m_{вх}}\right)^2}}. \quad (6-42)$$

При значениях  $\frac{m_{вых}}{m_{вх}}$ , близких к единице, и  $N_{макс}^2 \gg 1$

$$T \geq \frac{1}{\Omega} \frac{(1 + N_{макс}) \frac{m_{вых}}{m_{вх}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{m_{вых}}{m_{вх}}\right)^2}}. \quad (6-43)$$

Из (6-41) следует, что

$$T \geq \frac{1}{\Omega} \sqrt{\left(\frac{N_{макс} m_{вх}}{K_f}\right)^2 - 1} \quad (6-44)$$

или при  $\left(\frac{N_{макс} m_{вх}}{K_f}\right)^2 \gg 1$

$$T \geq \frac{N_{макс} m_{вх}}{\Omega K_f}. \quad (6-45)$$

При выборе постоянной времени цепи АРУ  $T$  надо удовлетворить обоим полученным условиям. Кроме того, надо получить малый фазовый сдвиг.

Воспользовавшись (6-39), легко найти, что максимальное

возможный фазовый сдвиг при данном значении  $N_{\text{макс}}$  определяется соотношением

$$\operatorname{tg} \psi_{1 \text{ макс}} = \frac{N_{\text{макс}}}{2 \sqrt{1 + N_{\text{макс}}}}. \quad (6-46)$$

Даже при  $N_{\text{макс}} = 1$  фазовый сдвиг  $\psi_{1 \text{ макс}}$  равен  $19,5^\circ$ , что в большинстве случаев недопустимо. Поэтому необходимо учесть (6-39). В результате получим условия

$$\text{либо} \quad \left. \begin{array}{l} T \geq T^{(1)} \\ T \leq T^{(2)}, \end{array} \right\} \quad (6-47)$$

где

$$T^{(1), (2)} = \frac{1}{\Omega} \frac{N_{\text{макс}} \pm \sqrt{N_{\text{макс}}^2 - 4(1 + N_{\text{макс}}) \operatorname{tg}^2 \psi_1}}{2 \operatorname{tg} \psi_1}. \quad (6-48)$$

В большинстве случаев только первое из условий (6-47) не противоречит условиям (6-43) и (6-44). Таким образом, условия неискаженной передачи закона модуляции дают минимально допустимое значение постоянной времени цепи обратной связи  $T$ .

Так как обычно

$$N_{\text{макс}}^2 \gg 4(1 + N_{\text{макс}}) \operatorname{tg}^2 \psi_1,$$

то

$$T^{(2)} \approx 0$$

и

$$T^{(1)} = \frac{N_{\text{макс}}}{\Omega \operatorname{tg} \psi_1},$$

так что условие (6-47) принимает вид:

$$T \geq \frac{N_{\text{макс}}}{\Omega \operatorname{tg} \psi_1}. \quad (6-49)$$

Учитывая, что обычно  $N_{\text{макс}} \gg 1$ , условия (6-43), (6-45) и (6-49) можно объединить в следующее общее условие для выбора минимально допустимого значения постоянной времени  $T$ :

$$T \geq \frac{N_{\text{макс}}}{\Omega \rho}, \quad (6-50)$$



где  $\rho$  представляет собой наименьшее из чисел

$$\sqrt{1 - \left(\frac{m_{\text{вых}}}{m_{\text{вх}}}\right)^2}, K_f \text{ и } \operatorname{tg} \psi_1.$$

Встречаются случаи, когда по условиям проектирования заданной является длительность переходного процесса в системе АРУ  $\tau_{0,1-0,9}$ . При этом необходимо задать также величины перепадов амплитуд, при которых задается эта длительность.

Так как процесс для системы АРУ первого порядка является экспоненциальным

$$\tau_{0,1-0,9} = 2,2\tau, \quad (6-51)$$

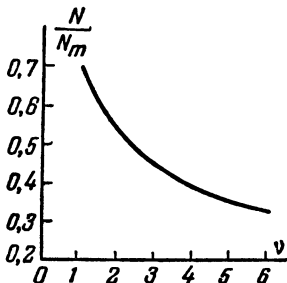
а постоянная времени процесса  $\tau$  находится согласно (2-55) как

$$\tau = \frac{T}{1+N}. \quad (6-52)$$

Отсюда следует условие для выбора максимально допустимого значения постоянной времени цепи АРУ  $T$ :

$$T \leq \frac{\tau_{0,1-0,9}}{2,2} (1+N). \quad (6-53)$$

Рис. 6-14. Зависимость «усиления петли»  $N$  от числа регулируемых каскадов  $\nu$  при  $\frac{A}{A_{\text{мин}}} = 2$ .



В этом условии под  $N$  надо понимать уже не максимальное значение  $N_{\text{макс}}$ , а значение, соответствующее заданной величине перепада, причем перепад следует относить к минимальной амплитуде сигнала на входе ( $A_{\text{мин}}$ ), при которой начинает работать АРУ и  $N$  равно 0. Так, например, если задать  $\frac{A}{A_{\text{мин}}} = 2$  и предположить, что коэффициент  $N$  определяется формулой (6-20), то в условии (6-53) надо подставить

$$N = N_{\text{макс}} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2}\right)^{\frac{1}{\nu}}}. \quad (6-54)$$

График зависимости  $N$  от числа регулируемых каскадов представлен на рис. 6-14.

Если требования малых искажений закона модуляции и малого времени установления переходных процессов заданы одновременно, то одновременно должны быть соблюдены и условия (6-50) и (6-53).

Таким образом, общее условие выбора постоянной времени цепи АРУ  $T$  по заданным динамическим параметрам имеет вид:

$$\frac{N_{\max}}{\Omega\rho} \leq T \leq (1 + N) \frac{\tau_{0,1-0,9}}{2,2}. \quad (6-55)$$

При такой постановке задачи заданные требования могут оказаться несовместимыми  $\left[ \frac{N_{\max}}{\Omega\rho} > (1 + N) \frac{\tau_{0,1-0,9}}{2,2} \right]$ . В этом случае надо либо скорректировать расчет стационарного режима, изменив исходные условия, либо применять систему АРУ более высокого порядка (изменить конфигурацию фильтра).

Характером переходного процесса при расчете системы АРУ первого порядка интересоваться не следует, так как этот процесс монотонный. Если рассчитывается система непрерывного действия, то нет нужды также в проверке устойчивости. Дело, однако, обстоит иначе в случае импульсной системы АРУ.

Условие устойчивости импульсной системы АРУ первого порядка согласно (4-51)

$$T \geq \frac{N_{\max} T_{\psi}}{2}. \quad (6-56)$$

Надо, однако, ввести коэффициент запаса устойчивости  $\kappa$  и потребовать, чтобы соблюдалось условие

$$T \geq \kappa \frac{N_{\max} T_{\psi}}{2}. \quad (6-57)$$

Необходимость введения коэффициента  $\kappa$  вытекает из возможности разброса параметров системы. Как показывает эксперимент, достаточно положить

$$\kappa = 3 - 4. \quad (6-58)$$

При этом условие устойчивости импульсной системы АРУ первого порядка

$$T \geq 2N_{\max} T_{\psi}, \quad (6-59)$$

где  $T_{\psi}$  — период чередования импульсов.

