

ЛАМПОВЫЕ СХЕМЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ

II

ИЗДАТЕЛЬСТВО «СОВЕТСКОЕ РАДИО»

ЛАМПОВЫЕ СХЕМЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ

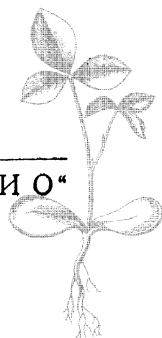
II

ЛАМПОВЫЕ СХЕМЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ

ПЕРЕВОД С АНГЛИЙСКОГО
ПОД РЕДАКЦИЕЙ
А. Я. БРЕЙТБАРТА

II

ИЗДАТЕЛЬСТВО „СОВЕТСКОЕ РАДИО“
МОСКВА—1951



Scan AAW

ГЛАВА VIII

АВТОМАТИЧЕСКОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ

1. Сравнение методов ручного и автоматического сопровождения

Вопрос о целесообразности применения ручного или автоматического сопровождения цели по дальности всегда служил предметом обсуждения, особенно в начале развития радиолокационной техники. Ряд возражений против применения автоматики был связан с несовершенством первых образцов аппаратуры автоматического сопровождения. Одним из доводов является также неблагоприятный, с точки зрения автоматики, характер отраженных от цели сигналов. Интенсивность сигнала в импульсной радиолокации часто снижается настолько, что сигнал теряется в шумах. Кроме того, всегда имеют место помехи в виде сигналов, отраженных от других объектов или излучаемых соседними радиолокаторами и пр. Поэтому необходимо, чтобы аппаратура сопровождения была способна распознать нужную цель и проявить необходимую инициативу, независимо от того, управляется ли она человеком или автоматом.

Тем не менее, в силу ряда достоинств автоматического сопровождения, этот метод был использован в некоторых радиолокационных установках, особенно в установках для управления артиллерийским огнем. Особенно ценным свойством автоматического управления для точного сопровождения таких быстро движущихся объектов, как самолеты, является быстрота установления режима при высокой точности сопровождения. Время срабатывания автоматики колеблется от 0,25 до 0,1 сек, в то время как оператор при ручном сопровождении реагирует не быстрее одной секунды, а часто и дольше.

Казалось бы, что для большинства радиолокационных целей не требуется столь малое время срабатывания, так как ускорение целей обычно невелико. Однако лучше применить быстродействующий механизм в сочетании с надёжным сглаживающим устройством, чем полагаться на усреднение данных самим оператором, всегда сопровождаемое значительными ошибками. Специальные испытания, поставленные в конце войны, по скоростным самолётам выявили неудовлетворительность ручного сопровождения при больших скоростях и ускорениях цели.

Достоинством аппаратуры автоматического сопровождения является также экономия в весе всего устройства, так как при ручном сопровождении необходим индикатор дальности, обычно с электронно-лучевой трубкой, и, конечно, оператор. Наглядным примером является авиационный дальномер типа AN/APG-5 с автоматическим поиском и сопровождением, извещающий сигнальной лампочкой о появлении цели в заданном интервале дальности.

В тех случаях, когда отношение сигнала к шуму достаточно велико, вследствие чего отпадает преимущество ручного сопровождения, заключающееся в способности оператора различать очень слабые сигналы, в пользу автоматического сопровождения говорят следующие два соображения. Во-первых, процесс ручного сопровождения очень утомляет оператора, особенно, когда необходимо точное сопровождение в течение длительного времени, и, во-вторых, при благоприятных условиях один оператор может управлять несколькими одновременно работающими автоматами. Такой случай может встретиться, например, в станции управления посадкой самолётов, когда каждый самолёт снабжается ответчиком, запрашиваемым отдельной установкой. Как только самолёт попадает в зону, обслуживаемую одной из таких установок, отметка дальности совмещается оператором с сигналом ответчика, после чего отметка автоматически ведёт сигнал до посадки самолёта или выхода его из этой зоны. Один оператор может производить совмещение отметки дальности с сигналом ответчика в нескольких автоматах, данные которых поступают в центральный пост управления.

Необходимость одновременного измерения длительности нескольких процессов может встретиться не только в радиолокационной технике. В этих случаях также может оказаться выгодной замена нескольких операторов автоматами, управляемыми одним человеком.

2. Основы техники автоматического измерения времени

Имеются две основные системы автоматического измерения времени, аналогичные двум системам ручного управления. В одной из них временной интервал преобразуется в линейный на экране электронно-лучевого индикатора. Линейный интервал, пропорциональный дальности цели, измеряется с помощью двух смежных фотоэлементов. Разность токов фотоэлементов используется в качестве управляющего сигнала следящей системы, передвигающей фотоэлементы вдоль линии развёртки в соответствии с перемещением отраженного сигнала (см. главу XIV книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы»).

Вторая система получила наибольшее распространение. Она основана на сравнении временной модуляции сигнала, отражённого от цели, и импульса, генерируемого в местном временном модуляторе. В результате сравнения этих двух временных интервалов во

«временном дискриминаторе» вырабатывается напряжение или ток, которые после соответствующего преобразования используются для управления местным временным модулятором. Эта система является хорошо известной и широко распространённой «следающей системой», в которой в результате сравнения какой-то неизвестной величины и «следающей» величины вырабатывается сигнал ошибки. Сигнал ошибки через соответствующее управляющее устройство воздействует на «следающую» величину так, чтобы она оказалась равной неизвестной величине. Из рис. VIII.1 ясно видно подобие схем автоматического измерения времени и обычной следящей системы.

Блок, обозначенный термином «блок управления», служит для придания выходному сигналу временного дискриминатора формы, пригодной для управления местным временным модулятором. В зависимости от типа временного модулятора это может быть усилитель, электрический интегратор, механизм управления по скорости или сочетание этих элементов. Блок управления определяет тип всей системы. Описание различных блоков управления электрического и электромеханического типа приведены в §§ 6, 7, 8, 9 и 10.

Выбор того или иного типа блока управления определяется

в зависимости от того, какое управление, электрическое или механическое, принято в местном временном модуляторе.

Временные модуляторы с электрическим управлением в основном являются одношкальными системами, хотя в сочетании с генератором точной постоянной задержки они могут применяться и в многошкальной системе с непрерывным отсчётом в небольшом интервале дальностей. Примерами таких систем являются станция AN/APS-15 и английская установка Обою. Точность одношкальных модуляторов с электрическим управлением колеблется от 0,1 до 2% всей шкалы. Системы с электрическим управлением проще, а также меньше по весу и габаритам, чем механические системы, способны осуществлять сопровождение при более высоких скоростях и ускорениях цели и точнее вырабатывают данные скорости цели. Преимуществом временных модуляторов с механическим

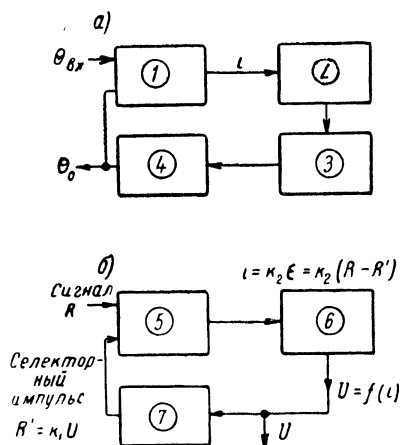


Рис. VIII. 1. Скелетные схемы нормальной следящей системы и системы автоматического измерения времени:

а — нормальная следящая система, $\theta_{вх}$ — входной механический сигнал, θ_o — выходной механический сигнал, б — система измерения времени: 1 — генератор сигнала ошибки, 2 — стабилизирующая цепь, 3 — усилитель, 4 — управляющий мотор, 5 — временной дискриминатор, 6 — блок управления, 7 — временной модулятор.

управлением является простота образования многошкальных систем высокой точности и выработка параметров цели непосредственно в виде механического сигнала (поворота соответствующего вала), а не напряжения.

Имеется существенная разница между временными модуляторами с электрическим и механическим управлением, которая может определить выбор системы в тех случаях, когда при больших ускорениях необходима точная выработка данных скорости цели.

Ошибки в определении скорости, обусловленные нелинейностью характеристики временного модулятора, пропорциональны крутизне кривой ошибок по дальности в функции дальности. В модуляторах с механическим управлением, например, в фазовращающих устройствах, точность не превышает 0,3% одного оборота, в то время как линейность временных модуляторов с электрическим управлением в десять раз выше, и соответственно, они дают ошибку в определении скорости цели в десять раз меньше.

При наличии нескольких целей чувствительность временного дискриминатора должна быть ограничена некоторым небольшим интервалом во времени. Таким образом, во временном модуляторе должно быть предусмотрено устройство для совмещения области чувствительности с тем импульсом, который должен сопровождаться модулятором. В радиолокации этот процесс называется выбором цели и осуществляется с помощью поискового электронно-лучевого индикатора. Индикатор может быть заменен устройством для автоматического поиска. При совмещении отметки с целью поиск автоматически прекращается и начинается сопровождение цели. Задача выбора цели рассматривается в §§ 13 и 14.

Система измерения времени должна обладать способностью «запоминать» значение скорости цели и её положения в момент случайного пропадания сигнала для того, чтобы вести отметку дальности с выработанными параметрами движения цели впредь до появления сигнала. Длительность интервала «запоминания» часто ограничена определенным выбором значений элементов схемы. Вследствие этого разработано еще дополнительное устройство, называемое «сопровождением по инерции» и заключающееся в том, что оператор с помощью специальной кнопки отключает сигнал от системы сопровождения, после чего она может вести отметку дальности неограниченно долго с последним выработанным значением скорости. Такое приспособление особенно пригодно в радиолокаторах, в которых оператор может наблюдать на соответствующем индикаторе приближение сигнала помехи и в нужный момент перейти на сопровождение по инерции. Если параметры устройства правильно рассчитаны, то при последующем отчетливом появлении сигнала отметка дальности должна достаточно точно совместиться с сигналом. «Память» по скорости оказывается полезной при пропаданиях сигнала, но не при наличии помехи; сопровождение же по инерции помогает в обоих случаях.

3. Влияние характера сигнала на выбор временного модулятора

Этот вопрос рассматривался уже в главе II, так что в этом параграфе будет сделано лишь обобщение выводов. Если подаваемый на временной модулятор сигнал состоит только из синхронизирующего импульса и единственного отраженного сигнала, то в качестве простейшего автоматического устройства для измерения времени может служить полупериодный мультивибратор, запускаемый поочередно синхронизирующим и отраженным от цели импульсами. Мерой временного интервала в этом случае может быть, например, среднее значение тока мультивибратора при постоянном периоде повторения. Такой метод совершенно непригоден при наличии нескольких целей.

Несколько более сложная система применена в установке AGL-(T) для автоматической наводки самолетных турелей (§ 17), в которой поисковый прямоугольный сигнал увеличивается по длительности до совмещения с отраженным сигналом. В этой системе всегда производится выбор ближайшей к радиолокатору цели. Другие методы выбора одного сигнала при наличии нескольких целей рассматриваются в §§ 16, 17 и 18.

На точность определения времени существенно влияет ширина полосы пропускания приемника и время нарастания импульса. Как видно из данных, приведенных в главе III, при неправильном выборе ширины полосы возникают значительные ошибки по дальности при колебаниях величины сигнала. Колебания величины сигнала являются следствием замираний, длительность которых может доходить до нескольких секунд. В результате возникают ошибки не только в определении дальности, но и скорости её изменения. Эти ошибки уменьшаются в случае применения автоматической регулировки усиления приемника. При наличии быстродействующей (мгновенной) регулировки усиления снижаются как ошибки по дальности, так и по скорости её изменения. Автоматическая регулировка усиления повышает точность автоматического сопровождения также потому, что при постоянном уровне сигнала не меняется чувствительность временного дискриминатора.

Большое значение с точки зрения точности автоматического измерения времени имеет характер отражающего объекта. Например, при измерении расстояния до какой-либо возвышенности неизвестно, какой части возвышенности соответствует передний фронт или середина отраженного сигнала. При измерении расстояния до острова положение переднего фронта импульса гораздо более определено, поэтому измерение должно производиться по переднему фронту, а не по среднему значению площади импульса, как во многих временных дискриминаторах. При отражении от объекта сложной формы, например корабля, всегда наблюдаются колебания значения измеренной дальности вследствие интерференции колебаний, отраженных от различных частей объекта. В одной опытной установке с длительностью импульса в 0,1 мксек и стати-

ческой точностью совмещения 0,7 м измерение производилось по максимальному значению сигнала. При этом наблюдались колебания по дальности при измерении расстояния до грузового судна в пределах всей длительности отраженного сигнала. Дифференцирование импульса для сопровождения по переднему фронту сигнала не всегда дает хорошее решение задачи, так как при наличии мгновенной автоматической регулировки усиления положение переднего фронта импульса, отраженного от корабля, колеблется в пределах, превышающих половину длины корабля.

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕНИ ПРИ НЕПРЕРЫВНОМ СИГНАЛЕ

Блок управления

4. Теоретические основы

В предварительном описании следящей системы автоматического сопровождения не затрагивался вопрос о передаточных характеристиках отдельных элементов. Если в схеме рис. VIII.1 временной дискриминатор и временной модулятор линейны в достаточно больших пределах и их частотные и фазовые характеристики лучше характеристик всей системы в целом, то устойчивость системы, а также способность запоминания скорости сопровождения по инерции и селектирующие свойства определяются блоком управления. Кроме того, блок управления должен преобразовывать сигнал ошибки E в управляющий сигнал, пригодный для выбранного временного модулятора и для передачи данных в счетно-решающий прибор или индикатор. Эти функции блока управления выражаются символически уравнением

$$U = f(i), \quad (\text{VIII.1})$$

а функции временного дискриминатора и временного модулятора в пределах линейной части их характеристик уравнениями:

$$i = k_2 \varepsilon = k_2 (R - R') \quad (\text{VIII.2})$$

и

$$R' = k_1 U. \quad (\text{VIII.3})$$

Символом R обозначена дальность или мгновенное значение временной модуляции измеряемого сигнала, а R' является значением временной модуляции опорного импульса (отметки дальности) местного временного модулятора. Управляющий сигнал обозначен символом U и может являться напряжением или углом поворота выходного валика. Ток i сигнала ошибки обычно состоит из импульсов тока с длительностью и частотой повторения, равными длительности и частоте повторения измеряемого сигнала. Поскольку в результате сглаживания можно получить среднее значение тока, прерывный характер тока сигнала ошибки не вызывает осложнений,

тем более, что обычно интервал повторения значительно меньше периода флюктуации измеряемого сигнала.

Независимо от прерывного характера тока сигнала ошибки он не может быть непосредственно применен для управления величиной R' . Например, если при прохождении тока i через сопротивление на нем развивается напряжение U , управляющее электрическим временным модулятором, то ток временного дискриминатора равен нулю только при одном значении R' . Для всех остальных значений R' ток i и, следовательно, разность $R - R'$ отличаются от нуля и величина U не будет соответствовать истинному значению временной модуляции R . Если произведение $k_1 k_2$ достаточно велико, ошибкой можно пренебречь, однако в этих условиях устойчивая работа следящей системы может быть получена только за счет очень большой постоянной времени. Таким образом, блок управления, в котором i и U прямо пропорциональны, непригоден.

Непосредственным следствием является то, что блок управления должен быть так построен, чтобы управляющий сигнал U мог отличаться от нуля при нулевом значении тока i . Кроме того, он должен обладать «памятью» по скорости. Следствием этих двух требований, а также необходимости хорошего сглаживания сигнала является применение в блоке управления одного или нескольких интеграторов. К блоку управления предъявляются также требования, чтобы величина ϵ не превосходила требуемой динамической точности и чтобы следящая система была устойчивой.

В дальнейшем изложении величинами R и R' будет обозначаться дальность, а не время, так как удобнее определять термином «скорость» изменение расстояния во времени, а не временной модуляции во времени.

5. Блок управления с одним интегратором

Легко видеть, что в блоке управления, подчиняющемся закону

$$U = \frac{1}{C} \int_i dx, \quad (\text{VIII.4})$$

управляющий сигнал U может иметь какое-то определенное значение при i равно нулю, но i должно иметь значение, пропорциональное требуемой скорости изменения величины U . В этом выражении величина C имеет размерность ёмкости.

В результате дифференцирования и подстановки оператора $p = \frac{d}{dt}$ и $\frac{1}{p} = \int dt$ уравнение (VIII.4) преобразуется в

$$pU = \frac{i}{C}. \quad (\text{VIII.5})$$

При подстановке значений для U и i из уравнений (VIII.2) и (VIII.3) получается уравнение движения всей системы

$$pR' = \frac{k_1 k_2}{C} (R - R'). \quad (\text{VIII.6})$$

Схема рис. VIII.2 описывается аналогичным уравнением

$$i = \frac{U_1 - U_2}{r},$$

так как

$$i = pCU_2,$$

то

$$pU_2 = \frac{1}{rC} (U_1 - U_2). \quad (\text{VIII.7})$$

Уравнение (VIII.7) совершенно эквивалентно уравнению (VIII.6), причём

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= R \\ U_2 &= R' \\ r &= \frac{1}{k_1 k_2} \end{aligned} \right\} \quad (\text{VIII.8})$$

Таким образом, поведение блока управления с одним интегратором может быть исследовано с помощью схемы рис. VIII.2. Эта схема настолько хорошо изучена, что достаточно отметить несколько наиболее важных свойств такой системы:

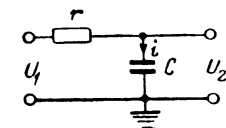


Рис. VIII.2. Эквивалентная схема системы с одним интегратором.

1. В статическом режиме $R' = R$.
2. При изменении R по закону единичной функции величина R' стремится к значению R по экспоненте с постоянной времени

$$S = \frac{C}{k_1 k_2}. \quad (\text{VIII.9})$$

3. При изменении R с постоянной скоростью $a = \frac{dR}{dt}$ появляется скоростная ошибка, так как R' в установившемся режиме отстаёт от R на величину

$$R - R' = Sa. \quad (\text{VIII.10})$$

Система с одним интегратором не требует стабилизирующих устройств, так как уравнение системы не является уравнением колебательной системы. Можно установить несколько важных понятий, исходя из того, что постоянная времени системы равна $\frac{C}{k_1 k_2}$, поскольку величина $\frac{1}{k_1 k_2}$ имеет размерность сопротивления.