Если условие (6-59) окажется более жестким, чем (6-50), им нужно заменить последнее.

Неравенство (6-59) справедливо при  $T \gg T_u$ , однако в связи с тем, что обычно  $N_{\max} \gg 1$ , условие справедливости полученных формул автоматически выполняется.

Надо заметить, что для импульсной системы АРУ постоянная  $T$  может представлять собой как постоянную времени фильтра  $RC$  (при безинерционном детекторе), так и эквивалентную постоянную времени детектора  $\tau_{oe}$ . В этом последнем случае найденное значение  $T = \tau_{oe}$  служит основанием для выбора постоянных времени заряда и разряда по формуле (4-30), а следовательно, емкости и сопротивления нагрузки детектора. При этом, однако, однозначно определяется по формуле (4-27) коэффициент передачи детектора.

Не исключена возможность, что найденное значение  $K_a$  будет отличаться от предположенного при расчете стационарного режима значения. Это не имеет значения для усиленной системы АРУ, изменяя лишь необходимую величину коэффициента усиления  $K_y$  (6-38). В случае же неусиленной АРУ это обстоятельство может привести к необходимости корректировки расчета стационарного режима и возможно даже последующего расчета.

При расчете импульсной системы АРУ нужно было бы, строго рассуждая, пользоваться не полученным условием неискаженной передачи закона модуляции (6-50), а более сложными зависимостями. Эти зависимости могут быть найдены подстановкой выражений для  $K_a$  и  $\varphi_a$  системы первого порядка (5-39) в формулы (5-17), (5-24) и (5-26). Однако получающиеся условия слишком сложны, не давая вместе с тем существенных изменений значения  $T$ , если только  $T \gg T_u$ . Так как последнее условие почти всегда выполняется, при расчете импульсной АРУ достаточно пользоваться полученными формулами с следующим уточнением величин параметров  $\psi_1$ ;  $\frac{m_{\text{вых}}}{m_{\text{вх}}}$  и  $K_f$  по общим формулам гл. 5, в которые подставляются значения  $K_a$  и  $\varphi_a$ , найденные по (5-39).

### Пример расчета системы АРУ первого порядка

Рассчитаем систему АРУ для импульсного приемника, состоящего из шести каскадов УПЧ с усилением на каскад, равным 8, детектора с коэффициентом передачи  $\sim 0,3$  и двухкаскадного видеоусилителя, первый каскад которого имеет усиление 3, а второй 4.

Приемник предназначен для приема амплитудно-модулированных импульсных сигналов. Длительность импульсов  $T_u = 1$  мксек, период чередования  $T_{\psi} = 1$  мсек, так что коэффициент заполнения  $\gamma = 10^{-3}$ . Лампы УПЧ приемника имеют в рабочей точке крутизну  $S_0 = 5$  ма/в и ток  $\frac{I_S}{2} = 10$  ма, так что коэффициент  $q = 0,5$  1/в. Потенциал запирания ламп  $U_{зан} \approx 10$  в.

Необходимо обеспечить работу системы АРУ в динамическом диапазоне  $U_{вх мин} = 10$  мкв,  $U_{вх макс} = 10$  мв, привязывая выходное напряжение к величине  $U_{вых 0} = E_3 = 10$  в с максимальным статическим превышением  $\Delta U_{вых макс} = 5$  в.

Основная частота закона модуляции  $\Omega = 2\pi \cdot 50 = 314$  1/сек. На этой частоте допустимый фазовый сдвиг  $\psi_1 = 10^\circ$ , допустимое изменение глубины модуляции  $\frac{m_{вых}}{m_{вх}} = 0,95$  и допустимый коэффициент нелинейных искажений  $K_f = 0,1$ .

Требуется обеспечить также, чтобы длительность переходного процесса при изменении силы сигнала в 2 раза составляла величину  $\tau_{0,1-0,9} \leq 0,25$  сек.

Расчет. Для определения максимально допустимого числа регулируемых каскадов  $\nu_m$  находим:

$$U_{ст} = \frac{U_{зан}}{20} = 0,5 \text{ в}$$

и коэффициент усиления последних, нерегулируемых каскадов

$$K' = \frac{U_{вых 0}}{U_{ст}} = \frac{10}{0,5} = 20.$$

Усиление последнего каскада УПЧ, детектора и видеоусилителя составляет  $8 \cdot 0,3 \cdot 3 \cdot 4 = 28,8$ , следовательно,  $\nu_m = 5$ .

Положим  $K_{обр} = K_{\partial} = 0,3$  При этом максимальное значение напряжения регулирования

$$E_{р макс} = K_{\partial} \Delta U_{вых макс} = 0,3 \cdot 5 = 1,5 \text{ в.}$$

Максимальное и минимальное значения усиления

$$K_{макс} = \frac{E_3}{U_{вх мин}} = 10^6;$$

$$K_{мин} = \frac{E_3 + \Delta U_{вых макс}}{U_{вх макс}} = \frac{15}{10 \cdot 10^{-3}} = 1,5 \cdot 10^3$$

и их отношение

$$\sigma = \frac{K_{макс}}{K_{мин}} = \frac{10^6}{1,5 \cdot 10^3} = 667.$$

Допустим, что для применяемых ламп справедлива аппроксимация тангенсом гиперболическим. Тогда число регулируемых каскадов

$$\nu = \frac{1}{2} \frac{\ln \sigma}{\ln \operatorname{ch} q E_{р макс}} = \frac{\ln 667}{2 \ln \operatorname{ch} 0,75} = 13.$$

Получилось, что  $\nu > \nu_m$ .

Следовательно, для удовлетворения заданных требований нельзя обойтись без усилителя в цепи АРУ.

Поэтому, принимаем  $\nu = \nu_m = 5$  и находим необходимое максимальное напряжение регулирования из соотношения

$$\ln \operatorname{ch} q E_{р макс} = \frac{\ln \sigma}{2 \nu_m} = \frac{6,5}{10} = 0,65,$$

откуда

$$E_{р макс} = 2,54 \text{ в.}$$

Необходимый коэффициент усиления цепи АРУ

$$K_{обр} = \frac{E_{р макс}}{\Delta U_{вых макс}} = \frac{2,54}{5} \approx 0,5.$$

Если коэффициент передачи детектора АРУ  $K_{\partial} = 0,3$ , то в цепи АРУ надо иметь усиление

$$K_y = \frac{K_{обр}}{K_{\partial}} = \frac{0,5}{0,3} = 1,67.$$

Далее необходимо рассчитать постоянную времени цепи АРУ. Для этого определяем максимальное „усиление петли“  $N_{\max}$ :

$$N_{\max} = 2 \nu q K_{обр} E_s = 2 \cdot 5 \cdot 0,5 \cdot 0,5 \cdot 10 = 25$$

и величину  $\rho$ , входящую в условие для выбора  $T$  и равную наименьшему из чисел:

$$\sqrt{1 - \left(\frac{m_{вых}}{m_{вх}}\right)^2} = \sqrt{1 - 0,9} = 0,316,$$

$$\operatorname{tg} \psi_1 = \operatorname{tg} 10^\circ = 0,176;$$

$$K_f = 0,1$$

Таким образом,  $\rho = 0,1$  и

$$\frac{N_{\max}}{\Omega \rho} = \frac{25}{314 \cdot 0,1} \approx 0,8 \text{ сек.}$$

Постоянная времени  $T$  должна быть больше этой величины. Для составления условия, связанного с переходным процессом, находим:

$$N = N_{\max} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2}\right)^{1/6}} = 0,36 N_{\max} = 9,$$

откуда

$$(1 + N) \frac{\tau_{0,1-0,9}}{2,2} = 10 \frac{0,25}{2,2} = 1,13 \text{ сек.}$$

Для правильного выбора  $T$  остается учесть условие устойчивости, т. е. вычислить величину

$$2 N_{\max} T_{\text{ч}} = 2 \cdot 25 \cdot 10^{-3} = 0,05 \text{ сек.}$$

Таким образом, условие устойчивости является более легким, чем наложенные выше условия. Условие для выбора постоянной времени  $T$

$$0,8 \text{ сек} \leq T \leq 1,13 \text{ сек.}$$

Выбираем  $T = 1 \text{ сек.}$

Если применить безинерционный детектор, то эта постоянная времени определяется фильтром  $RC$ ; можно выбрать, например,  $R = 1 \text{ Мом}$ ;  $C = 1 \text{ мкф}$ .

Если фильтрация производится нагрузкой импульс-

ного детектора, то  $T = \tau_{oe}$ , причем эквивалентная постоянная времени детектора

$$\tau_{oe} = \frac{T_p T_s}{T_s + \gamma T_p},$$

а коэффициент передачи детектора

$$K_d = \frac{\gamma T_p}{T_s + \gamma T_p},$$

где  $T_p$  — постоянная времени разряда емкости;

$T_s$  — постоянная времени заряда емкости.

Считая  $\tau_{oe}$  и  $K_d$  — заданными, найдем из последних выражений  $T_s$  и  $T_p$ .

Из выражения для  $K_d$

$$T_s = \gamma T_p \frac{1 - K_d}{K_d} = \frac{7}{3} 10^{-3} T_p.$$

Подставляя  $T_s$  в выражение для  $T$ , находим:

$$T = T_p \cdot 0,7$$

или

$$T_p = \frac{T}{0,7} = 1,43 \text{ сек}$$

и

$$T_s = \frac{7}{3} 10^{-3} \cdot 1,43 = 3,33 \cdot 10^{-3} \text{ сек.}$$

Если сопротивление заряда равно 1 ком, то емкость детектора

$$C = \frac{3,33 \cdot 10^{-3}}{10^3} = 3,33 \text{ мкф.}$$

Соответственно сопротивление нагрузки детектора

$$R = \frac{T_p}{C} = \frac{1,43}{3,33 \cdot 10^{-6}} = 430 \text{ ком.}$$

Проверка выполнения условий для  $\psi_1$ ,  $\frac{m_{вых}}{m_{вх}}$ , проводимая для рассчитываемой импульсной системы по формулам (5-17) и (5-24), в которые подставляются значения

(5-39), дает  $\frac{m_{вых}}{m_{вх}} = 1,004$  и  $\operatorname{tg} \psi_1 = 0,0794$  вместо значений

$\frac{m_{вых}}{m_{вх}} = 0,997$  и  $\operatorname{tg} \psi_1 = 0,0796$ , получающихся без учета

импульсного характера сигнала. Еще в меньшей мере корректируется коэффициент нелинейных искажений  $K_f$ . Эти числа ярко иллюстрируют достаточность расчета импульсной системы АРУ по вышеприведенным формулам.

## 6-6. Расчет системы АРУ второго порядка

Будем рассматривать систему АРУ, цепь обратной связи которой содержит фильтр, состоящий из двух звеньев  $RC$ , либо импульсный детектор и фильтр  $RC$  (рис. 4-12 и 4-13,а). Коэффициент усиления цепи АРУ  $K_{обр}$  и число регулируемых каскадов  $\nu$  будем считать известными из расчета стационарного режима. Расчету подлежат постоянные времени цепи АРУ  $T$  и  $T_2$ . При этом  $T_2 = R_2 C_2$ , а  $T = RC$  либо  $T = \tau_{oe}$  — эквивалентной постоянной времени импульсного детектора.

Для нахождения этих постоянных времени следует наложить условия, определяемые параметрами переходных процессов, искажений закона модуляции и требованием устойчивой работы системы.

Получение этих условий целесообразно начать с учета требований, предъявляемых к переходным процессам, ибо эти требования определяют соотношение между постоянными  $T$  и  $T_2$ .

Реакция рассматриваемой системы АРУ на перепад входного напряжения находится согласно (2-70) как

$$E_p(t) = E_p(\infty) \left[ 1 - e^{-\alpha t} \left( \operatorname{ch} \beta t + \frac{\alpha}{\beta} \operatorname{sh} \beta t \right) \right],$$

причем в соответствии с (2-75)

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{T + T_2}{2TT_2}; \\ \beta &= \frac{\sqrt{(T_2 - T)^2 - 4TT_2N}}{2TT_2}. \end{aligned} \right\} \quad (6-60)$$



Здесь  $N$  — коэффициент, определяемый так же, как для системы первого порядка, например, по формуле (6-54).

Как уже указывалось, во всех случаях следует считать нежелательным осцилляторный процесс установления в системе АРУ. Вместе с тем желательно иметь наибольшее быстродействие системы. Поэтому целесообразно выбрать соотношение между постоянными  $T$  и  $T_2$  так, чтобы  $\beta \approx 0$ . Отсюда следует, что должно удовлетворяться равенство

$$(T_2 - T)^2 = 4TT_2N. \quad (6-61)$$

Будем для конкретности полагать, что  $T_2$  — большая из постоянных времени цепи АРУ ( $T_2 > T$ ). Рассматривая (6-61) как уравнение относительно  $T_2$ , получим:

$$T_2 = T [(1 + 2N) + 2\sqrt{N(1 + N)}]. \quad (6-62)$$

Так как обычно  $N \gg 1$ , то

$$T_2 \approx 4NT. \quad (6-63)$$

Если удовлетворить условие (6-63), то

$$\alpha = \frac{T(1 + 4N)}{8T^2N} \approx \frac{1}{2T}. \quad (6-64)$$

При  $\beta = 0$  коэффициент  $\alpha$  характеризует скорость переходного процесса. Можно положить время установления процесса

$$T_y = \frac{3}{\alpha} = 6T. \quad (6-65)$$

При этом условия, обеспечивающие заданное быстродействие системы АРУ при отсутствии осцилляций переходного процесса, имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} T &\leq \frac{T_y}{6}; \\ T_2 &= 4NT. \end{aligned} \right\} \quad (6-66)$$

Итак, заданные параметры переходного процесса позволили установить максимально допустимые значения постоянных времени цепи АРУ.