Так как k_1 и k_2 являются коэффициентами пропорциональности в уравнениях временного модулятора и временного дискриминатора, эти величины могут быть названы коэффициентами „усиления“ этих элементов. Точно также величина $\frac{1}{pC}$ может быть названа усилением интегратора, а величина $\frac{k_1 k_2}{pC}$ — общим усилением всех трёх

элементов схемы. В соответствии с этим система, изображённая на рис. VIII.1, может рассматриваться как усилитель с отрицательной обратной связью с коэффициентом обратной связи β , равным единице. Существует много работ по проектированию устойчивых усилителей с отрицательной обратной связью и по применению теории таких усилителей к следящим системам. При большом общем коэффициенте усиления постоянная времени и период установления режима малы. Кроме того, скоростная ошибка уменьшается, так как она равна Sa . Это соответствует теории усилителей с отрицательной обратной связью, которым свойственны, в случае большого „внутреннего“ коэффициента усиления (без обратной связи), широкая полоса пропускания и малые колебания общего коэффициента усиления.

Вывод о том, что такая система обладает абсолютной устойчивостью, также согласуется с теорией усилителей с отрицательной обратной связью, поскольку ослабление коэффициента обратной связи $\frac{k_1 k_2}{pC}$ по частоте никогда не бывает меньше 6 дБ на октаву, что является достаточным критерием устойчивости.

Система обладает „памятью“ по положению, а не по скорости, так как в случае пропадания входного сигнала блок управления не может различить, является ли отсутствие сигнала следствием равенства R и R' или пропадания сигнала. Так как при этом k_2 и, следовательно, pR' в уравнении (VIII.6) равны нулю, опорный импульс, сопровождающий цель, останавливается и сохраняет последнее выработанное значение.

Сигналы, отражённые от цели, обычно, непрерывно перемещаются, поэтому „память“ по положению не приносит особой пользы, если только время пропадания не настолько мало, что сигнал не успеет выйти за пределы опорного импульса. Однако даже в этом случае появляются значительные ошибки в определении дальности и скорости цели. Очевидно, что точное сопровождение замирающих сигналов требует наличия „памяти“ по скорости.

6. Системы с двойным интегратором

В случае, когда управляющий сигнал U был пропорционален $\int idt$, U могло иметь конечное значение при i равном нулю. При добавлении к управляющему сигналу составляющей, пропорциональной $\iint idt dt$, конечное значение при отсутствии тока i может иметь также установившаяся скорость изменения управляющего сигнала. Такая функция может быть описана уравнением:

$$U = \frac{1}{C} \int i dx + \frac{1}{SC} \iint i ds dx, \quad (\text{VIII.11})$$

или в операторной форме

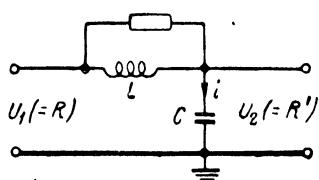
$$p^2 U = \frac{1}{CS} (1 + pS) i. \quad (\text{VIII.12})$$

При i равном нулю $p^2 U$ также равно нулю, и, следовательно, скорость изменения U может быть некоторой постоянной. В этом уравнении S также имеет размерность времени.

Для определения постоянных интегрирования, обеспечивающих устойчивое сопровождение величины R величиной R' , следует выразить уравнение (VIII.12) в функции R и R' с помощью уравнений (VIII.2) и (VIII.3)

$$p^2 R' = \frac{k_1 k_2}{CS} (1 + pS) (R - R'). \quad (\text{VIII.13})$$

Для определения свойств такой системы можно сравнить её с эквивалентной схемой рис. VIII.3, для которой



$$i = \frac{R + Lp}{RLp} (U_1 - U_2) \quad (\text{VIII.14a})$$

и

$$i = pCU_2. \quad (\text{VIII.14б})$$

Откуда

$$p^2 U_2 = \frac{1}{LC} \left(1 + p \frac{L}{R} \right) (U_1 - U_2). \quad (\text{VIII.14в})$$

Рис. VIII. 3. Эквивалентная схема системы с двумя интеграторами.

Уравнение (VIII.14в) совершенно подобно уравнению (VIII.13) при

$$\left. \begin{aligned} U_1 &\rightarrow R, \\ U_2 &\rightarrow R', \\ \frac{L}{R} &\rightarrow S, \\ \frac{1}{LC} &\rightarrow \frac{k_1 k_2}{CS}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{VIII.15})$$

Уравнению (VIII.13) соответствует полное решение

$$R' = Ae^{\left(-\frac{k_1 k_2}{2C} + \sqrt{\frac{k_1^2 k_2^2}{4C^2} - \frac{k_1 k_2}{CS}} \right) t} + Be^{\left(-\frac{k_1 k_2}{2C} - \sqrt{\frac{k_1^2 k_2^2}{4C^2} - \frac{k_1 k_2}{CS}} \right) t} + f(R). \quad (\text{VIII.16})$$

На основании хорошо изученных свойств такой цепи можно сделать вывод, что система с блоком управления, подчиняющимся уравнению (VIII.12), будет вести себя в основном, как колебатель-

ный контур с нагрузкой, резонансная частота f_n которого (без нагрузки) соответствует

$$\omega_n^2 = (2\pi f_n)^2 = \frac{k_1 k_2}{CS}. \quad (\text{VIII.17})$$

Критическое затухание соответствует значению

$$S\omega_n = 2. \quad (\text{VIII.18})$$

При меньших значениях S система будет колебательной. Уравнение (VIII.13) может быть написано в виде

$$p^2 R' = \omega_n^2 (1 + pS) (R - R'). \quad (\text{VIII.19})$$

С учетом тождеств (VIII.15) это уравнение является также уравнением схемы рис. VIII.3. Системы с двойным интегратором обладают следующими основными свойствами.

При постоянном R в установившемся режиме (при $t \rightarrow \infty$) $R' = R$. Следовательно, статическая ошибка отсутствует.

При изменении R скачком (по закону единичной функции) R' изменится так, что будет иметь место выброс с последующими

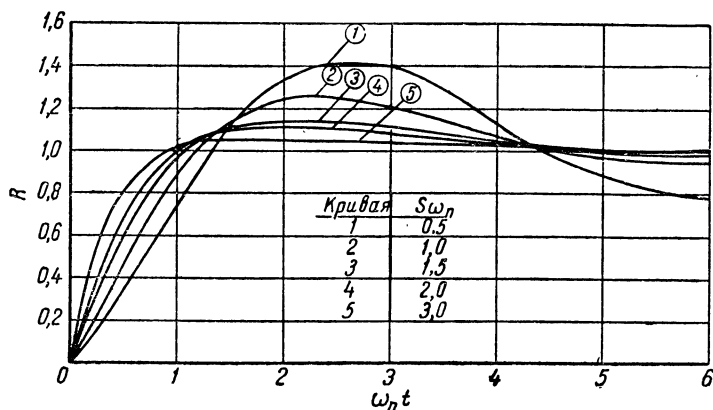


Рис. VIII.4. Переходные процессы в системе с двумя интеграторами при возбуждении единичной функцией. Кривая 4 соответствует критическому затуханию.

затухающими колебаниями. Степень затухания зависит от нагрузки и, следовательно, система может быть теоретически устойчивой. На рис. VIII.4 показаны типичные кривые изменения R' .

При изменении R со скоростью α ток i в установившемся режиме будет постоянным и разность $R - R'$ будет равна нулю (рис. VIII.5). Таким образом, отстающая скоростная ошибка будет отсутствовать. Из кривых рис. VIII.5 видно также изменение разности $R - R'$ в переходном режиме.

Если вторая производная от R (ускорение) равна β , то согласно уравнениям (VIII.14) в установившемся режиме ($t \rightarrow \infty$) $U_1 - U_2 =$

$= \beta LC$. Следовательно, при наличии ускорения появляется отстающая ошибка $\frac{CS}{k_1 k_2} \beta$.

Необходимо также рассмотреть способность системы к „запоминанию“ скорости. Условием наличия „памяти“ по скорости является сохранение постоянного значения pR' при пропадании сигнала. Эквивалентная схема не может оказать помощи с этой

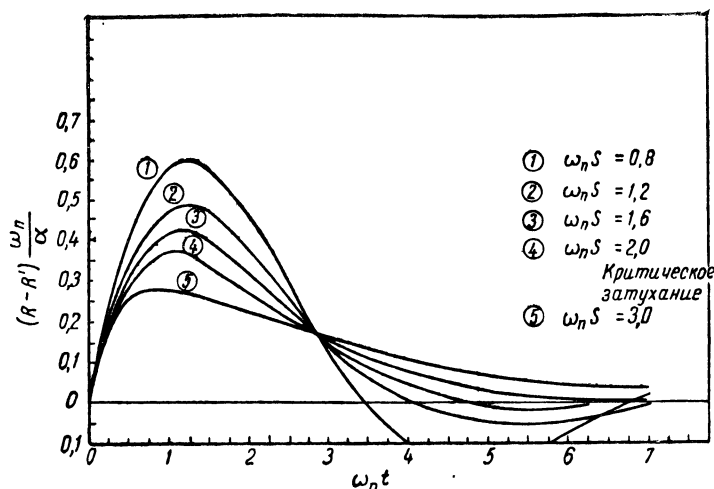


Рис. VIII.5. Переходные процессы в системе с двумя интеграторами при внезапном изменении величины $\alpha = \frac{dR}{dt}$.

точки зрения, так как основное уравнение (VIII.2) перестает быть действительным в отсутствии сигнала. Пропадание сигнала эквивалентно тому, что k_2 стало равным нулю. Из уравнения (VIII.13) для следящей системы видно, что при $k_2 = 0$ $p^2 R' = 0$, что и является критерием наличия памяти по скорости.

Таким образом, системы с двойным интегратором обладают отстающими ошибками при ускорении, но не имеют ни скоростных ошибок, ни статических ошибок совмещения, могут быть устойчивыми и обладают „памятью“ по скорости (иногда это формулируется, как „память“ по скорости и положению).

Система с двойным интегратором также может быть приближенно исследована с помощью теории усилителя с отрицательной обратной связью. Система соответствует двум усилителям с усилением k_1 и k_2 , соединенным последовательно с целью, имеющей усиление $\frac{1}{pC} + \frac{1}{p^2 CS}$. Общий коэффициент усиления без обратной связи состоит из двух составляющих

$$\frac{k_1 k_2}{pC} \text{ и } \frac{k_1 k_2}{p^2 CS}.$$

Слагаемое $\frac{k_1 k_2}{p^2 C S}$ дает ослабление в 12 дб на октаву; добавление составляющей $\frac{k_1 k_2}{p C}$ ослабления в 6 дб на октаву дает общее ослабление больше 12 дб на октаву, что и является условием устойчивой работы.

При переходе от системы с одним интегратором к системе с двумя интеграторами можно было бы просто дважды проинтегрировать ток i для получения управляющего сигнала U по уравнению

$$U = \frac{1}{CS} \int \int_i^x i ds dx. \quad (\text{VIII.20})$$

Однако такая система была бы эквивалентна ненагруженному колебательному контуру и оказалась бы неустойчивой. На языке теории усилителей с обратной связью это означает, что каждое интегрирование сопровождается отставанием по фазе на 90° и, следовательно, отсутствует область, где обратная связь была бы отрицательной.

Имеются также другие типы блоков управления, удовлетворительно решающих задачу управления величиной R' , однако описанные выше два типа являются основой большинства систем автоматического сопровождения цели.

7. Влияние дополнительного сглаживания

Так как ток временного дискриминатора обычно прерывен, необходимо применять сглаживающие (усредняющие) устройства. Обычно они состоят из одной или нескольких простых интегрирующих цепей, изображенных на рис. VIII.2, для которых

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + pT_s},$$

где $T_s = RC$ является постоянной времени цепи. Если сглаживающее действие одного звена недостаточно, можно взять несколько звеньев с такой же постоянной времени. Влияние такой цепи учитывается путем умножения уравнения блока управления на величину $\left(\frac{1}{1 + pT_s}\right)^n$, где n — число сглаживающих цепей. Таким образом, уравнение (VIII.12) принимает вид

$$p^2 U = \frac{1}{CS} \frac{1 + pS}{(1 + pT_s)^n} i, \quad (\text{VIII.21})$$

а уравнения (VIII.13) и (VIII.19)

$$p^2 R' = \frac{k_1 k_2}{CS} \frac{1 + pS}{(1 + pT_s)^n} (R - R') \quad (\text{VIII.22})$$

$$p^2 R' = \omega_n^2 \frac{1 + pS}{(1 + pT_s)^n} (R - R'). \quad (\text{VIII.23})$$

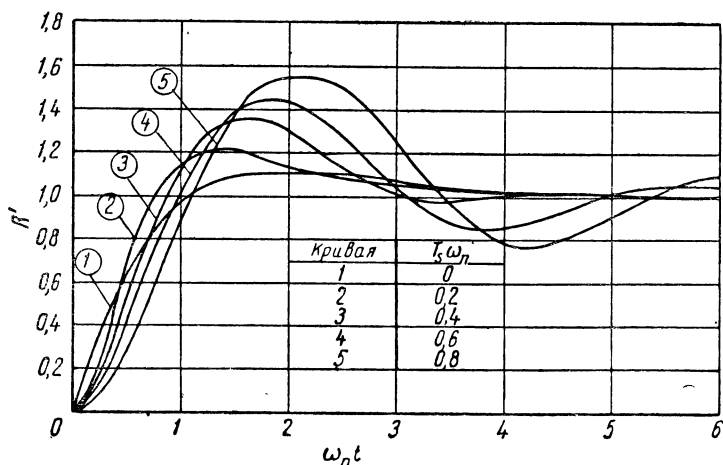


Рис. VIII. 6. Переходные процессы в системе с двумя интеграторами и сглаживающей цепью ($n=1$) при возмущении единичной функцией. Для всех кривых принято критическое затухание ($\omega_n T=2$).

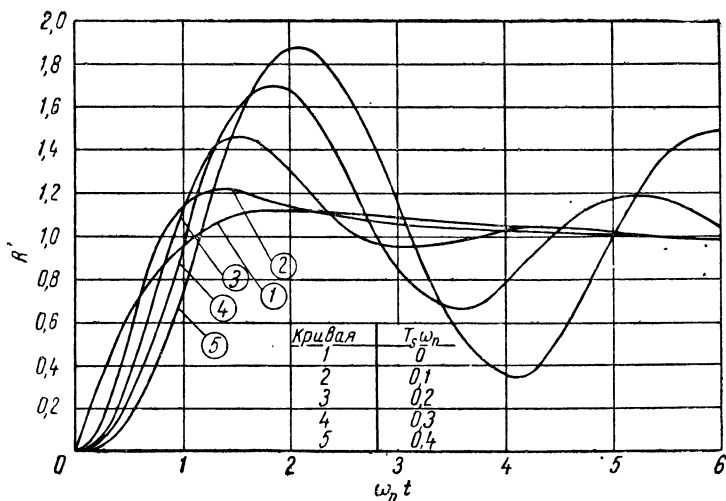


Рис. VIII. 7. Переходные процессы в системе с двумя интеграторами и двумя сглаживающими цепями ($n=2$) при возмущении единичной функцией. Для всех кривых принято критическое затухание ($\omega_n T=2$).

Влияние сглаживающей цепи на характеристику всей системы показано на рисунках VIII.6 и VIII.7. Кривые соответствуют изме-

нению R по закону единичной функции при $n=1$ и $n=2$ и критическом затухании ($S\omega_n=2$). Из кривых видно, что характеристика системы еще не сильно ухудшается, если

$$\text{и } \left. \begin{aligned} T_s \omega_n &\leq 0,4 \text{ при } n=1 \\ T_s \omega_n &\leq 0,2 \text{ при } n=2. \end{aligned} \right\} \quad (\text{VIII.24})$$

В системе с одним интегратором, описываемой уравнением (VIII.6), применение дополнительных сглаживающих устройств с разными постоянными времени может качественно изменить характеристики системы. Уравнение (VIII.5) принимает вид

$$pU = \frac{i}{C} \frac{1}{(1+pT_1)(1+pT_s)^n}, \quad (\text{VIII.25})$$

а уравнение (VIII.6)

$$pR' = \frac{k_1 k_2}{C} \frac{1}{(1+pT_1)(1+pT_s)^n} (R - R'), \quad (\text{VIII.26})$$

где T_1 — постоянная времени сглаживающей цепи, отличной от других цепей. Уравнение (VIII.26) может быть представлено в следующем виде

$$p^2 R' = \frac{k_1 k_2}{CT_1} \frac{pT_1}{(1+pT_1)(1+pT_s)^n} (R - R'). \quad (\text{VIII.27})$$

Если $n=0$, то это уравнение аналогично уравнению колебательной цепи с последовательно включенным сопротивлением, изображенной на рис. VIII. 8, для которой

$$i = \frac{U_1 - U_2}{R + pL},$$

$$i = pCU_2,$$

$$pU_2 = \frac{1}{RC \left(1 + \frac{pL}{R}\right)} (U_1 - U_2).$$

Система будет иметь отстающую скоростную ошибку, так как для постоянного значения $\frac{dU_2}{dt}$ необходимо конечное значение тока i . Наличие катушки индуктивности L вводит в некоторой степени способность „запоминания“ скорости.

При $n=0$ уравнение (VIII.26) принимает вид

$$(1 + pT_1) pR' = \frac{k_1 k_2}{C} (R - R').$$

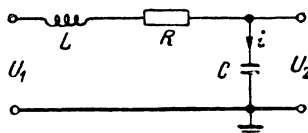


Рис. VIII. 8. Эквивалентная схема системы с одним интегратором и одной сглаживающей цепью.

При $k_2=0$ решение уравнения $(1 + pT_1) pR' = 0$ дает

$$R' = A + B e^{-\frac{t}{T_1}}$$

и, следовательно, $pR' = \frac{B}{T_1} e^{-\frac{t}{T_1}}$. Таким образом, значение скорости, выработанное в момент $t=0$, спадает по экспоненте с постоянной времени T_1 . Это может быть названо „переходной памятью по скорости“.

Резонансная частота системы определяется выражением

$$\omega_n^2 = \frac{k_1 k_2}{CT_1}, \quad (\text{VIII.28})$$

критическое значение затухания наступает при

$$T_1 \omega_n = 0,5, \quad (\text{VIII.29})$$

причем затухание увеличивается при уменьшении T_1 , как это видно из рис. VIII.9.