Минимально допустимые значения этих постоянных определяются параметрами искажений закона модуляции.

Если воспользоваться выражениями (5-17), (5-24) и (5-26), подставив в них значения модуля  $K_{\Omega}$  и аргумента  $\varphi_{\Omega}$  коэффициента передачи цепи АРУ рассматриваемого типа, то легко получить следующие формулы.

Тангенс угла сдвига фазы первой гармоники закона модуляции принимает вид:

$$\operatorname{tg} \psi_1 = \frac{N_{\max} \Omega (T + T_2)}{[1 + (\Omega T)^2][1 + (\Omega T_2)^2] + N_{\max} (1 - \Omega^2 T T_2)}. \quad (6-67)$$

Изменение глубины модуляции представляется как

$$\frac{m_{\text{вых}}}{m_{\text{вх}}} = \frac{\sqrt{[1 + (\Omega T)^2][1 + (\Omega T_2)^2]}}{\sqrt{[1 + (\Omega T)^2][1 + (\Omega T_2)^2] + 2 N_{\max} (1 - \Omega^2 T T_2) + N_{\max}^2}}. \quad (6-68)$$

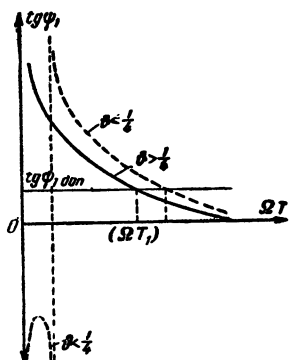


Рис. 6-15. Графическое определение допустимой постоянной времени  $T$ .

Коэффициент нелинейных искажений определяется формулой

$$K_f = \frac{1}{2} N_{\max} m_{\text{вх}} \frac{1}{\sqrt{[1 + (\Omega T)^2][1 + (\Omega T_2)^2]}}. \quad (6-69)$$

Здесь  $N_{\max}$  — максимальное значение коэффициента  $N$ , находимое, например, по формуле (6-21).

Подставляя в выражение (6-67) значение  $T_2$  и обозначив коэффициент пропорциональности между  $N$  и  $N_{\max}$  через  $\vartheta$ :

$$N = \vartheta N_{\max}, \quad (6-70)$$

получим:

$$\operatorname{tg} \psi_1 = \frac{N_{\max} \Omega T (1 + 4\vartheta N_{\max})}{1 + 16\vartheta^2 N_{\max}^2 (\Omega T)^2 [1 + (\Omega T)^2] + N_{\max} [1 - 4\vartheta N_{\max} (\Omega T)^2]}, \quad (6-71)$$

или в предположении, что

$$N_{\max} \gg 1; \quad N \gg 1, \quad \Omega T > 1,$$

имеем:

$$\operatorname{tg} \psi_1 \approx \frac{1}{\Omega T [4\vartheta (1 + (\Omega T)^2) - 1]}. \quad (6-72)$$

Так как  $\vartheta$  известна из предыдущих расчетов, может быть построена графически зависимость  $\operatorname{tg} \psi_1 = f(\Omega T)$  (рис. 6-15).

По заданному допустимому значению  $\operatorname{tg} \psi_1$  графически находим соответствующее значение  $(\Omega T)_1$ . Чтобы фазовый сдвиг  $\psi_1$  не превосходил допустимую величину, нужно потребовать, чтобы удовлетворялось условие

$$T \geq \frac{(\Omega T)_1}{\Omega}. \quad (6-73)$$

После подстановки значения  $T_2$  в (6-68) имеем:

$$\frac{m_{\text{вых}}}{m_{\text{вх}}} = \frac{\sqrt{1 + 16 \vartheta^2 N_{\text{макс}}^2 (\Omega T)^2 [1 + (\Omega T)^2]}}{\sqrt{(1 + N_{\text{макс}})^2 + 16 \vartheta N_{\text{макс}}^2 (\Omega T)^2 [1 + (\Omega T)^2] - 8 N_{\text{макс}}^2 \vartheta (\Omega T)^2}}. \quad (6-74)$$

Учтя приведенные выше неравенства, получим:

$$\frac{m_{\text{вых}}}{m_{\text{вх}}} = \frac{\sqrt{1 + (\Omega T)^2}}{\sqrt{\frac{1}{(4\vartheta \Omega T)^2} + \frac{2\vartheta - 1}{(2\vartheta)^2} + (\Omega T)^2}}. \quad (6-75)$$

Так как обычно  $(4\vartheta \Omega T)^2 \gg 1$ , окончательно получим:

$$\frac{m_{\text{вых}}}{m_{\text{вх}}} \approx \sqrt{\frac{1 + (\Omega T)^2}{\frac{2\vartheta - 1}{2\vartheta} + (\Omega T)^2}}. \quad (6-76)$$

Решая уравнение (6-76) относительно  $T$ , найдем условие для выбора постоянной времени  $T$ , выполнение которого гарантирует изменение глубины модуляции не более допустимого значения:

$$T \geq \frac{1}{\Omega} \sqrt{\frac{1 - \frac{2\vartheta - 1}{2\vartheta} \left(\frac{m_{\text{вых}}}{m_{\text{вх}}}\right)^2}{\left(\frac{m_{\text{вых}}}{m_{\text{вх}}}\right)^2 - 1}}. \quad (6-77)$$

Подставляя значение  $T_2$  в (6-69), получим:

$$K_f = \frac{1}{2} N_{\text{макс}} m_{\text{вх}} \frac{1}{\sqrt{1 + 16 \vartheta^2 N_{\text{макс}}^2 (\Omega T)^2 [1 + (\Omega T)^2]}}, \quad (6-78)$$

откуда в тех же допущениях условие выбора постоянной времени  $T$ , гарантирующее коэффициент нелинейных искажений не более допустимого:

$$T \geq \frac{1}{\Omega} \sqrt{\frac{\sqrt{1 + \left(\frac{m_{ex}}{4\theta K_f}\right)^2} - 1}{2}}. \quad (6-79)$$

Условия (6-73), (6-77) и (6-79) можно объединить в одно общее условие

$$T \geq \frac{\rho}{\Omega}, \quad (6-80)$$

где  $\rho$  представляет собой наибольшее из чисел

$$(\Omega T)_1; \frac{1}{\sqrt{2\theta \left[ \left(\frac{m_{вых}}{m_{ex}}\right)^2 - 1 \right]}}, \sqrt{\frac{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{4\theta K_f}\right)^2} - 1}{2}}.$$

Таким образом, в случаях, когда одновременно заданы требования и к длительности переходного процесса и к искажениям закона модуляции сигнала, выбор постоянных времени цепи АРУ второго порядка надо производить исходя из условия

$$\left. \begin{aligned} \frac{\rho}{\Omega} \leq T \leq \frac{T_y}{6}; \\ T_2 = 4NT. \end{aligned} \right\} \quad (6-81)$$

В случае несовместимости поставленных условий должен быть применен другой тип фильтра цепи АРУ.

Разумеется, должно быть учтено также требование устойчивости системы, однако легко показать, что это требование при соблюдении предположенных неравенств всегда выполняется.

Действительно, согласно (4-56) условие устойчивости импульсной системы АРУ рассматриваемого вида при

$$T_u \ll T, \quad T_u \ll T_2$$

имеет вид:

$$N_{\max} \frac{T_u^3}{24} \cdot \frac{T_2 + T}{T_2^2 T^2} < 1. \quad (6-82)$$

Подставляя в (6-82)  $T_2 = 4 \vartheta N_{\max} T$ , получим при  $N \gg 1$

$$\frac{1}{96} \frac{1}{\vartheta} \left( \frac{T_u}{T} \right)^3 < 1. \quad (6-83)$$

Ясно, что это условие при  $T_u \ll T$  всегда выполняется. Неимпульсная же система рассматриваемого вида всегда устойчива. В отношении уточнения полученных условий для выбора постоянных  $T$  и  $T_2$  для импульсных систем АРУ можно сказать то же, что и для систем первого порядка. В подавляющем большинстве случаев этого уточнения производить не требуется.

Пример расчета системы АРУ второго порядка. Рассчитаем систему АРУ для того импульсного приемника, для которого рассчитывалась система АРУ первого порядка, при тех же исходных требованиях, за исключением длительности процесса установления. Потребуем, чтобы длительность процесса установления при изменении силы сигнала в 2 раза не превосходила величину  $T_y = 0,1$  сек.

Требования к искажениям закона модуляции по-прежнему равны:  $\psi_1 = 10^\circ$ ,  $\frac{m_{\text{вых}}}{m_{\text{вх}}} = 0,95 - 1,05^*$ ,  $K_f = 0,1$  на частоте  $\Omega = 314$  1/сек.

Так как требования к параметрам стационарного режима не изменились, остаются неизменными и найденные в предыдущем параграфе величины:

$$\nu = 5, \quad K_{\text{обр}} = 0,5, \quad N_{\max} = 25, \quad N = 9.$$

Нетрудно найти, что системой первого порядка новое требование к длительности переходного процесса при остальных неизменных условиях удовлетворено быть не может. Действительно,

$$(1 + N) \frac{T_y}{2,2} = 10 \frac{0,1}{2,2} = 0,455 \text{ сек},$$

и мы приходим к несовместимым условиям

$$T \geq 0,8 \text{ сек};$$

$$T \leq 0,455 \text{ сек}.$$

---

\* Система второго порядка при соблюдении неравенств, приведенных в настоящем параграфе, углубляет модуляцию, что и учтено в условии для  $\frac{m_{\text{вых}}}{m_{\text{вх}}}$ .

Поэтому для выполнения заданных требований нужно применить систему второго порядка.

Расчет. Максимально допустимая постоянная времени  $T$  равна:

$$T = \frac{T_y}{6} = \frac{0,1}{6} = 16,7 \text{ мсек.}$$

Для расчета минимально допустимой величины  $T$  вычислим:

$$\frac{1}{\sqrt{2\theta \left[ \left( \frac{m_{\text{вых}}}{m_{\text{вх}}} \right)^2 - 1 \right]}} = \frac{1}{\sqrt{0,72 \cdot 0,1}} = 3,72 \left( \theta = \frac{N}{N_{\text{макс}}} = \frac{9}{25} = 0,36 \right);$$

$$\sqrt{\frac{\sqrt{1 + \left( \frac{1}{4\theta K_f} \right)^2} - 1}{2}} = \sqrt{\frac{\sqrt{49 - 1}}{2}} = 1,73$$

и найдем  $(\Omega T)_1$  из графического решения уравнения

$$\operatorname{tg} \psi_1 = \frac{1}{\Omega T [4\theta (1 + (\Omega T)^2) - 1]}.$$

График  $\operatorname{tg} \psi_1 = f(\Omega T)$  при  $\theta = 0,36$  приведен на рис. 6-16. Из графика находим  $(\Omega T)_1 = 1,09$ .

Величина  $\rho$  равна наибольшему из трех полученных чисел, т. е.  $\rho = 3,72$ , и минимально допустимое значение  $T$  равно:

$$T = \frac{\rho}{\Omega} = \frac{3,72}{314} = 12 \text{ мсек.}$$

Таким образом, условие для выбора постоянной времени  $T$  принимает вид:

$$12 \text{ мсек} \leq T \leq 16,7 \text{ мсек.}$$

Выбираем  $T = 14 \text{ мсек}$ . При этом постоянная времени  $T_2$ :

$$T_2 = 4NT = 4 \cdot 9 \cdot 14 = 504 \text{ мсек} \approx 0,5 \text{ сек.}$$

По постоянным  $T$  и  $T_2$  легко могут быть найдены сопротивления и емкости фильтра в цепи АРУ.

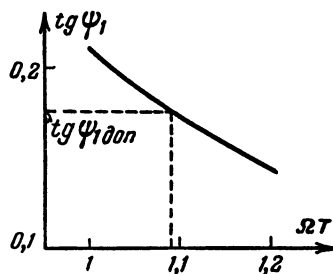


Рис. 6-16. Пример графического определения допустимой постоянной времени  $T$ .

Итак, требования, которые не удовлетворялись системой АРУ первого порядка, удовлетворены более сложной системой второго порядка. Чем жестче предъявляемые требования, тем более сложной должна быть система для их удовлетворения.

Принципы расчета систем АРУ с иными более сложными конфигурациями фильтра ничем не отличаются от изложенных в последних параграфах. Во всех случаях рассчитывается стационарный режим, а затем находятся постоянные времени цепи АРУ, причем максимально допустимые их значения определяются параметрами переходных процессов, а минимально допустимые значения параметрами искажений закона модуляции сигнала и условием устойчивости.

К выбору вида фильтра АРУ (и следовательно, порядка системы) надо подходить исходя из желания осуществить наиболее простой фильтр и постепенного усложнения его вида, если более простые решения не дают возможности удовлетворить заданным требованиям.

Изложенный метод расчета цепей АРУ отнюдь не может рассматриваться как исчерпывающая методика синтеза этих цепей. Прежде всего, как указывалось, могут быть предъявлены различные исходные требования, в зависимости от чего изменятся и пути расчета. Синтез предполагает также не только расчет данного вида цепи, но и определение ее конфигурации по заданным свойствам, например по частотным характеристикам цепи обратной связи. Эта задача в общем виде в настоящей монографии не решалась, и полученные результаты следует рассматривать как применение результатов анализа для расчета часто применяемых на практике простых видов систем АРУ.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведенный в книге анализ систем автоматической регулировки усиления позволяет сделать следующие общие заключения.