Поведение системы при критическом затухании и $n=1$ и $n=2$ показано на кривых рисунков VIII.10 и VIII.11.

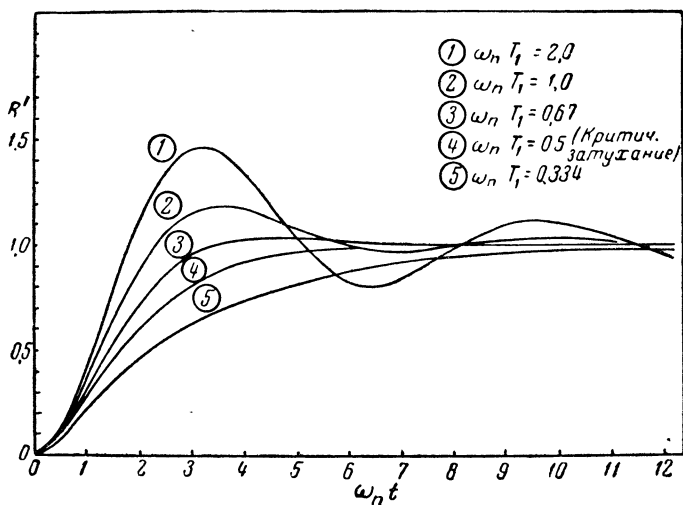


Рис. VIII. 9. Переходные процессы в системе с одним интегратором и одной сглаживающей цепью при возбуждении единичной функцией. Кривые соответствуют уравнению (VIII. 27) при $n=0$.

Достоинством приведенных выше уравнений следящих систем является простота определения необходимых характеристик блока управления. Ниже будет дано несколько примеров составления эквивалентных схем электрических блоков управления. Теория

усилителя с отрицательной обратной связью очень удобна с точки зрения определения устойчивости системы, но она не позволяет непосредственно определить схему и параметры блока управления.

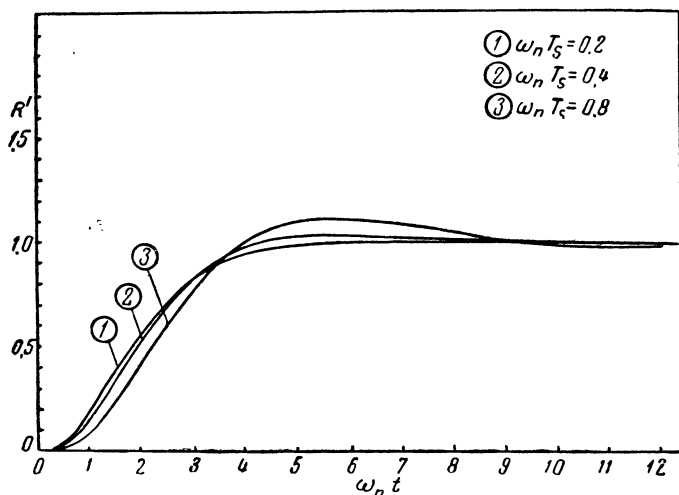


Рис. VIII. 10. Переходные процессы в системе с одним интегратором и двумя сглаживающими цепями ($n=1$) при возбуждении единичной функцией. Для всех кривых принято критическое затухание ($\omega_n T_1=0,5$).

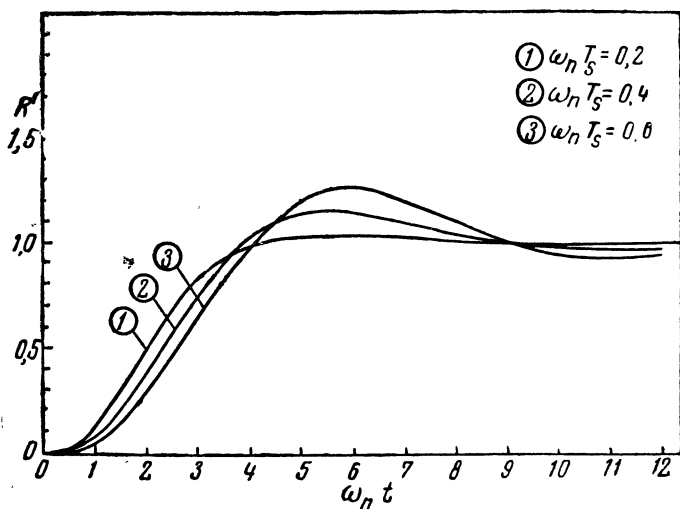


Рис. VIII. 11. Переходные процессы в системе с одним интегратором и тремя сглаживающими цепями ($n=2$) при возбуждении единичной функцией. Для всех кривых принято критическое затухание ($\omega_n T_1=0,5$).

Вместе с тем в часто встречающихся простых электрических системах вопрос устойчивости играет второстепенную роль. Он может быть исследован после решения основных вопросов „запоминания“ скорости и выбора цели. При исследовании сложных систем можно рекомендовать решить сначала соответствующие дифференциальные уравнения для определения типа системы, а затем применить теорию усилителей с отрицательной обратной связью для исследования устойчивости системы. Это относится в особенности к электромеханическим системам, основные свойства которых легко поддаются изучению, а причины неустойчивой работы могут иметь очень сложные зависимости. В этом случае применение теории усилителей с отрицательной обратной связью может облегчить выявление причин неустойчивости.

Следует отметить, что проектирование большей части систем автоматического сопровождения, разработанных во время минувшей войны, производилось для армии и часто основывалось на интуиции проектировщика. Теоретические работы также велись во время войны, но создание полной теории могло быть осуществлено лишь впоследствии при обработке всех материалов. Это не могло не сказаться на большом разнообразии применяемых систем, как это будет видно из дальнейшего описания.

8. Электрические интеграторы

Как было показано выше, при образовании управляющего сигнала для временного модулятора сигнал ошибки должен быть сглажен и проинтегрирован. Пассивные элементы при соответствующем выборе параметров хорошо выполняют функцию сглаживания, интегрирование же может быть осуществлено с их помощью лишь приближенно. В главе XII книги „Генерирование электрических колебаний специальной формы“ описаны усилители с отрицательной обратной связью, применяемые для интегрирования, дифференцирования и сочетания этих операций. На

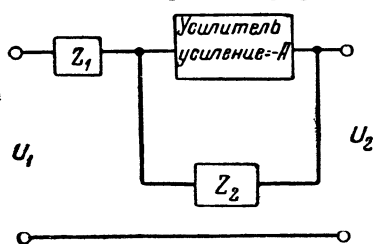


Рис. VIII. 12. Скелетная схема усилителя с отрицательной обратной связью.

основании теории таких усилителей могут быть составлены эквивалентные схемы электрических блоков управления.

В общем виде усилитель с отрицательной обратной связью изображенный на рис. VIII.12, эквивалентен цепи, приведенной на рис. VIII.13. Точка нулевого потенциала или „кажущееся заземление“ образуется в результате действия цепи обратной связи благодаря току, проходящему через сопротивление Z_2 . Можно определить выходное напряжение, если считать, что ток, протекающий через кажущееся заземление под действием напряжения

U_1 , равен и противоположен току, протекающему через кажущееся заземление под действием напряжения U_2 . Преобразование, осуществляемое такой цепью, равно произведению полной проводимости входного плеча на полное сопротивление выходного плеча с обратным знаком. В таблице VIII.1 показан ряд преобразований, которые могут быть осуществлены такой цепью при замене Z_1 и Z_2 различными сочетаниями из сопротивлений и ёмкостей. Входная проводимость и выходное сопротивление так же, как и выходное напряжение при подаче на вход единичной функции от U_1 или $\frac{dU_1}{dt}$, даны в операторной форме. В тех случаях, когда входным сигналом является ток, как в большинстве типов временных дискриминаторов, в схемах первой колонки таблицы нужно включить сопротивление R_1 и заменить отношение $\frac{U_1}{R_1}$ через ток i .

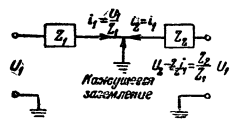


Рис. VIII. 13. Эквивалентная схема усилителя с отрицательной обратной связью в общем виде.

Может существовать еще много других цепей с одним или несколькими элементами и с одним заземленным концом. Две таких цепи показаны на рис. VIII.14. Входным сигналом цепи рис. VIII.14,а является ток. Выходное напряжение цепи может быть определено путем вычисления тока i , протекающего через кажущееся заземление, если считать, что через выходное сопротивление протекает такой же ток, но противоположного направления. Таким образом, для этой схемы

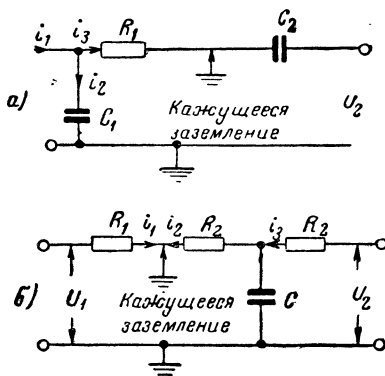


Рис. VIII. 14. Эквивалентные схемы двух блоков управления с отрицательной обратной связью с одним заземленным элементом.

$$i_3 = \frac{i_1}{1 + pC_1R_1},$$

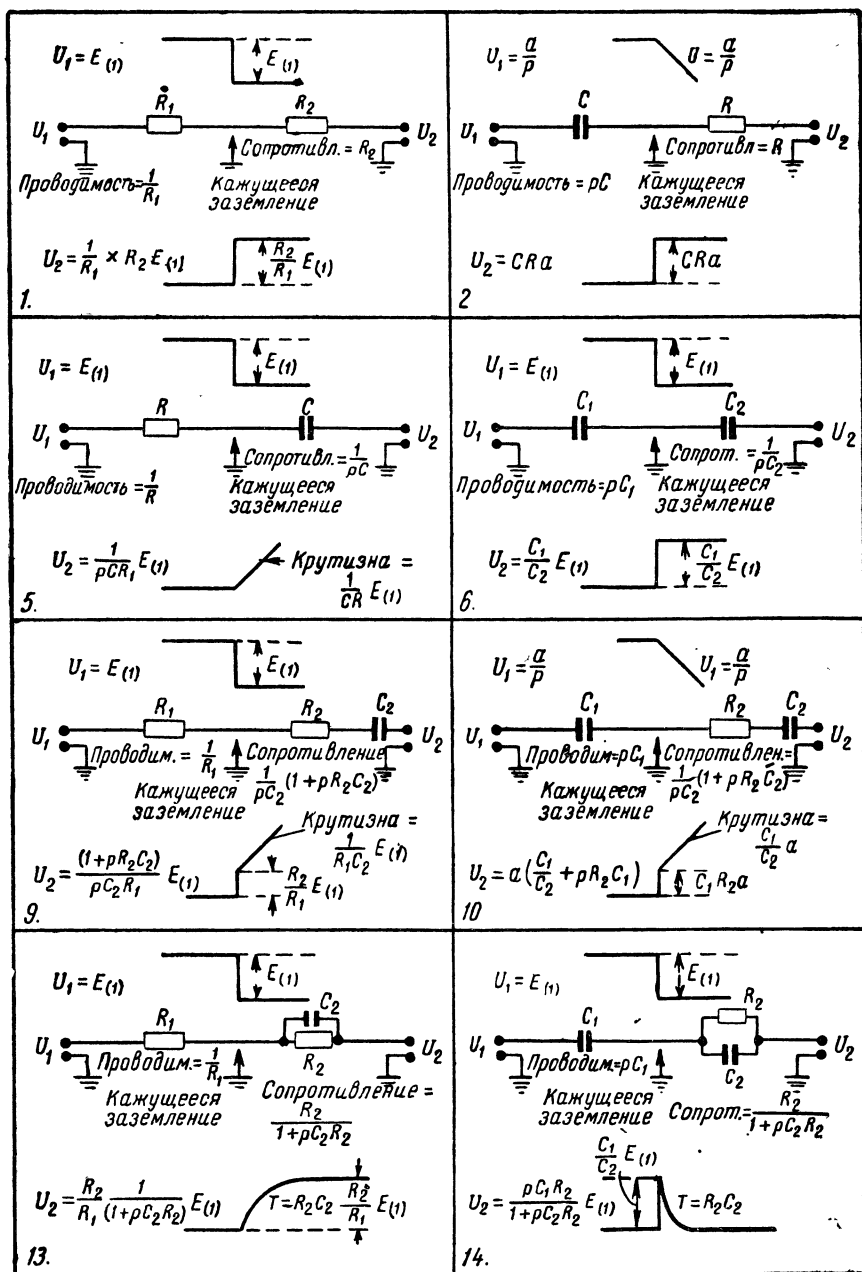
$$U_2 = \frac{i_1}{pC_2(1 + pC_1R_1)}.$$

В схеме рис. VIII.14,б один из элементов цепи обратной связи заземлен. Для определения выходного напряжения нужно вычислить ток i_2 в функции U_2 и ток i_1 в функции U_1 , а затем приравнять их, т. е.

$$i_2 = \frac{U_2}{R_2(2 + pR_2C)} = i_1 = \frac{U_1}{R_1},$$

$$U_2 = \frac{U_1R_2}{R_1}(2 + pR_2C).$$

Допущение, что потенциал точки кажущегося заземления не меняется, правильно только при бесконечно большом коэффициенте



<p>$U_1 = E(t)$</p> <p>Проводимость $\frac{1}{\rho C}$ Сопротивление R_2 $(1 + \rho C R_1)$ Кажущееся заземление</p> <p>$U_2 = \frac{\rho C}{(1 + \rho C R_1)} \times R_2 E(t)$</p> <p>$T = R_1 C$</p> <p>3.</p>	<p>$U_1 = \frac{a}{p}$</p> <p>Проводимость $\frac{1}{R_1(1 + \rho C R_1)}$ Сопротивление R_2 $\frac{1}{R_1(1 + \rho C R_1)}$ Кажущееся заземление</p> <p>$U_2 = \frac{a R_2}{\rho R_1} + a C R_2$</p> <p>4.</p>
<p>$U_1 = E(t)$</p> <p>Проводимость $\frac{1}{\rho C_1}$ Сопротивление $\frac{1}{\rho C_2}$ $(1 + \rho C_1 R_1)$ Кажущееся заземление</p> <p>$U_2 = \frac{C_1}{C_2} \frac{1}{(1 + \rho C_1 R_1)} E(t)$</p> <p>$T = C_1 R_1$</p> <p>7.</p>	<p>$U_1 = E(t)$</p> <p>Проводимость $\frac{1}{R_1(1 + \rho C_1 R_1)}$ Сопротивление $\frac{1}{\rho C_2}$ $\frac{1}{R_1(1 + \rho C_1 R_1)}$ Кажущееся заземление</p> <p>$U_2 = \frac{1}{R_1} (1 + \rho C_1 R_1) \times \frac{1}{\rho C_2} E(t)$</p> <p>8.</p>
<p>$U_1 = E(t)$</p> <p>Проводимость $\frac{1}{\rho C_1}$ Сопротивление $\frac{1}{\rho C_2}$ $(1 + \rho C_1 R_1)$ Кажущееся заземление</p> <p>$U_2 = \frac{\rho C_1}{(1 + \rho C_1 R_1)} \times \frac{1}{\rho C_2} E(t)$</p> <p>11.</p>	<p>$U_1 = \frac{a}{p}$</p> <p>Проводимость $\frac{1}{R_1(1 + \rho C_1 R_1)}$ Сопротивление $\frac{1}{\rho C_2}$ $\frac{1}{R_1(1 + \rho C_1 R_1)}$ Кажущееся заземление</p> <p>$U_2 = \frac{a}{p} \frac{(1 + \rho C_1 R_1)}{R_1} \times \frac{1}{\rho C_2}$</p> <p>12.</p>
<p>$U_1 = E(t)$</p> <p>Проводимость $\frac{1}{\rho C_1}$ Сопротивление $\frac{1}{\rho C_2}$ $(1 + \rho C_1 R_1)$ Кажущееся заземление</p> <p>$U_2 = \frac{\rho C_1 R_2}{(1 + \rho C_1 R_1)(1 + \rho C_2 R_2)} E(t)$</p> <p>15. что $C_2 R_2 > C_1 R_1$</p>	<p>$U_1 = E(t)$</p> <p>Проводимость $\frac{1}{R_1(1 + \rho C_1 R_1)}$ Сопротивление $\frac{1}{\rho C_2}$ $\frac{1}{R_1(1 + \rho C_1 R_1)}$ Кажущееся заземление</p> <p>$U_2 = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{(1 + \rho C_2 R_2)} E(t)$</p> <p>16.</p>

усиления. В схеме простого интегратора (рис. VIII.15) легко выявляется влияние конечного значения коэффициента усиления путем исследования точности соответствия входного напряжения производной от выходного. Для такой схемы

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= -\frac{Z_1}{Z_2} U_2 \left(1 + \frac{1}{A}\right) - \frac{U_2}{A} \\ U_1 &= -R p C U_2 \left(1 + \frac{1}{A}\right) - \frac{U_2}{A}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{VIII.30})$$

где A — коэффициент усиления без обратной связи.

Таким образом, ошибка интегрирования определяется множителем $\left(1 + \frac{1}{A}\right)$. Кроме того, появляется добавочный член $-\frac{U_2}{A}$. Из

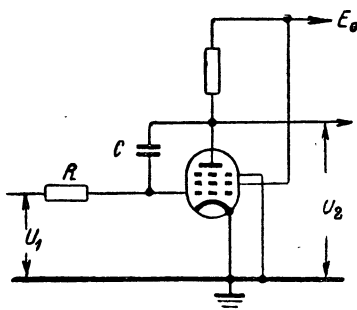


Рис. VIII. 15. Принципиальная схема простого интегратора.

$$U_1 = -R p C U_2 \left(1 + \frac{1}{A}\right) - \frac{U_2}{A}.$$

пью. Для составления эквивалентной схемы такого блока управления следует представить уравнение (VIII.22) в более удобном виде. При $n = 1$

$$\frac{i}{1 + p T_s} \cdot \frac{1}{p C} \cdot \frac{1 + p C_1 R_1}{R_1} \cdot \frac{1}{p C_2} = U. \quad (\text{VIII.31})$$

Этому уравнению соответствует эквивалентная схема, приведенная на рис. VIII.16, являющаяся последовательным соединением схемы рис. VIII.14, a и цепи 8 таблицы VIII.1. Уравнение (VIII.31) представлено в таком виде, что каждый элемент эквивалентной схемы описывается соответствующим множителем уравнения. Из уравнений (VIII.31) и (VIII.22) следует, что

$$\left. \begin{aligned} C R_1 C_2 &= \frac{k_1 k_2}{\omega_n^2}, \\ R_1 C_1 &= S. \end{aligned} \right\} \quad (\text{VIII.32})$$

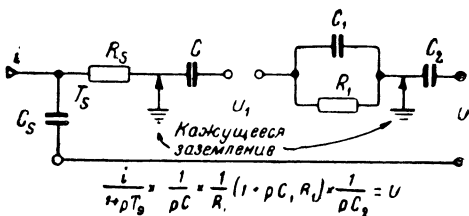


Рис. VIII. 16. Эквивалентная схема системы с двумя интеграторами и одной сглаживающей цепью ($n = 1$).