Система АРУ представляет собой нелинейную следящую систему с параметрической обратной связью, в общем виде обладающую  $n$  степенями свободы. При рассмотрении конкретных видов входного возмущения  $U_{вх}(t)$  эта система превращается в линейную с переменными параметрами, причем каждому виду  $U_{вх}(t)$  соот-

ветствует определенный вид уравнения системы. В случае импульсного сигнала система АРУ является системой прерывистого регулирования.

Основными результатами анализа системы АРУ является следующее:

а) Получены общие формулы, определяющие реакцию системы АРУ любой сложности на быстрые изменения амплитуды усиливаемого сигнала. Эти формулы применены для расчета процессов в конкретных часто встречающихся на практике системах.

б) Найдены общие способы определения устойчивости как непрерывных, так и импульсных систем АРУ. При помощи применения этих способов выведены условия устойчивости для нескольких практически применяемых систем. Эти условия могут быть использованы как для анализа, так и для синтеза систем.

в) Исследованы искажения системой АРУ периодической огибающей усиливаемого сигнала, что дало возможность получить формулы, пригодные как для расчета этих искажений, так и для синтеза системы АРУ по заданным допустимым искажениям огибающей сигнала.

г) Обоснован простой метод расчета системы АРУ по заданным статическим и динамическим параметрам.

Все перечисленные задачи решены для обыкновенных систем АРУ, обладающих обратной связью. Надо, однако, заметить, что, используя примененный метод исследования, можно проанализировать также систему АРУ без обратной связи (регулировка „вперед“).

В случае системы без обратной связи анализ, проводимый подобным методом, получается более простым, чем анализ рассмотренной системы.

Следует отметить, что рассмотренные в книге вопросы не исчерпывают всех проблем, возникающих в теории радиоприемных устройств в связи с системами АРУ. В порядке постановки задач дальнейших исследований можно указать следующие актуальные вопросы.

В современных радиоприемных устройствах применяются сложные многопетлевые системы АРУ. Иногда они применяются для повышения качества регулировки усиления, в некоторых же специальных случаях многопетлевые системы необходимы функционально. Например, при передаче части информации с помощью амплитудно-импульсной модуляции и другой части информации с помощью частотно-импульсной модуляции оказывается необходимым устра-



нить амплитудную модуляцию в канале частотно-импульсной модуляции. Для этого можно применить быстродействующую петлю АРУ в дополнение к основной петле, выполняющей обычные функции. При применении многопетлевых систем задача анализа существенно усложняется, ибо даже если рассматривать переходные и установившиеся процессы при отсутствии амплитудной модуляции, уравнение системы АРУ становится нелинейным с постоянными коэффициентами и линеаризации задачи, имевшей место для однопетлевой системы, не получается. Особенно сложной задача становится при наличии амплитудной модуляции сигнала, так как уравнение системы АРУ при этом является нелинейным с переменными коэффициентами при любом данном законе модуляции. Задача анализа многопетлевых систем АРУ является одной из нерешенных в настоящее время актуальных задач.

Второй важной задачей является исследование переходных и установившихся процессов в быстродействующих импульсных системах АРУ. В книге рассматриваются процессы в импульсных системах АРУ, постоянные времени которых много больше периода чередования импульсов. При этом импульсный характер сигнала оказывается достаточно учесть только при исследовании устойчивости. Однако применяются системы, быстродействие которых сравнимо с периодом чередования. Количественный анализ таких систем сводится к расчету процессов в импульсных системах с переменными параметрами и является достаточно сложным.

Весьма часто одной из важнейших функций системы АРУ является избавление от флюктуаций сигнала. Такие флюктуации представляют собой замирания при радиовещательном приеме, флюктуации отраженных сигналов при радиолокации, шумы и помехи, действующие на вход приемника. Если эти флюктуации являются достаточно медленными, система АРУ успевает их обрабатывать и тем самым существенно уменьшает разрушение полезной информации на выходе приемника. Поэтому весьма актуально уметь выбрать параметры системы АРУ так, чтобы она, сглаживая в достаточной мере флюктуации, не приводила между тем к демодуляции полезного сигнала. Решение этой задачи наталкивается на большие трудности в связи с тем, что приходится рассчитывать реакцию системы АРУ на входное воздействие, представляющее собой случайный процесс. При этом уравнение системы АРУ оказывается при применении идеализаций, приведенных в книге, линейным диф-

ференциальным уравнением, коэффициенты которого являются случайными функциями времени. Таким образом, система АРУ при случайном входном воздействии является системой с переменными параметрами, изменяющимися по случайному закону и коррелированными с входным воздействием.

Важной задачей является также анализ специальных систем АРУ, в частности систем мгновенной АРУ, применяемых в радиолокации и служащих для защиты от некоторых видов помех. Эта задача является также существенно нелинейной, и при ее решении возникают значительные трудности, связанные, в частности, с рассмотрением случайных процессов в таких системах.

Часто в современных радиоприемных устройствах применяют совокупность систем автоматической регулировки усиления и автоматической подстройки частоты, а в импульсных приемниках — также системы автоматического временного стробирования. В динамических режимах все эти системы взаимодействуют. Задача анализа совместного действия этих систем интересна теоретически и важна практически, ибо, например, известно, что устойчивые по отдельности системы АРУ и АРЧ могут возбуждаться при совместной работе.

Таким образом, помимо вопросов теории систем АРУ, рассмотренных в настоящей монографии, возникает еще ряд интересных специальных задач, относящихся к исследованию процессов в современных радиоприемных устройствах, имеющих системы АРУ.

---

## ПРИЛОЖЕНИЕ

Примеры принципиальных схем системы АРУ непрерывного действия и импульсной системы АРУ приведены на рис. П-1, П-2 и П-3.

На рис. П-1 представлена схема АРУ радиовещательного приемника „Ленинград-50“. Регулируемый усилитель включает в себя усилитель высокой частоты ( $L_1$ ), смеситель ( $L_2$ ) и двухкаскадный усилитель промежуточной частоты ( $L_3$  и  $L_4$ ). Напряжение регулирования подается на сетки ламп всех четырех перечисленных каскадов. На вход цепи АРУ подается напряжение промежуточной частоты со входа второго каскада УПЧ ( $L_4$ ). Цепь АРУ собрана на лампе 6Б8 ( $L_5$ ) и содержит усилитель промежуточной частоты на пентодной части  $L_5$ , детектор АРУ на левом диоде  $L_5$  (нагрузка детектора  $R_1C_1$ ) и фильтр  $R_2C_2$ ,  $R_3C_3$ ,  $R_4C_4$ . При помощи подачи на анод детектора АРУ отрицательного напряжения с делителя  $R_5$  осуществляется задержка АРУ.

Таким образом, приведенная схема является примером усиленной задержанной АРУ непрерывного сигнала с усилением по переменному току.