приведенных ниже примеров видно, в каких пределах можно пренебречь этими ошибками.

Эквивалентная схема двойного интегратора с сглаживающей це-

При $n=2$ уравнение (VIII.22) может быть представлено в следующем виде

$$U = \frac{i}{1+pT_s} \cdot \frac{1}{p(C+C')} \cdot \frac{1+pCR_1}{1+p\frac{C'CR_1}{C+C'}} \cdot \frac{1}{R_2} \cdot \frac{1}{pC_2}.$$

Соответствующая эквивалентная схема приведена на рис. VIII.17. Для этой схемы

$$\left. \begin{aligned} (C+C')R_2C_2 &= \frac{k_1k_2}{\omega_n^2}, \\ CR_1 &= S, \\ \frac{C'}{C+C'}CR_1 &= T_s. \end{aligned} \right\} \quad (\text{VIII.33})$$

Существенная разница между этими схемами, которая может определить их выбор, заключается в том, что для схемы рис. VIII.16

$$U_1 = \frac{pC_2R_1}{1+pC_1R_1} U,$$

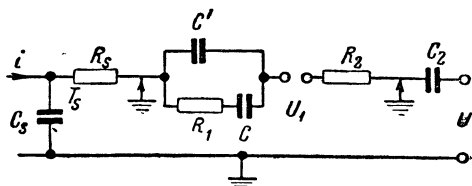
а для схемы рис. VIII.17

$$U_1 = pC_2R_2U.$$

Следовательно, выходное напряжение U_1 первого усилителя с отрицательной обратной связью в схеме рис. VIII.17 является пропорциональной от управляющего сигнала U и, таким образом, пропорционально скорости, в то время как в схеме рис. VIII.16 это напряжение пропорционально скорости, усредненной с постоянной времени R_1C_1 . Необходимость иметь мгновенное или усредненное значение скорости и определяет выбор той или иной схемы. Как правило, следует пользоваться усредненным значением скорости, так как мгновенные значения искажаются при колебаниях величины сигнала. Другим преимуществом схемы рис. VIII.16 является то, что благодаря усреднению несколько уменьшается опасность перегрузки второго усилителя с отрицательной обратной связью при колебаниях величины сигнала, особенно когда его среднее значение велико.

Следует отметить, что при удалении из схемы рис. VIII.17 конденсатора C'

$$\left. \begin{aligned} n &= 1, \\ CR_2C_2 &= \frac{k_1k_2}{\omega_n^2}, \\ CR_1 &= S. \end{aligned} \right\} \quad (\text{VIII.34})$$



$$\frac{i}{1+pT_s} \times \frac{1}{p(C+C')} \times \frac{1+pCR_1}{1+p\frac{C'CR_1}{C+C'}} \times \frac{1}{R_2} \times \frac{1}{pC_2} = U$$

Рис. VIII. 17. Эквивалентная схема системы с двумя интеграторами и двумя сглаживающими цепями ($n=2$),

Эквивалентная схема системы с одним интегратором. Другим интересным примером составления эквивалентной схемы является система с одним интегратором и $n+1$ сглаживающими цепями, описываемая уравнением (VIII.25). Это уравнение может быть представлено в более удобном виде следующим образом

$$p^2 U = \frac{i}{T_1 C} \cdot \frac{p T_1}{1 + p T_1} \cdot \frac{1}{(1 + p T_s)^n} \quad (\text{VIII.35})$$

или, подставляя $\frac{k_1 k_2}{\omega_n^2}$ вместо CS на основании уравнения (VIII.17),

$$p^2 U = i \frac{\omega_n^2}{k_1 k_2} \cdot \frac{p T_1}{1 + p T_1} \cdot \frac{1}{(1 + p T_s)^n} \quad (\text{VIII.36})$$

или, так как

$$\left. \begin{aligned} \frac{\omega_n^2}{k_1 k_2} &= \frac{1}{CC_2 R}, \\ S &= CR, \end{aligned} \right\}$$

то, при $n = 1$

$$U = \frac{i}{1 + p T_s} \cdot \frac{R}{1 + p C R} \cdot \frac{1}{R_2} \cdot \frac{1}{p C_2}.$$

Эквивалентная схема для $n=1$ представлена на рис. VIII.18.

Схемы блока управления с двойным интегратором. Приведенная выше в виде примера схема рис. VIII.16 нашла широкое применение. Если принять, что

ток на выходе временного дискриминатора равен 55 мка на одну микросекунду рас-
согласования и что задержка импульса временного моду-
лятора меняется от 0 до 100 мксек при изменении
управляющего напряжения U на 100 в , то $k_2 = 55 \text{ а/сек}$
и $k_1 = 10^{-6} \text{ сек/в}$. Если счи-
тать, кроме того, что усиле-
ние каскада на пентоде рав-
но бесконечности, то экви-
валентная схема рис. VIII.16
может быть воспроизведена
схемой рис. VIII.19. Основ-
ные элементы схемы рис.
VIII.16 обведены на рис.
VIII.19 жирными линиями.
Схемы отличаются делите-
лем напряжения R_2, R_3 . Он
необходим для того, чтобы
потенциал точки соединения
сопротивлений R_2 и R_3 мог

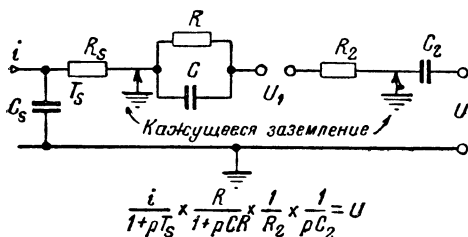


Рис. VIII. 18. Эквивалентная схема системы с одним интегратором и двумя сглаживающими цепями ($n = 1$).

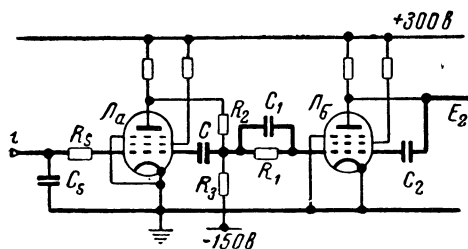


Рис. VIII. 19. Принципиальная схема системы с двумя интеграторами и одной сглаживающей цепью, эквивалентная схема которой была приведена на рис. VIII. 16.

принимать как положительные, так и отрицательные значения относительно земли. Такой же делитель напряжения должен быть поставлен на выходе лампы Λ_6 в тех случаях, когда управляющее напряжение должно иметь возможность менять полярность. В отличие от схемы рис. VIII.16 конденсаторы C и C_1 включены в анодную цепь первой лампы. Преимуществом такого включения является то, что ёмкость конденсаторов может быть меньше, так как анодное напряжение этой лампы больше управляющего напряжения U . Кроме того, при сильном снижении анодного напряжения для получения нужной скорости изменения E_2 , лампа Λ_a не так сильно перегружается.

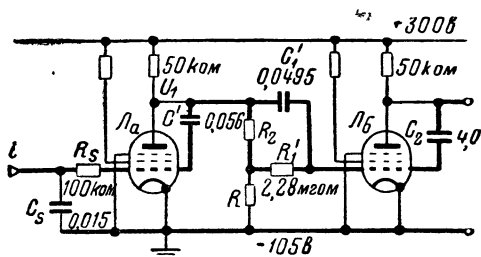


Рис. VIII. 20. Вариант схемы VIII. 19.

На рис. VIII.20 показан вариант схемы рис. VIII.19. Элементы, параметры которых меняются, обозначены штрихом (C' , C'_1 и R'). Если C' взято равным C , а U_1 является анодным напряжением первой лампы (постоянная составляющая напряжения должна быть около 150 в), то $C'_1 = C_1$, а R'_1 должно быть изменено. Напряжение U_1 делится пополам сопротивлениями R_2 и R . Следовательно, для того, чтобы токи в R_1 рис. VIII.19 и R'_1 рис. VIII.20 были равны, необходимо, чтобы при $R_2 = R$

$$\frac{U_1}{2} \cdot \frac{1}{R'_1 + \frac{R_2}{2}} = \frac{U_1}{R_1}$$

или

$$R'_1 = \frac{R_1 - R_2}{2}.$$

Значение элементов интегратора проще определить для схемы рис. VIII.19, для схемы же рис. VIII.20 нужно учесть приведенные выше соотношения.

Величина сопротивления R_s , включенного последовательно с временным дискриминатором, не может быть взята произвольно большой, так как при рассогласовании произведение тока на сопротивление не должно превышать нескольких вольт.

При увеличении рассогласования (разности $R - R'$) ток рассогласования временного дискриминатора сначала возрастает линейно, пока ток не достигнет максимального значения $i_{\text{макс}}$. При дальнейшем рассогласовании ток начинает падать. При макси-

мальном значении обратного напряжения постоянного тока на дискриминаторе, равном ± 4 в, и максимальном токе рассогласования 40 мка R_s не должно превышать $\frac{4 \cdot 10^6}{40} = 10^5$ ом. Наибольшее значение C_s определяется выбранной величиной ω_n , а наименьшее значение — степенью сглаживания пульсаций частоты повторения. При частоте повторения 650 гц и $i_{\max} = 40$ мка заряд конденсатора C_s за один импульс равен $\frac{40}{650} = 0,0616$ мкк. Если допустить колебание напряжения на выходе дискриминатора в 4в, то $C_s \geq \frac{0,0616}{4} \geq 0,015$ мкф. Таким образом, наименьшим значением постоянной времени $C_s R_s$ является 0,0015 сек. С точки зрения устойчивой работы $T_s \omega_n$ должно быть не более 0,4, следовательно,

$$(\omega_n)_{\max} = \frac{0,4}{T} = 265 \text{ радиан/сек.}$$

Если частота ω_n меньше $(\omega_n)_{\max}$, то система будет устойчивой и при больших значениях T_s . Обычно из-за шумов и замираний сигнала требуется более высокое сглаживание, поэтому значение ω_n выбирается не очень большим. В одной из установок автоматического сопровождения значению скорости цели 820 км/час должно было соответствовать напряжение 30 в. Значение ω_n было взято равным 6 ($f_n = 1$ гц). Для получения правильного масштаба шкалы скорости $R_1 C_2$ выбирают исходя из следующих соображений

$$pR' = pk_1 U = \frac{820 \cdot 6,7}{3600} = 1,53 \text{ мсек/сек,}$$

$$U_1 = pR_1 C_2 U = 30 \text{ в,}$$

следовательно,

$$R_1 C_2 = \frac{30}{pU} = \frac{30k_1}{1,53},$$

при

$$k_1 = 1,38 \text{ мсек/в}$$

$$R_1 C_2 = 27 \text{ сек.}$$

Подходящим значением для C_2 является 4 мкф. Следовательно,

$$R_1 \approx 6,75 \text{ мгом.}$$

Соответственно, сопротивление R'_1 в схеме рис. VIII.20 при $R_1 = R = 2,2$ мгом должно быть равно

$$R'_1 = \frac{R_1 - R_2}{2} = 2,27 \text{ мгом.}$$

Согласно уравнению (VIII.32)

$$CR_1C_2 = \frac{k_1k_2}{\omega_n^2},$$

откуда при $k_2 = 55 \text{ а/мксек}$

$$C = \frac{55 \cdot 10^{-6}}{27 \cdot 36} = 0,056 \text{ мкф.}$$

Выбор величины C_1 обуславливается необходимым затуханием. Для критического значения затухания (уравнение VIII.18)

$$C_1R_1\omega_n = 2,$$

откуда

$$C_1 = \frac{2}{R_1\omega_n} = \frac{2}{6,75 \cdot 106 \cdot 6} = 0,0495 \text{ мкф.}$$

Анодные сопротивления взяты по 50 *ком*. Необходимо еще проверить правильность допущения, что коэффициент усиления одного каскада достаточно велик. Лампа L_6 является пентодом с большой крутизной, коэффициент усиления которой при анодном сопротивлении 50 *ком* равен приблизительно 100. Член $\frac{Z_1}{Z_2}$ в уравнении (VIII.30) определяет основные функции устройства, величина же $\frac{Z_1}{Z_2} \left(1 + \frac{1}{A}\right)$ отличается от необходимой на 1 %. Кроме того, член $\frac{U_2}{A}$ вносит систематическую ошибку совмещения. Для каждого данного значения U величина U_1 может быть принята равной нулю, однако при изменении U значение U_1 изменяется на величину $\frac{1}{A}U$. Следовательно, ошибка по скорости составляет $\frac{1}{A}$ часть от выработанного значения дальности. В разбираемом примере U изменяется от +50 *в* до +150 *в*. Если значение U_1 , для которого $U = 100 \text{ в}$, принять в качестве нулевого значения скорости, то при сопровождении неподвижной цели в установившемся режиме максимальное отклонение U_1 от нуля будет $\pm 0,5 \text{ в}$. Так как скорости 820 *км/час* соответствует значение $U_1 = 30 \text{ в}$, ошибка по скорости, определяемая этим членом уравнения, будет равна

$$\frac{0,5}{30} \cdot 100 = 1,6 \text{ \%}.$$

Такого же порядка ошибки будут наблюдаться при сопровождении движущихся целей, причём ошибка по скорости будет зависеть от дальности.

Другие типы интеграторов. Составление эквивалентных схем дифференциального интегратора и интегратора „следящего“ типа, изображённых на рисунках VIII.21 и VIII.22 и описанных в главе

XIX книги „Генерирование электрических колебаний специальной формы“, может быть осуществлено теми же методами, что и для интегратора с отрицательной обратной связью. Поскольку уравнения, описывающие поведение интеграторов всех трёх типов, одинаковы, за исключением членов, определяющих ошибки, выбор того или иного типа определяется в основном схемными соображениями. Например, интегратор с отрицательной обратной связью очень удобен тем, что источник входного сигнала может быть не-

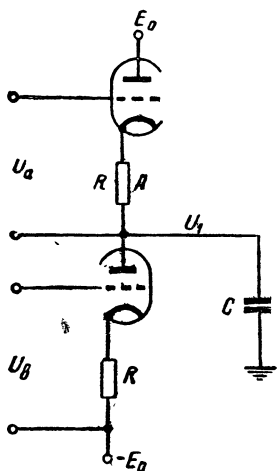


Рис. VIII. 21. Принципиальная схема дифференциального интегратора.

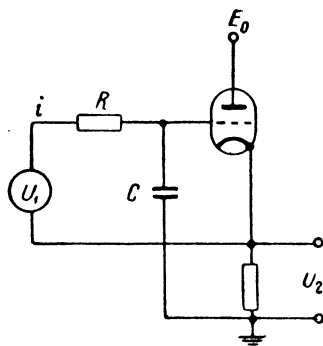


Рис. VIII. 22. Принципиальная схема интегратора следящего типа.

посредственно заземлён или присоединен к какой-либо точке постоянного потенциала. Преимуществом дифференциального интегратора является возможность осуществления вычитания или сравнения двух сигналов одновременно с их интегрированием или сглаживанием. Однако как в дифференциальном, так и следящем интеграторах источник входного сигнала не может быть заземлен. По этим соображениям следящий интегратор не обладает какими-либо особыми преимуществами. Одно время считалось, что интегратор типа катодного повторителя даст возможность работать с пониженными сеточными токами*. Однако это оказалось ошибочным, и такой интегратор является обыкновенным усилителем постоянного тока. Дифференциальный интегратор обладает еще тем недостатком, что сопротивление R нельзя брать очень большим из-за токов утечки между катодом и подогревателем и элек-

* Сеточные токи в катодном повторителе меньше, чем в обычном усилителе постоянного тока, вследствие того, что напряжение между сеткой и катодом катодного повторителя незначительно изменяется даже при большом входном напряжении. Поэтому смещение может быть выбрано таким образом, чтобы обеспечить минимальные сеточные токи. Это соображение в случае интегратора такого типа теряет силу, так как входное напряжение триодного интегратора значительно больше, чем пентодного.

тронного потока между анодом и катодом, не управляемого сеточным напряжением. Величина сопротивлений в следящем интеграторе и интеграторе с отрицательной обратной связью ограничена только сеточными токами, обычно очень незначительными.

Уравнение дифференциального интегратора имеет вид

$$R_{\varepsilon} C p U = \frac{\mu}{2} (U_a - U_b) - U,$$

где

$$R_{\varepsilon} = \frac{R_i + (\mu + 1) R}{2}.$$

Если ввести обозначения $R = Z_1$, $\frac{1}{pC} = Z_2$ и принять, что $R_{\varepsilon} \approx \frac{\mu}{2} R = \frac{\mu}{2} Z_1$ и что $A = \frac{\mu}{2}$, то уравнение может быть переписано следующим образом

$$A \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{A(U_a - U_b) - U}{U},$$

или

$$\frac{U_a - U_b}{U} = \frac{Z_1}{Z_2} \left(1 + \frac{1}{A} \right).$$

Это уравнение идентично уравнению (VIII.30) за исключением систематической ошибки совмещения, исчезающей, если принять, что $R_{\varepsilon} = \frac{\mu}{2} R$. Применение такого интегратора в схеме измерения времени дано в § 10 гл. IX. Следует отметить, что выбор типа сопротивлений Z_1 и Z_2 ограничен, так как они не могут быть, например, ёмкостными.

Уравнение следящего интегратора совершенно подобно уравнению интегратора с отрицательной обратной связью. Уравнение имеет вид

$$U_1 = \frac{U_2}{G} (pRC + 1 - G) = U_2 pRC \left(\frac{1}{G} + \frac{1-G}{G} pRC \right),$$

где G — коэффициент усиления катодного повторителя, практически равный единице.

Если обозначить $\frac{1}{pC}$ через Z_2 и R через Z_1 , то

$$U_1 = \frac{Z_1}{Z_2} \cdot \frac{1}{G} U_2 + \frac{1-G}{G} U_2 \approx \frac{Z_1}{Z_2} U_2,$$

что сходно с уравнением (VIII.30). Таким образом, характеристики и ошибки всех типов интеграторов практически одинаковы.

9. Способность «запоминания» и сопровождения по инерции

При пропадании сигнала ток дискриминатора падает до нуля. В зависимости от типа схемы, устройство обладает способностью «запоминания» последнего значения скорости или положения отраженного сигнала. При этом необходимо, во-первых, чтобы временной дискриминатор был хорошо сбалансирован во избежание появления ложного сигнала ошибки от внутренних шумов, и, во-вторых, чтобы в отсутствии шумов сигнал ошибки, обусловленный токами утечки в схеме, был достаточно мал. Однако выполнить оба эти условия достаточно трудно. Одним из методов борьбы с появлением ложного сигнала ошибки является включение неоновой лампы с не-

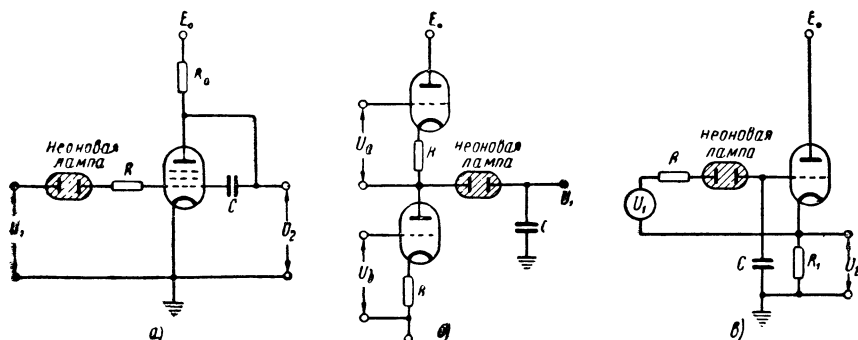


Рис. VIII. 23. Схемы включения неонowego разъединителя:

а — интегратор с анодно-сеточной емкостью; б — дифференциальный интегратор, в — интегратор следящего типа.

большим напряжением зажигания последовательно с интегрирующим конденсатором. Неоновая лампа зажигается только тогда, когда сигнал ошибки, усиленный первым каскадом интегратора, достигает определенного значения. В отсутствии сигнала токи из-за недостаточно хорошей балансировки дискриминатора или токи утечки обычно слишком малы, чтобы зажечь неоновую лампу. Соответствующие схемы показаны на рис. VIII.23.

Следует отметить, что простое включение неоновой лампы последовательно с интегрирующим конденсатором дает вполне удовлетворительные результаты только в случае дифференциального интегратора. В двух других типах интеграторов напряжение на выходе дискриминатора должно быть достаточно велико для надежного срабатывания неоновой лампы. Если дифференциальный интегратор почему-либо не может быть применен и вместе с этим необходим разъединитель, можно применить вместо неоновой лампы два включенных навстречу диода с небольшим запирающим смещением. При этом, конечно, токи утечки в схеме диодов должны быть значительно меньше токов из-за плохой балансировки. Схема с диодами особенно пригодна в тех случаях, когда необходим автоматический разъединитель без петли затягивания, свойственной неоновой лампе.

Для осуществления сопровождения по инерции необходимы выключатель или реле, отключающие дискриминатор по усмотрению оператора или в результате срабатывания какого-либо устройства, автоматически отмечающего наличие сигнала помехи. Неоновый разъединитель является в этом смысле своеобразным выключателем сопровождения по инерции, отключающим временной дискриминатор, когда сигнал ошибки находится на пределе различимости или в момент точного совмещения.

Токи утечки выключателя сопровождения по инерции должны быть очень малы, во избежание появления добавочного тока в интегрирующем конденсаторе и, как следствия, изменения значения выработанной скорости сопровождения. Обычно одновременно с отключением временного дискриминатора параллельно конденсатору обратной связи включается большой конденсатор с соответствующим зарядом. Такое устройство применено в описываемой в § 1 главы IX системе автоматического сопровождения по дальности станции Обое.

10. Механические блоки управления

С помощью механических элементов можно принципиально создать такой же блок управления, как и с электронными лампами. Существует ряд типов механических интеграторов, однако наиболее подходящей для блока управления является следящая система с управлением по скорости с тахогенераторной обратной связью, схематически изображенная на рис. VIII.24. Такой интегратор обла-

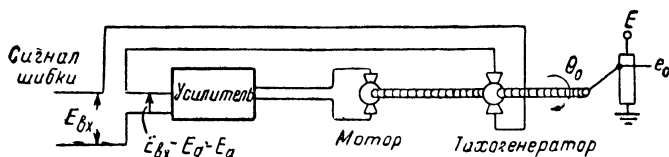


Рис. VIII. 24. Скелетная схема механического интегратора.

дает рядом преимуществ относительно других механических интеграторов, например, шарикового фрикционного механизма, заключающихся в том, что он может быть составлен из нормальных элементов, имеет большой коэффициент усиления, неограниченную величину крутящего момента передаточного механизма на счетно-решающее устройство и систему передачи данных и, наконец, точность его работы практически не зависит от нагрузки. Цепь обратной связи, содержащая сервоусилитель, мотор и тахогенератор, могут рассматриваться, как усилитель напряжения. Такой интегратор эквивалентен усилителю с отрицательной обратной связью с активными входным сопротивлением и сопротивлением в цепи обратной связи, эквивалентная схема которого приведена в таблице VIII.1 (схема № 1). Процесс интегрирования осуществляется благодаря определенному соотношению между вращением генера-

тора и его выходным напряжением. Положение оси генератора пропорционально интегралу напряжения генератора по времени. При соблюдении условий устойчивости механический интегратор может быть видоизменен подобно электрическому таким образом, чтобы он выполнял одновременно функции сглаживания и стабилизации обратной связи. Такое видоизменение может быть осуществлено с помощью того или иного сочетания элементов с активным и ёмкостным сопротивлениями в цепи обратной связи. Простейшая схема с последовательно соединенными активным сопротивлением и ёмкостью показана на рис. VIII.25. Её передаточная характеристика имеет вид $\frac{\theta_0}{e_{вх}} = \frac{a(1+pRC)}{p}$, где a определяется тахогенератором и численно равно напряжению в вольтах на один оборот в минуту.

В соответствии с эквивалентными схемами таблицы VIII.1 могут быть составлены и другие варианты такой следящей системы,

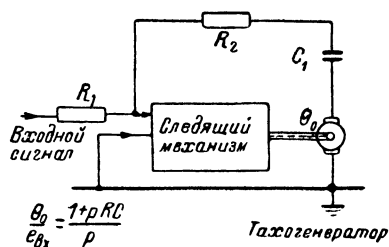


Рис. VIII. 25. Скелетная схема следящей системы с обратной связью от тахогенератора.

однако нужно при этом всегда иметь в виду, что система должна быть устойчивой и что выходным сигналом является скорость вращения оси системы.

Замечание относительно целесообразного порядка аналитического исследования следящих систем, сделанное в конце § 7, может быть особенно рекомендовано в применении к механическим системам. Однако в частном случае, при расчёте следящей системы, показанной на

рис. VIII.25, необходимость в проверке устойчивости системы отпадает, если период $\frac{1}{f_n}$ достаточно велик.

Механическая система автоматического измерения времени должна удовлетворять следующим требованиям, степень выполнения которых определяется свойствами выбранного механического блока управления. Система должна обладать достаточно большим коэффициентом усиления, чтобы совмещение отметки дальности с сигналом, отражённым от цели, могло быть осуществлено с заданной точностью по дальности. Сопровождение должно быть достаточно инерционным, т. е. следящая система должна быть достаточно вялой для того, чтобы внутренние шумы не создавали ощутимых колебаний выходного сигнала и не могли вызвать рассогласования отметки и сигнала. Вместе с тем инерционность не должна быть настолько велика, чтобы препятствовать быстрому совмещению отметки дальности с сигналом и чтобы вызывать заметную скоростную ошибку.

Механические блоки управления являются достаточно сложными устройствами. Поэтому они применяются лишь в случае использо-

вания временного модулятора механического типа или системы передачи данных, управляемой механическим сигналом. Однако даже в этих случаях, как показано в § 15, может быть использована электрическая система сопровождения в сочетании с механизмом, вырабатывающим управляющее напряжение. Такая система требует более сложной аппаратуры, что однако оправдывается в тех случаях, когда электрическая следящая система используется одновременно для быстрого выбора цели или для автоматического поиска.

Существенным преимуществом механического блока управления является отсутствие систематической ошибки совмещения, определяемой членом $-\frac{U_2}{A}$ в урав-

нении (VIII.30). Положение равновесия в механической следящей системе может быть очень стабильным, так что чёткость работы «памяти» по скорости или положению определяется исключительно качеством балансировки шумового напряжения во временном ди-

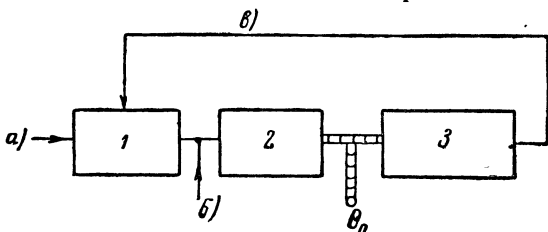


Рис. VIII. 26. Скелетная схема механической системы автоматического измерения времени с одним интегратором:

а — вход видеосигнала, б — вход данных по скорости, в — селекторные полуимпульсы; 1 — временной дискриминатор, 2 — механизм управления по скорости, 3 — механический временной модулятор.

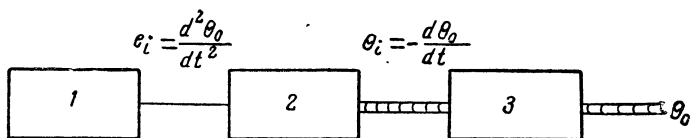


Рис. VIII. 27. Скелетная схема механической системы с двумя интеграторами:

1 — временной дискриминатор, 2 — механизм управления по скорости, 3 — механизм управления по скорости.

скриминаторе. В случае невозможности достижения хорошей балансировки временного дискриминатора в механических системах также может быть применен неоновый или диодный разъединитель.

На рис. VIII.26 изображена скелетная схема механической системы автоматического измерения времени с одним интегратором, обладающей только «памятью» по положению. Наличие переходной «памяти» по скорости определяется исключительно сглаживающим устройством, включённым перед системой управления по скорости (см. § 7).

На рис. VIII.27 показана скелетная схема системы с двумя интеграторами, обладающей «памятью» по скорости. В системе применены два механизма управления по скорости. Такие системы, насколько известно, применялись для управления по угловым коор-

динатам, а не по дальности. Преимуществом такой системы является то, что как сама координата, так и скорость её изменения передаются непосредственно на выходные валики системы.

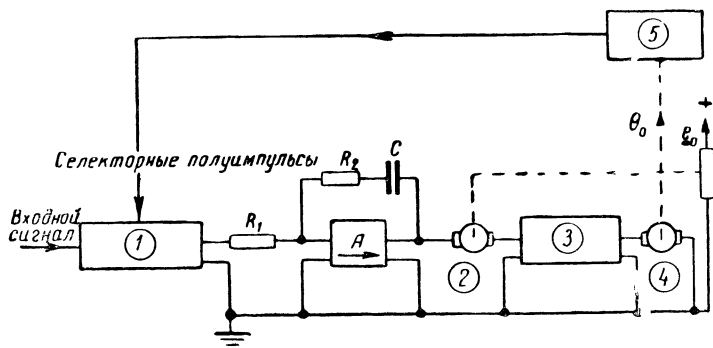


Рис. VIII. 28. Скелетная схема системы с электрическим и механическим интеграторами:

1 — временной дискриминатор, 2 — тахогенератор, 3 — усилитель, 4 — управляющий мотор, 5 — временной модулятор.

На рис. VIII.28 показана смешанная система, состоящая из электрического и механического интеграторов. Механический интегратор применяется для интегрирования скорости изменения дальности, а интегратор с отрицательной обратной связью для интегрирования ускорения. Система обладает тем недостатком, что данные по скорости изменения дальности не передаются непосредственно в виде механического сигнала.

Временные дискриминаторы

11. Общие соображения

В схеме измерения времени основной процесс демодуляции по времени в простейшем виде выполняется временным дискриминатором. Временной дискриминатор отмечает не абсолютное значение модуляции отражённого сигнала по времени, а величину и знак разности во времени между местным селекторным импульсом (отметкой дальности) и принятым сигналом.

Несколько типов временных дискриминаторов описано в главе IX книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы». В этой главе будут описаны временные дискриминаторы, применяющиеся в автоматических системах сопровождения по дальности.

Первой необходимой операцией является временная селекция. Принятый импульс должен быть выделен из всех остальных сигналов и разделен на две смежные во времени части. Эта операция осуществляется с помощью двух временных селекторов. Селекторный импульс (первый и второй «полуимпульсы») модулируется по

времени местным временным модулятором. Выходные напряжения временных селекторов детектируются и сравниваются в дифференциальном детекторе (см. главу XIV книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы»). Разностный ток (или напряжение) преобразуется в блоке управления в управляющий сигнал местного временного модулятора. Селекторные полуимпульсы предназначены для деления видеосигнала на две равные половины. Управляющий сигнал временного модулятора осуществляет непрерывное симметричное совмещение селекторных полуимпульсов с видеосигналом, благодаря чему вырабатывается значение временной модуляции видеосигнала.

Временной дискриминатор должен вырабатывать достаточно большой выходной сигнал (в микроамперах на микросекунду рассогласования) относительно уровня шумов, причём его положение равновесия должно быть стабильным. К положению равновесия предъявляются два требования. Выходной ток (или напряжение) должен быть равен нулю в отсутствии сигнала. Кроме того, при симметричном делении сигнала полуимпульсами выходной ток должен быть равен нулю независимо от уровня сигнала. Последнее требование относится также к шумам. Отсутствие выходного сигнала при наличии шумов необходимо для того, чтобы при замирании сигнала не могло измениться выработанное значение скорости или положения цели. Независимость равновесия от уровня сигнала гарантирует стабильность селекторных полуимпульсов при флуктуациях сигнала. Разбалансировка по шумам может также привести к смещению точки совмещения при небольшом отношении сигнала к шумам.

Отсутствие выходного сигнала при наличии шумов совершенно необходимо, если установка обладает «памятью» по скорости или положению и если в схеме отсутствует разъединитель (например, неоновая лампа). При отсутствии разъединителя на временной дискриминатор должен подаваться видеосигнал большой амплитуды с возможно малым последующим усилением. При этих условиях влияние как статической, так и динамической разбалансировки временного дискриминатора могут быть сведены до минимума.

Поскольку генерирование селекторных полуимпульсов нигде специально не описано, эти схемы будут включены в описание временных дискриминаторов.

12. Простейшие временные дискриминаторы

В простейшем временном дискриминаторе операции сравнения двух сигналов во времени и по амплитуде, а также функции блока управления выполняются в одном и том же устройстве. Основными преимуществами таких устройств является их малогабаритность, малый вес, небольшое число деталей и небольшая потребляемая мощность. Вследствие этого они обычно применяются в самолётных радиолокационных установках в тех случаях, когда чувствитель-

ность к помехе и несовершенная балансировка не имеют очень серьезного значения.

Временной дискриминатор установки AGL(T) (установки для автоматической наводки турельных самолётных орудий). Выходное напряжение единственного временного селектора в дискриминаторе английской установки AGL(T) тип I детектируется и сравнивается с опорным напряжением, в результате чего можно судить о степени совмещения селекторного импульса и сигнала. Во временном дискриминаторе вырабатываются два селекторных импульса, однако только один из них совмещается с отражённым сигналом

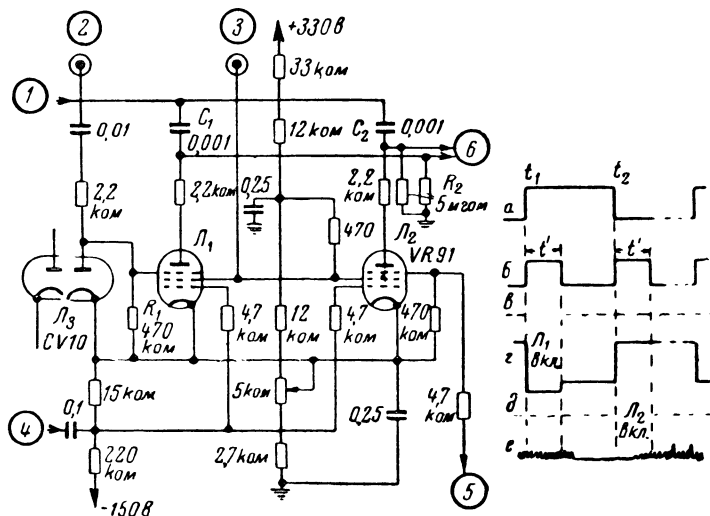


Рис. VIII. 29. Принципиальная схема временного дискриминатора установки AGL - (T):

1 — вход видеосигналов через цепь задержки, 2 — вход прямоугольного импульса a , 3 — выход на контрольный осциллоскоп, 4 — к цепи сетки фантастроны, 5 — вход прямоугольного импульса z , 6 — к дифференциальному усилителю.

(см. рис. VIII.29). На диаграмме a изображен предваряющий импульс длительностью 20 мксек, с задним фронтом которого совпадает начало высокочастотного импульса передатчика. На диаграмме $б$ показано выходное напряжение фантастроны. Его колебания возникают в момент t_1 и прекращаются через интервал t' , после чего возникают в момент t_2 , прекращаясь опять через интервал t' . Величина интервала t' определяется значением управляющего напряжения. Диаграмма $г$ является выходным напряжением усилителя, на вход которого подано напряжение a . На диаграмме $д$ показано выходное напряжение приёмника. Отсутствие шумов в области вблизи t_2 является следствием селективного уменьшения коэффициента усиления приёмника во избежание его перегрузки под действием импульса передатчика.