На рис. П-2 представлена схема АРУ радиовещательного приемника „Белорусь“. В состав регулируемого усилителя, как и в первом примере, входят усилитель высокой частоты ( $L_1$ ), смеситель ( $L_2$ ) и два каскада УПЧ ( $L_3$  и  $L_4$ ). Напряжение регулирования подается на управляющие сетки всех четырех ламп. С выхода второго каскада УПЧ ( $L_4$ ) напряжение промежуточной частоты подается на вход цепи АРУ, собранной на лампе 6П7 ( $L_5$ ). На входе этой цепи находится детектор АРУ на правом диоде  $L_5$ . На триодной части 6П7 собран усилитель постоянного тока, усиливающий напряжение АРУ, выделенное на нагрузке детектора ( $R_1C_1$ ). Цепочка из сопротивлений  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_6$ ,  $R_7$  и емкостей  $C_2$  и  $C_3$  служит для осуществления задержки АРУ при помощи запирающего напряжения на левый диод  $L_5$ , а также является частью фильтра цепи АРУ. Другой частью фильтра являются цепочки  $R_8$ ,  $C_7$ ;  $R_{10}$ ,  $C_6$ ;  $R_9$ ,  $C_4$ ;  $R_{11}$ ,  $C_5$ . Таким образом, эта схема также является примером усиленной задержанной АРУ непрерывного сигнала; в отличие от предыдущей

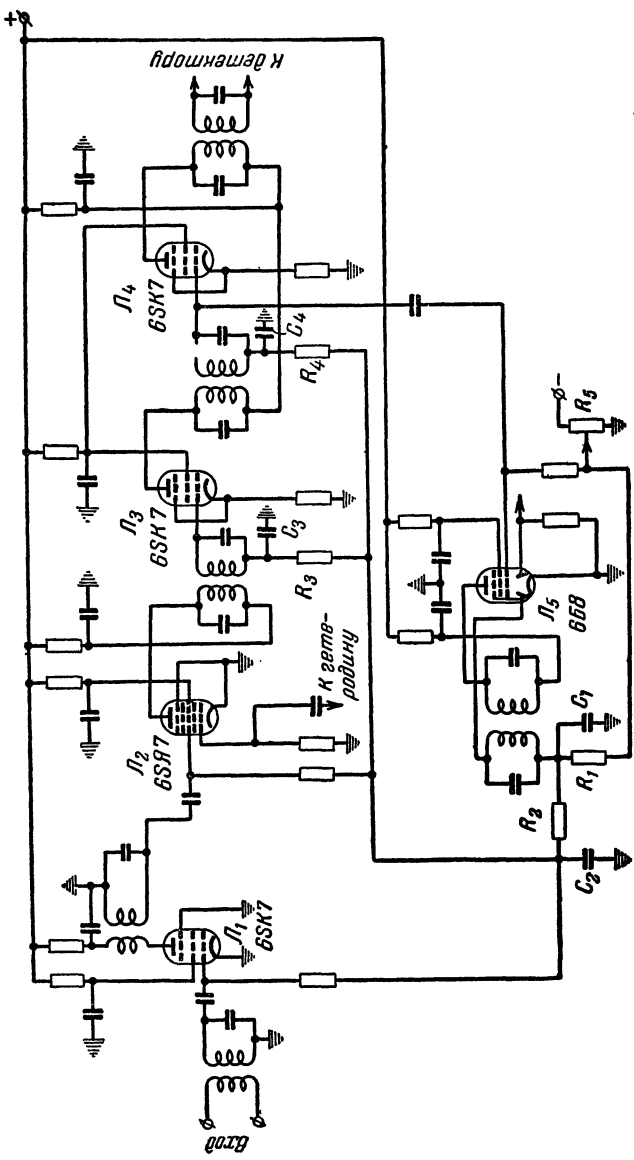


Рис. П-1. Упрощенная схема АРУ приемника „Ленинград-50“.

схемы усиление в цепи АРУ осуществляется в ней по постоянному току.

Примером импульсной системы АРУ является представленная на рис. П-3 схема АРУ приемника радиолокационной станции SCR-584. Регулируемый усилитель включает в себя семь каскадов УПЧ ( $L_1—L_7$ ), детектор ( $L_8$ ) и двухкаскадный видеоусилитель ( $L_9$  и  $L_{10}$ ). Регулировке подвергается усиление второго и третьего

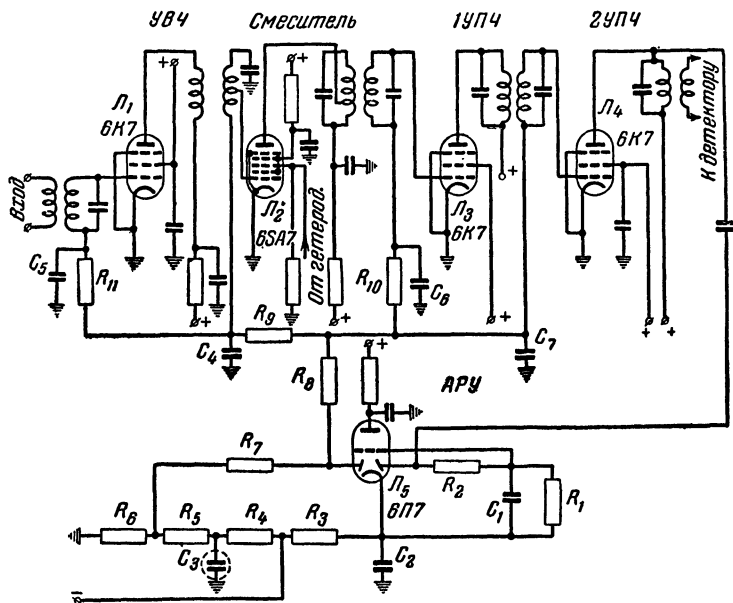


Рис. П-2. Упрощенная схема АРУ приемника „Белорусь“

каскадов УПЧ ( $L_2$  и  $L_3$ ). Напряжение регулирования подается на управляющие сетки регулируемых ламп. На вход цепи АРУ подаются отрицательные видеопульсы с выхода видеоусилителя.

Подачей положительного напряжения с делителя  $R_6; R_7$  на катод  $L_{11}$  осуществляется задержка АРУ. Диод  $L_{11}$  и цепочка  $R_1, R_2, R_3, C_1$  представляют собой импульсный детектор, с выхода которого напряжение АРУ через катодный повторитель  $L_{12}$  поступает на сетки регулируемых ламп. Роль фильтра, помимо нагрузки детектора, играет емкость  $C_2$  и цепочки  $R_{10}, C_4$  и  $R_{11}, C_5$ . Цепь  $R_3, R_4$  и  $R_5$  служит для подбора исходного смещения от источника — 105 в на сетки регулируемых ламп.