На схеме рис. VIII.29 изображены два пентодных детектора L_1 и L_2 , работающих в селекторном режиме. Селекторные импульсы (диаграмма б) подаются на управляющие сетки от фантастрона дальности, так что ток в лампах может возникнуть за один период повторения дважды в течение интервалов t' . На защитные сетки подаются положительные прямоугольные сигналы (диаграммы а и г). Таким образом, через лампу L_1 проходит ток в течение интервала t' , следующего непосредственно после точки t_1 , так как при этом смещение на управляющей и защитной сетках равно нулю, а на экранирующую сетку подается $+100$ в. В течение интервала t' , следующего за точкой t_2 , лампа L_1 заперта, в то время как ток проходит через лампу L_2 . На управляющие сетки подается нормально напряжение смещения -10 в. При подаче импульса напряжение не может перейти за нуль из-за включенных последовательно сопротивлений. Смещение на защитных сетках получается за счет токов, протекающих через сопротивления R_1 в течение положительных полупериодов, благодаря чему при подаче прямоугольных импульсов на этих сетках автоматически устанавливается нулевое напряжение.

Величина тока, протекающего через лампу L_1 в интервале совпадения импульсов а и б, определяется выходным напряжением приемника, являющимся анодным напряжением этих ламп. Как видно из диаграммы, выходное напряжение е приемника в течение первого селекторного импульса определяется исключительно шумами, так как этот селекторный импульс возникает в самом конце периода повторения. После прекращения первого селекторного импульса на конденсаторе C_1 остается заряд, пропорциональный среднему значению шумов за интервал t' . Этот конденсатор разряжается по экспоненте через сопротивление с постоянной времени 4700 мксек. Частота повторения равна 670 гц.

Лампа L_2 работает точно так же. В условиях, показанных на рисунке, заряд конденсатора C_2 будет определяться не только шумами, но и той частью отраженного сигнала, которая попала в интервал t' , следующий за точкой t_2 . Если цепи обоих детекторов одинаковы, то отрицательное напряжение на конденсаторе C_2 будет больше напряжения на конденсаторе C_1 на величину, определяемую уровнем отраженного от цели сигнала во втором селекторном импульсе. При отсутствии отраженного сигнала разность напряжений на конденсаторах равна нулю, за исключением некоторой разбалансировки шумов, вызванной действием селективной регулировки усиления. Временной модулятор устроен таким образом, что в отсутствии сигнала на выходе временного дискриминатора он производит медленный поиск по дальности путем изменения длительности интервала t' . Сопротивления по 2,2 ком, включенные в анодные цепи ламп L_1 и L_2 , несколько уменьшают разбалансировку, обусловленную возможным изменением параметров этих ламп. При этом постоянная времени заряда составляет не

менее 2,2 мксек, что обеспечивает при длительности импульса 0,5 мксек заряд, пропорциональный среднему значению.

Выходное напряжение селекторных ламп подается на дифференциальный усилитель, питающий механизм управления. Механизм управления вращает потенциометр дальности таким образом, что длительность интервала t' определяется всегда положением переднего фронта ближайшего отраженного сигнала.

Описанной системе свойственна простота схем с одним селекторным импульсом и достоинства схем с двумя селекторными полумпульсами. В первом варианте установки отсутствовала селективная регулировка усиления, и средние значения шумов в обоих селекторных импульсах были равны. Однако при изменении амплитуды отраженного сигнала точка совмещения смещается. Применение автоматической регулировки усиления уменьшает эту ошибку.

Временной дискриминатор системы Обое. Второй тип простейшего временного дискриминатора применен в наземных станциях английской установки Обое. В этой установке ответный сигнал самолета автоматически сопровождается по дальности, причём выработанное напряжение, пропорциональное дальности, используется либо для ведения самолета по курсу постоянной дальности, либо для подачи сигнала сбрасывания бомб в зависимости от того, в какой из двух наземных станций установлен временной дискриминатор. Полное описание механизма сопровождения приведено в § 2 главы IX.

Схема временного дискриминатора изображена на рис. VIII.30. Сигнал от ответчика, расположенного на самолете, подается на временной дискриминатор через катодный повторитель L_2 с максимальным напряжением 90 в (диаграмма г). Генератор селекторных импульсов L_1 формирует селекторные импульсы, показанные на диаграммах б и в. Селекторные импульсы отличаются по длительности. Второй, длинный селекторный импульс в, полностью перекрывает сигнал ответчика. Первый, короткий импульс б, перекрывает первую половину длинного селекторного импульса. Временной дискриминатор состоит из двух детекторов, на выходе которых сравнивается половина среднего напряжения сигнала ответчика, выделенного длинным селекторным импульсом с полным средним напряжением сигнала, выделенного коротким селекторным импульсом. Напряжение на выходе детектора, управляемого длинным селекторным импульсом, может быть использовано также для автоматической регулировки усиления и для измерения величины ответного сигнала.

Короткий селекторный импульс подается на управляющую сетку лампы L_3 . При этом уровень напряжения поднимается от —170 в до —150 в, при котором возникают сеточные токи (так как на катод лампы подано —150 в). Анодное напряжение лампы L_3 падает до тех пор, пока напряжение на катоде диода L_4 не окажется равным нулю относительно земли. В этот момент через диод L_4 начинает проходить ток, вследствие чего потенциал точки

[illegible]

a — форма колебания на управляющей сетке лампы L_1 , b — форма колебания на управляющей сетке лампы L_2 , v — форма колебания на управляющей сетке лампы L_6 , z — видеосигнал.

41

лампы L_3 — через короткую линию задержки. Лампы L_2 и L_3 работают в триодном режиме. На аноды ламп подается узкий селекторный импульс. Нормально на аноды ламп L_2 и L_3 подается отрицательное напряжение с сопротивления в цепи катодного повторителя, следящего за сигналом ошибки. Благодаря этому анодное напряжение селекторных ламп почти не зависит от величины выходного напряжения.

При совпадении видеосигнала и селекторного импульса лампа L_2 заряжает конденсаторы C_1 и C_2 , в то время как лампа L_3 разряжает эти конденсаторы. Чувствительность схемы равна приблизительно 150 в на одну микросекунду рассогласования. При отсутствии селекторного импульса и видеосигнала конденсаторы C_1 и C_2 могут разряжаться только через сопротивления утечки, вследствие чего заряд остается постоянным за период повторения.

На катоды ламп L_2 и L_3 подается отрицательный импульс смещения, величина которого подобрана таким образом, что при подаче селекторного импульса на аноды ток через лампы не начинает проходить, пока на управляющие сетки не будет подан видеосигнал. Это необходимо для того, чтобы при наличии шумов не мог возникнуть ток разбалансировки, однако недостаток такого включений заключается в том, что сигналы с небольшим уровнем попадают в область малой крутизны характеристики ламп. Кроме того, эта схема не достигает цели в случае автоматической регулировки усиления, так как при этом в отсутствие сигнала уровень шумов достигает большой величины. Лучшим решением было бы уменьшение смещения на управляющих сетках и внесение в схему регулировки баланса схемы, чтобы можно было поддерживать при наличии шумов напряжение на конденсаторах C_1 и C_2 , равное нулю.

Напряжение сигнала ошибки подается на временной модулятор через катодный повторитель L_4 .

Описание временного демодулятора, подобного выше описанному, приведено в главе XIV книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы».

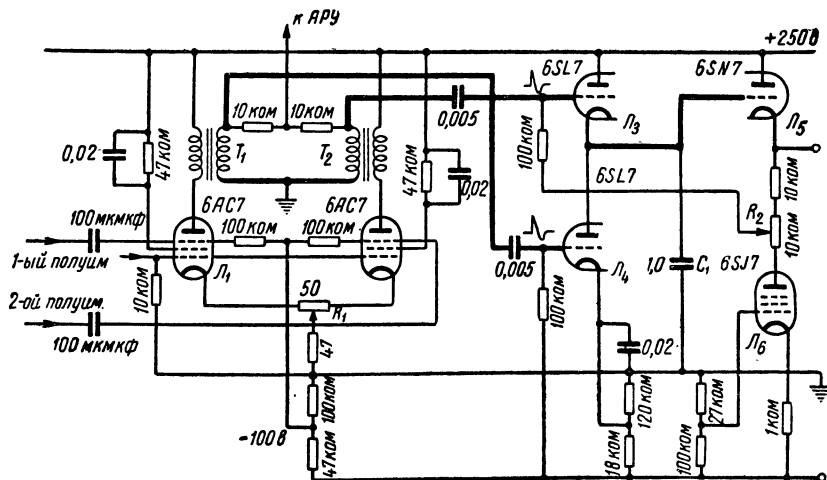
13. Временные дискриминаторы с отдельными временными селекторами и детекторами

В описанной ниже схеме функции временной селекции и детектирования разделены. Непосредственным недостатком такой схемы является увеличение нестабильности нуля при смене ламп благодаря их увеличенному количеству. В схеме применен принцип заряда и разряда одной и той же ёмкости, как в схеме станции SCR-784. Выходным сигналом служит ток, а не напряжение, как в станции SCR-784.

Схема изображена на рис. VIII.32. От усилителя L_1 на сетку лампы L_2 подается видеосигнал с уровнем 20 в. На катод лампы L_2 подано отрицательное напряжение 300 в. При отсутствии се-

этом возникает импульс напряжения на трансформаторе T_1 и через диод \mathcal{L}_6 проходит отрицательный ток заряда конденсатора C_1 . По окончании первого селекторного полуимпульса возникает второй полуимпульс, вследствие чего анодный ток лампы \mathcal{L}_2 начинает протекать через лампу \mathcal{L}_4 . Вследствие этого через диод \mathcal{L}_7 проходит положительный ток заряда конденсатора C_1 . Если среднее значение тока в течение каждого полуимпульса одинаково, заряд конденсатора C_1 будет равен нулю. При неравенстве среднего значения напряжения на сетке лампы \mathcal{L}_2 в течение первого и второго полуимпульсов, напряжение на конденсаторе C_1 будет иметь соответствующее положительное или отрицательное значение. Конденсатор C_1 присоединен к низкоомному входному сопротивлению интегратора с отрицательной обратной связью через анодно-сеточ-

ную ёмкость. Чувствительность этого временного дискриминатора равна 55 мкА/мксек. Он был принят при расчете блока управления в § 8. Допуски: 16 в на разность выходных напряжений, ± 4 в на обратное напряжение и ± 4 в на фон определяются разницей в 16 в между напряжениями смещения на диодах.



щения на них. Потенциометр R_1 выравнивает коэффициенты усиления в случае асимметрии трансформатора. При полном изменении сопротивлений в плечах разбалансировка не превосходит 10%.

Благодаря применению трансформатора тока решается задача сохранения балансной чувствительности дифференциального амплитудного детектора при отклонении выходного напряжения от среднего значения смещения на диодах. Другим способом решения этой задачи с источником с малым внутренним сопротивлением является изменение среднего значения смещения на диодах в соответствии с изменением выходного напряжения на конденсаторе. Такой метод применен во временном дискриминаторе самолетного радиодальномера (AN/APG-15, AN/APG-5), схема которого изображена на рис. VIII.33.

Лампы L_1 и L_2 являются пентодными временными селекторами. Селекторные импульсы подаются на защитные сетки, а видеосигналы на управляющие. Трансформаторы в анодной цепи служат для выбора нужной полярности выходных сигналов. Вторичные обмотки трансформаторов питают два триодных детектора L_3 и L_4 . Напряжение на конденсаторе C_1 пропорционально разности напряжений сигналов, выделенных первым и вторым селекторами. Так как конденсатор в 1 мкф заряжается через лампу 6SL7, с высоким внутренним сопротивлением при длительности импульса в 0,5 мксек, напряжение на конденсаторе пропорционально среднему значению напряжения импульсов. Сумма сигналов на вторичных обмотках трансформатора используется для создания напряжения автоматической регулировки усиления после соответствующего выпрямления и сглаживания.

Смещение на сетке детектора L_4 фиксировано, а смещение на сетке L_3 поддерживается почти постоянным с помощью катодного повторителя L_5 с пентодом L_6 в качестве катодной нагрузки при изменении напряжения на конденсаторе C_1 на ± 15 в. Регулировка баланса в катод селекторных ламп обеспечивает нулевое напряжение на конденсаторе C_1 при отсутствии сигнала, а также при шумах.

14. Временные дискриминаторы с временной селекцией, растяжением импульса и узкополосным усилением

Такой дискриминатор применялся в системе автоматического сопровождения опытной радиолокационной установки. При проектировании временного дискриминатора преследовались две цели, во-первых, получение высокой помехоустойчивости и, во-вторых, получение точного запоминания положения цели и точного сопровождения по инерции.

Первая задача была решена путем уменьшения длительности импульса до 0,4 мксек и применения пикового детектора с очень малой постоянной времени заряда. Правда, при узком импульсе требуется широкая полоса пропускания приемника, вследствие чего падает чувствительность приемника и растут трудности усиления.

Вторая задача была решена путем применения временного дискриминатора, равновесие которого не нарушалось при любом уровне шумов вплоть до насыщения приемника.

Точное равновесие при наличии шумов можно получить в случае высокой степени линейности усилителей и детекторов, управляемых первым и вторым селекторными полуимпульсами.

Принципиальная схема временного дискриминатора показана на рис. VIII.34. Узкий селекторный импульс, длительностью 0,12 мксек, формируется блокинг-генератором L_1 . Для получения второго селекторного полуимпульса применена искусственная линия с задержкой в 0,1 мксек. Интервал между полуимпульсами выбирается таким образом, чтобы сумма сигналов на выходе

обоих селекторных каскадов была постоянной при возможно большем рассогласовании. При этом наблюдается максимальная крутизна кривой сигнала ошибки.

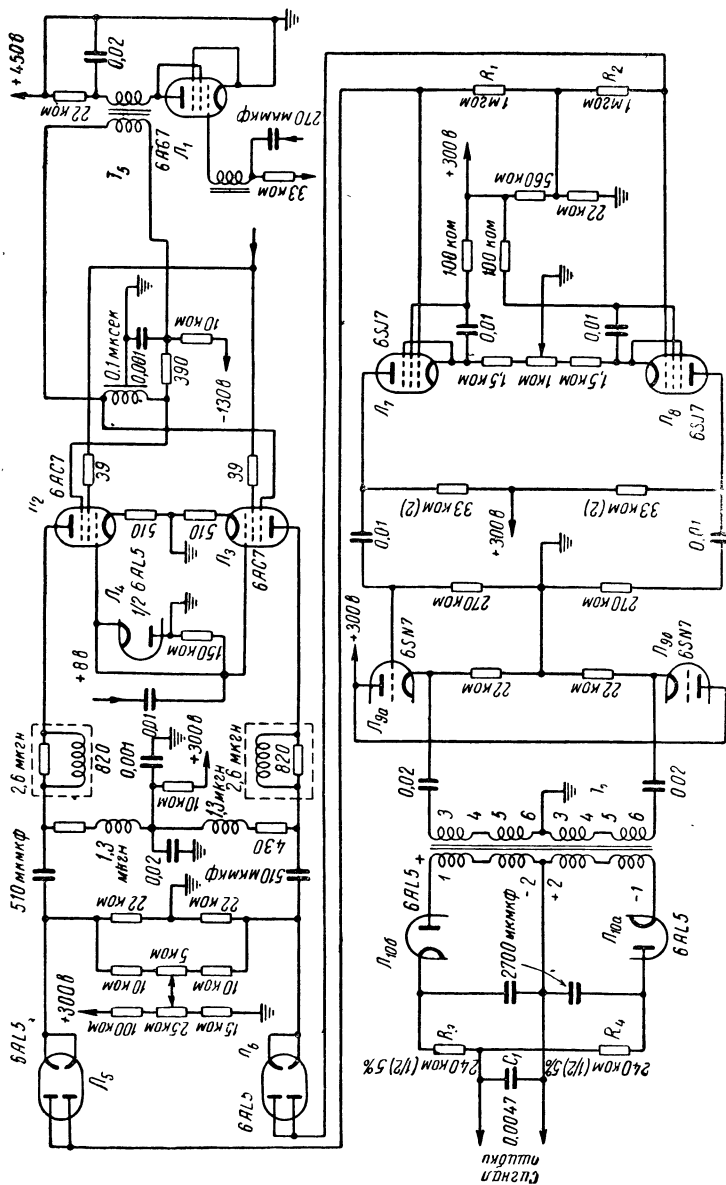


Рис. VIII. 34. Принципиальная схема временного дискриминатора, работающего по принципу растяжения импульса.

Положительный видеосигнал напряжением в 1 в усиливается в двухкаскадном усилителе с полосой в 20 мГц до 8 в и подается на управляющие сетки селекторных каскадов L_2 и L_3 . В цепи

управляющих сеток включён диод \mathcal{L}_4 , восстанавливающий уровень.

Для получения максимального усиления в селекторных каскадах на экранирующие сетки ламп \mathcal{L}_2 и \mathcal{L}_3 подается шестимикросекундный импульс, расположенный симметрично относительно центра селекторных импульсов. Этот импульс повышает напряжение экранирующей сетки с $+75$ в до $+150$ в и необходим потому, что нормально отрицательное смещение на защитной сетке равно 130 в. При этом весь ток идет на экранирующую сетку и она сгорела бы, если бы на ней все время сохранялось положительное напряжение 150 в.

При напряжении на экранирующих сетках, равном $+75$ в, сеточное смещение, обусловленное падением напряжения на катодном сопротивлении, мало. Поэтому при наличии больших видеосигналов возникают сеточные токи, которые замыкаются через малое сопротивление диода \mathcal{L}_4 .

В селекторных каскадах применена отрицательная обратная связь с целью получения возможно более одинаковых коэффициентов усиления этих каскадов. Коэффициент обратной связи настолько велик, что повышение экранирующего напряжения до $+150$ в, повидимому, особого эффекта не дает. Коэффициент усиления селекторного каскада равен приблизительно 0,5. В анодных цепях селекторных каскадов применена сложная коррекция. Благодаря этому время нарастания импульса (от 10 до 90%) в выходной цепи диодов \mathcal{L}_5 и \mathcal{L}_6 типа 6AL5 с внутренним сопротивлением 100 ом не превышает 0,02 мксек.

На выходе селекторных каскадов не требуется хорошее пропускание низких частот, так как длительность сигнала не может быть больше селекторного импульса. Поэтому могут быть применены небольшие конденсаторы связи с малой ёмкостью относительно земли, что очень важно при монтаже широкополосных усилителей.

Время спада сигнала после детектирования равно приблизительно 10 мксек при сопротивлениях R_1 и R_2 , равных 1 мгом. Таким образом, выходными сигналами пиковых детекторов являются треугольные десятимикросекундные импульсы с максимальным значением, равным величине импульса на выходе селектора, которые могут быть дальше усилены узкополосным усилителем.

Лампы \mathcal{L}_7 и \mathcal{L}_8 являются узкополосными усилителями с коэффициентом усиления около 6. Ширина полосы пропускания равна 0,5 мггц. Такая относительно широкая полоса была выбрана с целью обеспечения достаточно большого усиления при очень крутом фронте нарастания импульса. Отрицательная обратная связь применена для того, чтобы коэффициенты усиления обоих усилителей были по возможности одинаковыми и чтобы большие сигналы не выходили за пределы линейной части характеристики ламп. Катодные повторители \mathcal{L}_{9a} и \mathcal{L}_{9b} служат для согласования с низким входным сопротивлением импульсных трансформаторов T_6 и T_7 . Напряжение на вторичных обмотках трансформаторов выпрямляется диодами \mathcal{L}_{10a} и \mathcal{L}_{10b} и соответственно заряжает и разря-

жает конденсатор C_1 через сглаживающие сопротивления R_3 и R_4 . Напряжение на конденсаторе C_1 является сигналом ошибки, который подается на интегратор и механизм сопровождения.

На рис. VIII.35 показана кривая сигнала ошибки в функции рассогласования по дальности. Крутизна равна 164 в на микросекунду, а интервал допустимого рассогласования 0,4 мсек.

Селекторные каскады L_2 и L_3 находятся в течение действия селекторного импульса в режиме колебаний первого рода (класс А),

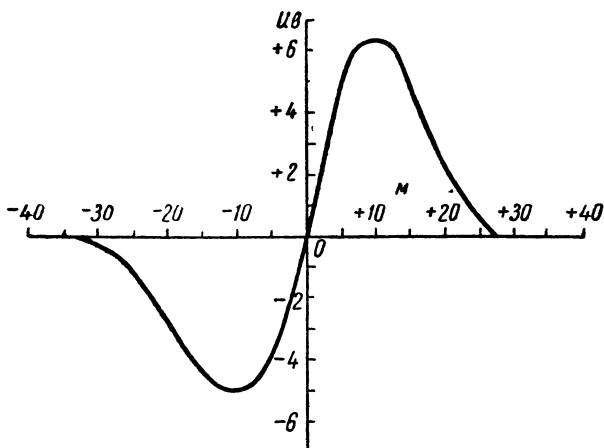


Рис. VIII. 35. Кривая сигнала ошибки временного дискриминатора с растяжением импульса. Уровень входного сигнала 1 в.

при котором среднее значение тока составляет половину максимального. Таким образом, при подаче селекторного импульса образуется опорный сигнал, максимальный уровень которого определяет нулевой уровень видеосигнала. Равновесие схемы при отсутствии сигнала и шумов устанавливается с помощью дифференциальной регулировки смещения. Равновесие по шумам устанавливается с помощью дифференциальной регулировки усиления в катодной цепи ламп L_7 и L_8 . Вследствие высокого коэффициента усиления усилителя эта регулировка очень критична. Так например, для того, чтобы скорость перемещения селекторных полуимпульсов при шумах не превосходила 20 м/сек, сигнал ошибки, обусловленный наличием шумов, не должен быть больше 0,1 в. При максимальном сигнале ошибки ± 5 в разбалансировка схемы не должна превосходить 2%. Такая точность балансировки поддерживалась часами при изменении уровня шумов от нуля до двойного значения, устанавливаемого нормально с помощью автоматической регулировки усиления. Выходные напряжения катодных повторителей L_{9a} и L_{9b} складываются для получения импульса, из которого формируется управляющее напряжение автоматической регулировки усиления.

Обоснования выбора схемы с двумя каскадами детектирования с разными постоянными времени заключаются в том, что выгодно детектировать при низких уровнях с использованием малой емкости, так как импульс экспоненциальной формы после такого детектора может быть в последующем усилен узкополосным усилителем с большим усилением и затем для получения сигнала ошибки снова продетектирован на высоком уровне. Можно было бы, конечно, применить после детекторов L_5 и L_6 усилитель постоянного тока. Однако при таком низком уровне сигнала (5 мв/м) ошибка вследствие разбалансировки усилителя постоянного тока была бы очень значительна. Для повышения уровня сигнала в этой точке схемы потребовался бы очень громоздкий видеоусилитель с большим усилением при ширине полосы 20 мГц. По ориентировочному подсчету такой усилитель потреблял бы свыше 500 мА.

Таким образом, основное достоинство схемы заключается в растяжении импульса после первого (пикового) детектора, в результате чего короткий импульс напряжения превращается в длинный. При этом выгодно по возможности увеличивать сопротивление выходной цепи детектора за счет уменьшения коэффициента усиления узкополосного усилителя, так как с точки зрения детектирования по среднему значению безразлично, будет ли увеличиваться амплитуда или длительность импульса.

15. Временная селекция

Процесс временной селекции при отсутствии мешающих сигналов может заключаться просто в делении всего периода повторения

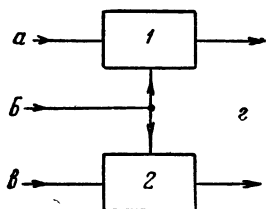


Рис. VIII. 36. Скелетная схема временного селектора временного дискриминатора:

a — первый селекторный полупериод, b — видеосигнал, $в$ — второй селекторный полупериод, $г$ — селектированный видеосигнал. 1 — селекторный усилитель, 2 — селекторный усилитель.

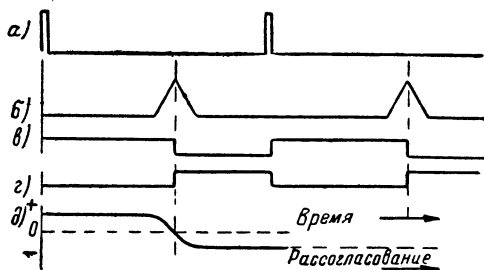


Рис. VIII. 37. Форма напряжений временного селектора и кривая сигнала ошибки временного дискриминатора:

a — пусковой импульс, $б$ — видеосигнал, $в$ — первый селекторный полупериод, $г$ — второй селекторный полупериод, $д$ — кривая сигнала ошибки.

на две части таким образом, чтобы на каждую часть пришлась половина сигнала, как показано на рисунке VIII.36 и VIII.37.

При наличии нескольких сигналов процесс временной селекции должен включать также процесс выбора заданной цели из числа остальных. Следует отметить, что метод временной селекции за-

данной цели значительно проще и эффективнее метода угловой селекции с помощью узкого антенного луча.

При подаче выходного напряжения временного селектора (рис. VIII.36) на амплитудный компаратор и схему запоминания сигнал ошибки должен иметь вид, изображенный на рис. VIII.37. При использовании только одного селекторного импульса, например, первого, сигнал ошибки будет иметь вид, изображенный на рис. VIII.38. Сигнал ошибки такой же, как и при двух селекторных импульсах, за исключением того, что величина его вдвое меньше и постоянная составляющая имеет другое значение. Система с одним селекторным импульсом была использована в легкой самолетной установке управления артиллерийским огнём, когда возможно наличие только одной цели (станция AGL(T), описанная в § 12).

Очевидным преимуществом системы с такой формой селекторных импульсов, как на рисунках VIII.37 и VIII.38, является то, что сигнал ошибки существует при любом рассогласовании отраженного сигнала и селекторного импульса. Следовательно, при наличии одной цели отпадает проблема поиска.

Система с одним селекторным импульсом обладает тем недостатком, что сигнал на выходе детектора зависит не только от временной модуляции сигнала, но и от его величины. Поэтому выработанная дальность будет меняться при колебаниях интенсивности сигнала.

При наличии нескольких целей необходимо применять узкие селекторные импульсы. Длительность селекторного импульса определяется длительностью отраженного сигнала, а также требуемой разрешающей способностью. Мешающими сигналами в радиолокации являются отражения от местных предметов и от водной поверхности, импульсы соседних радиолокационных установок и отраженные сигналы от ближайших к выбранной цели. Длительность селекторного импульса не следует уменьшать больше, чем это необходимо, так как при этом увеличиваются трудности его совмещения с отраженным сигналом и увеличивается опасность потери цели при замирании сигнала.

Измерения минимальной мощности сигнала, еще различимого в шумах, показали, что минимальная мощность увеличивается с увеличением длительности селекторного импульса при отношении длительности селекторного импульса к длительности сигнала, превышающем единицу. При более узких селекторных импульсах отношение сигнала к шумам остается практически постоянным.

В большинстве радиолокационных установок длительность каждого

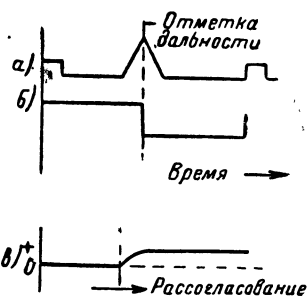


Рис. VIII. 38. Форма напряжений и кривая сигнала ошибки временного дискриминатора с одним селекторным импульсом:

a — пусковой импульс и видеосигнал, b — селекторный импульс, $в$ — кривая сигнала ошибки.

селекторного полуимпульса равна приблизительно половине длительности сигнала. Сигнал ошибки для этого случая изображен на рис. VIII.39. Область от *a* до *b* на диаграмме 6 является областью возможного рассогласования, так называемая «апертура по дальности» или «временная апертура». Для сигналов, находящихся вне этой области, сопровождение невозможно, так что сопровождение

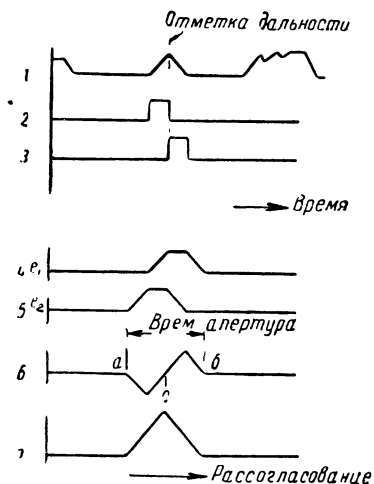


Рис. VIII. 39. Форма напряжений и кривая сигнала ошибки временного дискриминатора с двумя селекторными полуимпульсами, длительность которых вдвое меньше длительности видеосигнала:

1 — пусковой импульс, видеосигнал и сигналы помехи, 2 — первый селекторный полуимпульс, 3 — второй селекторный полуимпульс, 4 — выход второго селектора, 5 — выход пикового селектора, 6 — кривая сигнала ошибки, 7 — кривая суммы выходных напряжений временных селекторов

автоматической регулировки усиления и амплитудной демодуляции. При рассогласовании вершина этого импульса должна сохраняться плоской во избежание колебаний его величины при небольших перемещениях селекторных полуимпульсов относительно отраженного сигнала (см. рис. VIII.40).

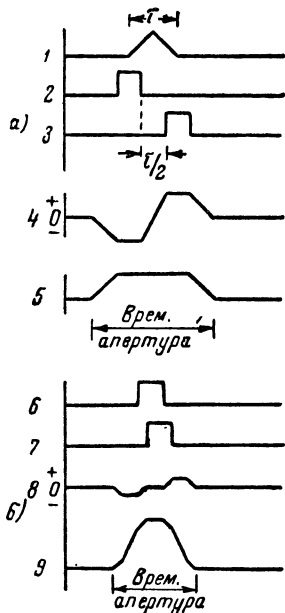
Максимальная крутизна кривой сигнала ошибки в точке сопровождения получается при разделении полуимпульсов на ширину полуимпульса (рис. VIII.40*a*). При этом кривая изменения суммы сигналов при рассогласовании имеет наиболее длинную плоскую

цели не будет нарушено, даже если сигнал какой-либо другой цели равной амплитуды приблизится на расстояние, равное селекторному импульсу. Для того, чтобы сопровождение цели могло начаться, сигнал должен подойти к действительной отметке дальности на расстояние, равное одному полуимпульсу*.

Интервал между селекторными полуимпульсами определяется двумя факторами. Во-первых, импульсы на выходе селекторных каскадов, показанные на диаграммах 4 и 5 рис. VIII.39, должны быть так разделены во времени, чтобы при их вычитании кривая в «точке сопровождения» *c* была плавной (диаграмма 6). При этом процесс сопровождения протекает нормально, а крутизна в точке *c* характеризует усиление цепи обратной связи следящей системы. При несоответствующем значении крутизны система может оказаться неустойчивой, либо слишком вялой. Во-вторых, импульсы на выходе селекторных каскадов часто складываются для получения среднего значения величин используемого в схеме

* В диаграммах этой главы принято для облегчения графического изображения, что селекторные импульсы имеют прямоугольную форму, а отраженные сигналы — треугольную и что детекторы дают не среднее, а амплитудное значение.

При небольшом разделении селекторных полуимпульсов (рис. VIII.40,б) сигнал ошибки имеет небольшую величину и его кривая нелинейна. Кривая суммарного сигнала имеет плоскую верхушку.



импульса плюс длительность сигнала) при разделении на один полуимпульс.

53

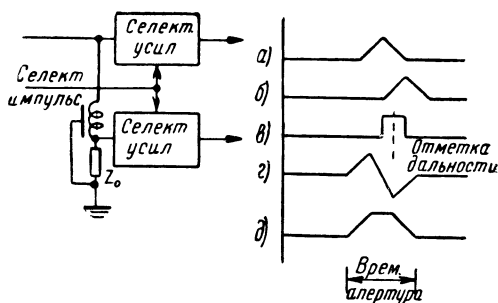


Рис. VIII. 41. Скелетная схема временного дискриминатора, работающего по принципу смещения видеопульса:

a^* — видеопульс, b — смещенный видеопульс, c — селекторный импульс, z — сигнал ошибки, d — сумма селектированных сигналов.

Временная апертура имеет следующие значения при длительности отраженного импульса τ и селекторных полуимпульсов $\frac{\tau}{2}$:

1. 2τ (удвоенная длительность полуимпульса плюс длительность сигнала) при соприкасающихся селекторных полуимпульсах.
2. $1\frac{2}{3}\tau$ ($1\frac{1}{3}$ длительности полуимпульса плюс длительность сигнала) при перекрывающихся на $\frac{2}{3}$ полуимпульсах.
3. $2\frac{1}{2}\tau$ (три длительности полу-

$1\frac{1}{2} \tau$, что существенно меньше временной апертюры при двух селекторных полуимпульсах и прочих равных условиях.

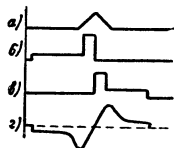


Рис. VIII. 42. Кривая сигнала ошибки временного дискриминатора с селекторными полуимпульсами ступенчатой формы: а — видеосигнал, б — первый селекторный полуимпульс, в — второй селекторный полуимпульс, г — сигнал ошибки.

Очень часто может оказаться полезным устройство, предупреждающее о приближении сигнала помехи к селекторным полуимпульсам.

Имеется интересная возможность увеличить временную апертюру в процессе поиска. Так, например, если применить селекторные полуимпульсы ступенчатой формы (рис. VIII.42), то временная апертюра сильно увеличится, причем способность выбора цели с помощью узких частей полуимпульсов сколько-нибудь существенно не пострадает. Такая система не была испытана.

Выбор цели

16. Общие соображения

В любой автоматической системе измерения времени, в которой селекторные импульсы много короче интервала повторения, необходимо произвести начальное совмещение селекторных импульсов с выбранным сигналом. Как только это произведено, временной дискриминатор начинает вырабатывать сигнал ошибки такого знака, что селекторные импульсы точно совмещаются с сигналом. При ручном начальном совмещении нужно произвести следующие пять последовательных операций:

1. Произвести визуальный поиск цели на развёртке индикатора дальности.
2. Отождествить выбранную цель.
3. Переместить («перебросить») селекторные полуимпульсы по направлению к сигналу.
4. Убедиться в наличии совмещения.
5. Включить аппаратуру автоматического сопровождения.

В этой главе будут рассмотрены только три последних операции, так как первые две описаны в книге этой серии «Электронно-лучевые трубки и индикаторы».

При автоматическом выборе цели, в общем сходном с ручным, «поиск» цели является одновременно и «перебросом» селекторных импульсов с соответствующей скоростью до совмещения с сигналом цели. Процесс отождествления цели и отметка наличия совмещения также являются одним процессом, после которого цепи автоматического сопровождения сразу переключаются на слежение за целью.

Аппаратура автоматического поиска цели должна быть обязательно включена в систему автоматического измерения времени в

двух основных случаях. Во-первых, когда оператор имеет ряд других обязанностей, как например, пилот одноместного истребителя, полностью полагающийся на автоматический радиодальномер, вводящий поправку в оружейный прицел. Другим примером обязательного применения автоматического поиска служит радиолокатор, назначением которого является оповещение о приближении цели. Аппаратура автоматического поиска должна найти цель, произвести слежение, определить знак скорости цели и либо включить предупредительный сигнал, либо оставить эту цель и продолжить поиск.

Область применения автоматического поиска. Вопрос о возможности замены электронно-лучевых индикаторов аппаратурой автоматического поиска определяется, во-первых, возможностью отождествления заданной цели электрическим путём и, во-вторых, возможностью осуществить обзор развёртки дальности селекторным импульсом без опасности пропуска цели.

Автоматическое отождествление цели может быть осуществлено часто в тех случаях, когда заданная цель всегда расположена ближе всех остальных. При этом, очевидно, поиск должен быть направлен в сторону увеличения дальности до совмещения селекторного импульса с целью. В случае отсутствия цели селекторный импульс должен быстро вернуться к нулевой дальности и повторить поиск.

В тех случаях, когда возможно кодировать сигнал, автоматический поиск позволяет осуществить отождествление цели в более сложных условиях. Расшифровывающее устройство, включенное перед аппаратурой сопровождения, дает возможность сопровождать только кодированные определенным образом сигналы.