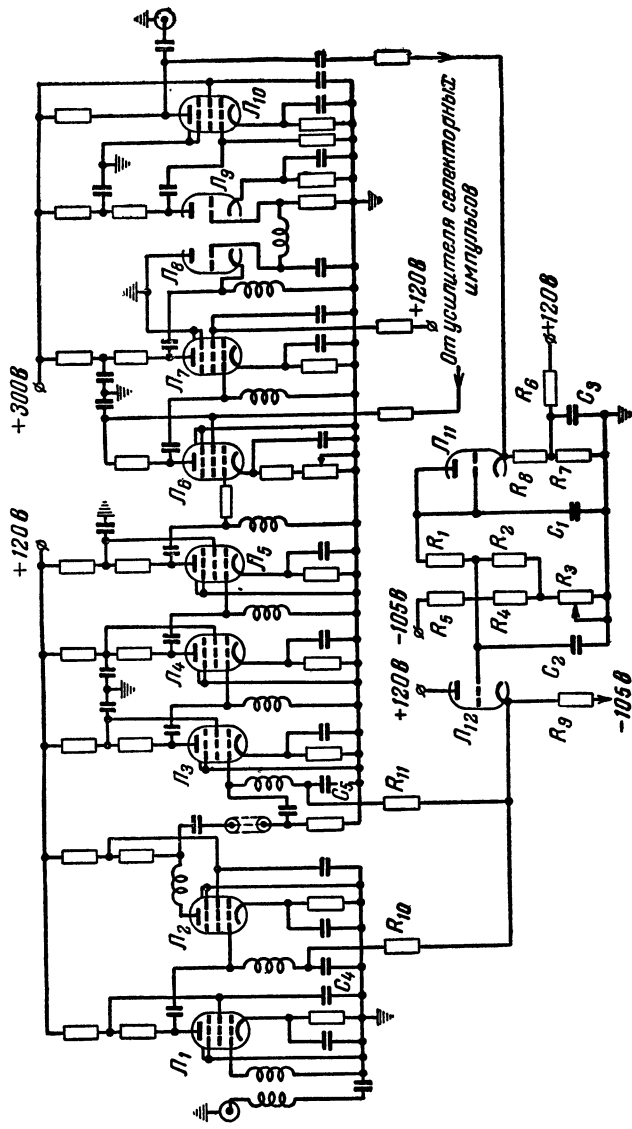


Рис. П-3. Упрощенная схема АРУ приемника радиолокационной станции SCR-584.

---

---

## ЛИТЕРАТУРА

1. В. И. Сифоров, Радиоприемные устройства, Военное издательство МО СССР, 1954.
2. Н. Н. Крылов, Электрические процессы в нелинейных элементах радиоприемников, Связьиздат, 1949.
3. Г. К. Серапин, Автоматические регулировки в радиоприемниках, Связьиздат, 1938.
4. П. Н. Куксенко, Автоматические регулировки в радиоприемниках, Радиоиздат, 1937.
5. А. А. Колосов, Расчет АРГ, „Радиофронт“, 1939, № 22.
6. Н. А. Лившиц, Э. А. Крогиус и Н. В. Семаков, Радиолокационная техника, Военное издательство ВМ СССР, 1950.
7. Приемники радиолокационных станций, ч. II, „Советское радио“, 1949.
8. В. И. Сифоров, О нестационарных явлениях в приемниках с автоматической регулировкой силы, „ИЭСТ“, 1935, № 7.
9. В. Б. Штейншлейгер и Л. Е. Плисс, О времени установления процессов в фильтрах автоматических регуляторов усиления ламповых схем, ЖТФ, т. 15, вып. 11, 1945.
10. В. М. Oliver, Automatic Volume Control as a Feedback Problem, Proceedings IRE, vol. 36, № 4, 1948.
11. Л. С. Гуткин, Детектирование импульсов постоянного тока, „Радиотехника“, 1951, № 3.
12. Е. С. Семенов, Автоматическая регулировка усиления импульсных сигналов, „Радиотехника“, 1950, № 3.
13. А. А. Фельдбаум, Введение в теорию нелинейных цепей, Госэнергоиздат, 1948.
14. А. А. Андронов и С. Э. Хайкин, Теория колебаний, ОНТИ, 1937.
15. М. И. Конторович, Операционное исчисление и нестационарные явления в электрических цепях, ГИТТЛ, 1949.
16. А. Н. Крылов, Лекции о приближенных вычислениях, ГИТТЛ, 1950.
17. Л. А. Меерович, Элементы импульсной техники, ч. I, изд. ВЭТКАС, 1946.
18. В. В. Солодовников, О применении трапецидальных частотных характеристик к анализу качества систем автоматического регулирования, А и Т, т. X, № 5, 1949.
19. Л. А. Меерович и Г. П. Тартаковский, К расчету временных и частотных характеристик многокаскадных систем, ЖТФ, т. 22, вып. 7, 1952.
20. Н. Г. Четаев, Устойчивость движения, ОГИЗ, Гостехиздат, 1946.

21. И. И. Привалов, Введение в теорию функций комплексного переменного, ГТТИ, 1932.
  22. Теория следящих систем, 2-е издание, ИЛ, 1953.
  23. К. Ф. Теодорчик, Автоколебательные системы, ГИТТЛ, 1952.
  24. Я. З. Цыпкин, Переходные и установившиеся процессы в импульсных цепях, Госэнергоиздат, 1951.
  25. Электроннолучевые трубки и индикаторы, I, „Советское радио“, 1950.
  26. Л. С. Гуткин, Преобразование сверхвысоких частот и детектирование, Госэнергоиздат, 1953.
  27. Е. Т. Уиттекер и Г. Н. Ватсон, Курс современного анализа, ч. II, ГТТИ, 1934.
  28. Н. В. Мак-Лахлан, Теория и приложения функций Матъе, ИЛ, 1953.
  29. Дж. Сансоне, Обыкновенные дифференциальные уравнения, т. I, ИЛ, 1953.
  30. И. М. Капчинский, Методы теории колебаний в радиотехнике, Госэнергоиздат, 1954.
-



### ОПЕЧАТКИ

Страница	№ формулы	Напечатано	Должно быть
42	(2÷28)	$e^{p't_1}$	$e^{p_j t_1}$
97	6 строка снизу	$\Phi_n(p)$	$\Phi_{\partial n}(p)$
101	(4-69)	$\frac{\tau_{oe}}{\quad}$	$\frac{\tau_{oe}^2}{\quad}$
125	(5-60)	$\frac{+ (K_h^0}{\quad}$	$\frac{+ (K_{\Omega}^0}{\quad}$
133	(5-68)	$+\frac{4\pi}{a}$	$+\frac{4a}{\pi}$
177	(6-72)	$\frac{+ (\Omega T)^2}{\quad}$	$\frac{+ (\Omega T)^2}{\quad}$
178	(6-74)	$\frac{+ 16\theta N_{\max}^2}{\quad}$	$\frac{+ 16\theta^2 N_{\max}^2}{\quad}$
178	(6-75)	$\frac{2\delta - 1}{2\delta_2}$	$\frac{2\delta - 1}{2\delta}$

Г. П. Тартаковский — Динамика систем автоматической регулировки усиления

Цена 6 р. 20 к.