Автоматический выбор цели может быть также произведен по угловому положению цели относительно оси антенны. Так, например, для отождествления цели может быть использована амплитудная модуляция отраженных импульсов при коническом обзоре пространства. Пилот на самолете направляет ось антенны на выбранную цель с помощью оптического прицела. Аппаратура автоматического поиска совмещает селекторные импульсы с сигналом, модуляция которого равна нулю и который отразился, следовательно, от цели, находящейся на оси антенны. Когда антенна направлена с самолёта вниз, только одна точка на земной поверхности будет находиться на оси антенны. В специальных условиях можно найти и другие способы отождествления заданной цели.

Согласно второму условию поиск должен быть произведен в заданном интервале дальности без возможности пропуска цели. Ввиду того, что сигналы появляются с частотой повторения, скорость поиска ограничена, во-первых, тем, что селекторные импульсы не должны сместиться за один период повторения больше, чем на одну апертуру по дальности. Во-вторых, в тех случаях, когда имеется вероятность замирания сигналов, селекторный импульс должен пересекать данную точку развёртки по крайней мере в

течение ожидаемого периода замирания. В-третьих, в установках с обзором по угловым координатам поиск по дальности должен быть либо настолько медленным, чтобы селекторный импульс смещался на одну апертуру по дальности за полный период обзора по угловым координатам, либо настолько быстрым, чтобы полный обзор по дальности был произведен за время перемещения луча на угол, равный ширине луча. Однако такой быстрый обзор по дальности находится в противоречии с первыми двумя условиями, особенно если учесть, что в большинстве случаев обзор по угловым координатам производится настолько быстро, что за один период обзора от цели отражается лишь несколько (иногда не больше пяти) импульсов. Четвёртая причина, ограничивающая скорость поиска по дальности, заключается в том, что на каскады совпадения должно быть подано несколько импульсов для формирования сигнала переключения на режим сопровождения. Благодаря этому уменьшается возможность срабатывания системы от шумовых выбросов или случайных сигналов помехи. Цель не должна выходить за пределы селекторного импульса в течение всего времени, необходимого для переключения с поиска на сопровождение.

Можно было бы представить аналитически все перечисленные выше зависимости, однако чрезвычайная сложность такого выражения обесценила бы его в значительной степени.

В качестве примера автоматического поиска представляет интерес установка AN/APG-15. Частота повторения равна 1400 гц, скорость конического обзора 35 об/сек, скорость переключения с поиска на сопровождение 0,01 сек, длительность импульса 0,7 мксек так же, как и соприкасающихся селекторных полумпульсов. Таким образом, апертура по дальности составляет около 2 мксек или 300 м. Интервал поиска равен 1600 м. Если бы конический обзор отсутствовал, селекторные импульсы могли бы перемещаться на 300 м за каждый период повторения, проходя всю шкалу дальности в 1600 м 260 раз в секунду (если пренебречь временем обратного хода селекторных импульсов). При коническом обзоре селекторный импульс может перемещаться на 300 м за $\frac{1}{35}$ сек или на 10 500 м в секунду. При времени срабатывания реле, равном 0,01 сек, селекторный импульс переместится за время перехода с поиска на сопровождение на 105 м или на одну третью часть апертуры по дальности. В установке принята более безопасная скорость в 3600 м/сек.

В специальных случаях для того, чтобы выделить или, наоборот, пропустить какой-либо интервал дальности, может быть применен нелинейный, так называемый «синхронизированный» поиск по дальности. Быстрый поиск, как в разобранный выше примере, может быть просто осуществлен в электрических системах сопровождения. Единственным обстоятельством, ограничивающим скорость поиска и, особенно, скорость обратного хода, является присут-

ствие большой емкости, включенной обычно параллельно источнику управляющего напряжения по дальности. Время обратного хода в схеме с тиратронами или импульсными лампами может быть доведено до 100 мксек даже при ёмкости в несколько микрофард. При наличии такого конденсатора селекторный импульс может быть отведен от неправильно выбранной цели путем разряда небольшой ёмкости на основной конденсатор («конденсатор дальности»). Ниже будут рассмотрены некоторые методы поиска и перехода с поиска на сопровождение.

Задачи, возникающие при проектировании механических систем автоматического поиска, совершенно другого порядка. Наибольшим затруднением при автоматическом поиске в таких системах является износ шестерен и других движущихся деталей при непрерывном поиске. Кроме того, невозможно произвести обзор всего интервала дальности в течение долей секунды, если интервал достаточно велик.

Определение наличия цели. Аппаратура, определяющая наличие цели, должна обладать возможно большей разрешающей способностью, так как она должна, подобно оператору, выбрать цель или отказать от нее. Простейший метод определения наличия сигнала, отраженного от цели, в момент его совпадения с селекторным импульсом состоит в включении на выход временного селектора нормально запертого детектора. Напряжение смещения на детекторе должно быть настолько большим, чтобы ток возникал только при наличии сигнала, достаточного для автоматического сопровождения. Выходное напряжение детектора может быть использовано для отключения аппаратуры автоматического поиска и для включения индикатора наличия цели. Главным недостатком такого метода является сравнение выходного напряжения приемника без автоматической регулировки усиления с напряжением постоянного уровня. Для устранения этого недостатка можно сравнивать выход временного селектора с выходом другого временного селектора, на который подается только шумовое напряжение приемника. В этом случае критерием для сравнения служит не абсолютное значение сигнала, а отношение сигнала к шумам. Такой метод применен в английской установке AGL-(T). В некоторых системах применяются дополнительные устройства, отмечающие степень рассогласования сигнала цели и селекторного импульса, ширину импульса, а также наличие других сигналов, которые могут помешать сопровождению.

Индикатор наличия цели, кроме выключения автоматического поиска и подачи слухового или светового сигнала появления цели, может выполнять ряд других функций, например, выключать поиск по угловым координатам. В зависимости от требуемой скорости эти операции могут осуществляться с помощью электромеханических реле или электронных ламп. Очевидно, что при современных скоростях воздушных целей, переключение будет производиться преимущественно с помощью ламповых схем, во избежание потери цели в процессе переключения.

В тех случаях, когда может быть применен электронно-лучевой индикатор, или когда цель видна непосредственно, оператор может легко судить о правильности выбора цели автоматом. Для исправления возможной ошибки целесообразно иметь дополнительно к автоматическому поиску ручную систему для перемещения селекторных импульсов. Выше был описан один из таких методов в применении к электрическим системам поиска. Можно также менять напряжение на конденсаторе дальности с помощью высокоомного сопротивления.

В механических системах автоматического сопровождения для ручного выбора цели может быть применен генератор, управляе-

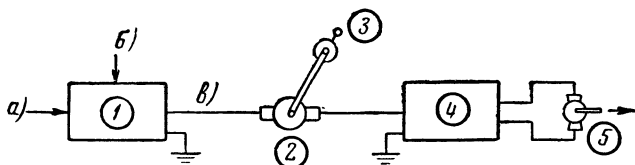


Рис. VIII. 43. Скелетная схема механической системы автоматического измерения времени с ручным перебросом селекторных полуимпульсов:

a — селекторные полуимпульсы, *б* — видеосигнал, *в* — сигнал ошибки;
 1 — временной дискриминатор, 2 — генератор, 3 — штурвал переброса, 4 — усилитель, 5 — временной модулятор.

мый ручным приводом, включенный последовательно с интегратором дальности, как показано на рис. VIII.43. После того, как оператор быстро перебросил селекторный импульс по направлению к цели, он вращает генератор в соответствующую сторону и подводит селекторный импульс к сигналу. В момент совмещения временной дискриминатор добавляет напряжение сигнала ошибки к напряжению генератора, вследствие чего начинается автоматическое сопровождение. Если оператор убеждается в неправильном выборе цели, он быстро вращает генератор, вырабатывая напряжение, превосходящее сигнал ошибки, и отводит селекторный импульс от неправильно выбранной цели.

Меры предосторожности. Автоматическая регулировка усиления с большой постоянной времени (0,1 сек) должна выключаться в процессе поиска. Усиление должно устанавливаться на соответствующем уровне с помощью ручной регулировки. Можно не выключать автоматическую регулировку усиления, постоянная времени которой значительно меньше интервала поиска по дальности.

Необходимо принять меры, чтобы аппаратура автоматического поиска не могла захватить зондирующий импульс. Это может быть осуществлено либо ограничением диапазона поиска, либо запиранием приемника в момент излучения зондирующего импульса. В некоторых случаях следует применять селективную (временную) регулировку усиления во избежание захвата цели на боковых лепестках или захвата таких близких целей, как птицы. .

17. Устройства для автоматического выбора цели

Один из методов автоматического захвата приближающейся цели заключается в том, что селекторный импульс устанавливается на заданной дальности при включенной аппаратуре автоматического сопровождения. Как только сигнал попадает на селекторный импульс, начинается процесс автоматического сопровождения.

Система AGL-(T). Несколько более сложный метод применен в английской станции AGL-(T), описание которой уже приводилось в § 12. Как было показано, выход приемника подключается к детектору сначала в момент t_1 , непосредственно предвещающий пуско-

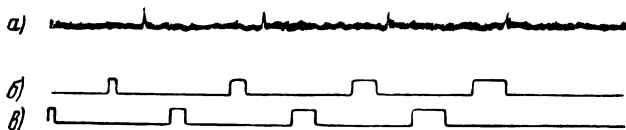


Рис. VIII. 44. Изменение формы селекторных импульсов при поиске цели временным дискриминатором станции AGL-(T):

a — выходное напряжение приемника, $б$ — импульс селекции цели, $в$ — импульс селекции шумов.

вой импульс, и затем в момент t_2 , совпадающий с зондирующим импульсом. Длительность t' каждого включения одинакова и может изменяться с помощью мотора с релейным управлением и фантасона. Если выходное напряжение приемника содержит только шумы и, следовательно, энергия в интервалах t' одинакова, мотор вращается таким образом, что интервалы t' увеличиваются. При появлении сигнала во втором интервале мотор изменяет длину интервалов таким образом, что только небольшая часть сигнала попадает во второй интервал, после чего мотор останавливается, если цель не перемещается. В случае отсутствия сигнала длительность интервалов t' нарастает до тех пор, пока она не окажется соответствующей 1250 м. Такая длительность сохраняется впредь до появления сигнала, после чего мотор опять устанавливает соответствующую длительность интервалов t' , осуществляя таким образом слежение за целью. Это простое устройство осуществляет поиск без коммутации. Такой принцип может быть применен и в полностью электрической системе автоматического сопровождения, что позволило бы осуществить очень простую систему автоматического поиска и сопровождения, независимую от коэффициента усиления приемника.

На рис. VIII.44 показана последовательная форма селекторных импульсов в процессе поиска цели.

Станция AN/APG-5. На рис. IX.2 изображена схема автоматического поиска и сопровождения станции ARO (самолетного радиодальномера) типа AN/APG-5 и AN/APG-15. Системы автоматического поиска и захвата цели будут описаны в этой главе. Нормально поиск осуществляется путем обзора по дальности со

скоростью 3600 м/сек. Симметричный детектор J_{10} выпрямляет наиболее высокое напряжение двух временных селекторов J_4 и J_5 и подает напряжение на сетку лампы J_{9a} . Через лампу J_{9a} проходит ток в том случае, когда выпрямленное напряжение превышает опорный уровень, устанавливаемый с помощью потенциометра R_5 . Как только через лампу J_{9a} начинает проходить ток, конденсатор C_2 разряжается через лампу J_{9a} и включает лампу J_{9b} , которая в свою очередь через 300 мксек включает реле P_1 . При потере сигнала ток через лампу J_{9a} прекращается, и конденсатор C_2 заряжается до $+250$ в через сопротивление R_1 (10 мгом). В среднем время заряда равно 0,3 сек, в течение которого реле P_1 успевает выключиться. В отсутствии сигнала реле P_1 подключает пилообразный генератор поиска J_{12} к конденсатору C_1 интегратора дальности. При включении реле в результате совпадения селекторных полуимпульсов и сигнала лампа J_{12} отключается, загорается лампа индикатора наличия цели и включается механизм сопровождения по дальности.

Автоматический поиск осуществляется путем присоединения интегрирующего конденсатора C_1 к анодной цепи лампы J_{12} , являющейся тиратронным релаксационным генератором. Конденсатор C_1 заряжается по экспоненте до $+400$ в через конденсатор C_3 и сопротивление R_2 . Двойной диодный ограничитель J_{20} служит для установки пределов поиска по дальности. Быстрый обратный ход развертки поиска, обусловленный зажиганием тиратрона J_{12} , гарантирует невозможность захвата цели в процессе обратного хода при любой величине сигнала.

Для ручного перехода с одной цели на другую в любом направлении предусмотрено специальное устройство. Устройство для автоматического поиска захватывает первую попавшуюся цель. Реле P_2 и P_3 с кнопочным управлением служат для рассогласования селекторных полуимпульсов и сигнала и перемещения полуимпульсов в любом направлении. Каждое из этих реле выключает генератор развертки поиска и конденсатор C_2 , уменьшая постоянную времени детектора. При этом, кроме того, параллельно интегрирующему конденсатору C_1 включаются заряженные разными знаками конденсаторы, вызывающие рассогласование селекторных полуимпульсов и сигнала, и сопротивления утечки, вызывающие плавное перемещение селекторных импульсов в ту или иную сторону. Реле P_2 служит для смещения селекторных полуимпульсов в сторону нулевой дальности, а реле P_3 в сторону максимальной дальности. При включении кнопок управления желательнее разряжать конденсатор C_2 . Автоматический поиск может производиться в любых пределах по дальности, не превышающих 1600 м, с частотой два и более раз в секунду.

Скорость поиска в этой системе ограничена скоростью срабатывания реле, переключающего с поиска на сопровождение. Это время составляет около 10 мсек. В старой модели устройства переключе-

ние производилось с помощью ламп, как показано на рис. VIII.45. На рисунке изображена схема переключения на ручной переброс секторных полуимпульсов, на автоматический поиск и автоматическое сопровождение. Лампа L_2 является переменным сопротивлением в цепи первичной обмотки трансформатора, включающего сигнальную лампочку индикатора наличия цели без помощи реле или мощного генератора.

Станция воздушного перехвата AI тип VI. В более раннем варианте английской станции воздушного перехвата (AI тип VI)

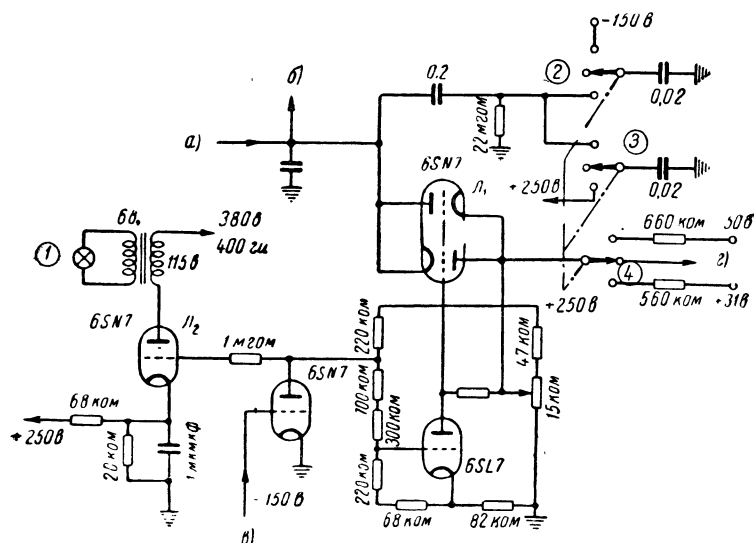


Рис. VIII. 45. Принципиальная схема коммутации старого варианта автоматического поиска авиационного радиодальномера:

1 — сигнальная лампа появления цели, 2 — переключатель увода секторного импульса в сторону максимальной дальности, 3 — переключатель увода секторного импульса в сторону нулевой дальности, 4 — переключатель переброса; в верхнем положении секторный импульс перемещается в сторону нулевой дальности, в нижнем — в сторону максимальной;

а — к временному дискриминатору, б — к мультивибратору задержки, в — к секторному каскаду, г — к генератору поисковой развертки.

в системе автоматического поиска и сопровождения применен асимметричный дискриминатор. В станции имеется устройство, благодаря которому при поиске исключаются сигналы, превышающие по длительности зондирующий импульс. К станции предъявляются требования не количественного, а качественного определения дальности. На рис. VIII.46 приведена скелетная схема основного блока станции — электрического интегратора, являющегося блоком управления. В блоке вырабатывается также развертка поиска.

На рис. VIII.47 изображена принципиальная схема устройства. Временной модулятор с электрическим управлением запускает импульсный генератор L_1 , L_2 с искусственной линией. Форма импульсов дальности на выходе генератора показана на рис. VIII.48.

Импульсы E и F включают временные селекторы, которые управляют перемещением импульсов дальности в сторону нулевой и максимальной дальности и сопровождением сигнала.

Схема работает следующим образом. Лампа L_6 является интегратором, значение анодного напряжения которого определяет величину модуляции по времени импульсов дальности D , E и F . Ско-

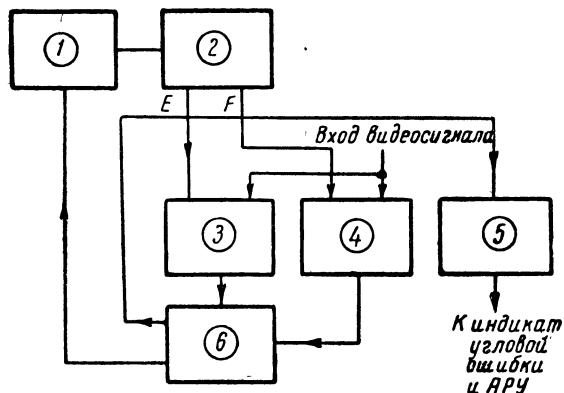


Рис. VIII. 46. Скелетная схема аппаратуры автоматического поиска и сопровождения станции воздушного перехвата АИ тип VI.

1 — электрический временной модулятор, 2 — импульсный генератор с искусственной линией, 3 — селекторный каскад выключения поиска, 4 — селекторный каскад, исключающий сигналы, отраженные от земли, 5 — селекторный каскад для амплитудной демодуляции, 6 — интегратор поиска.

рость изменения анодного напряжения лампы L_6 определяется напряжением на её сетке, нормально равным $+10$ в. В состоянии покоя анодное напряжение падает до $+25$ в. При этом значении через диод L_{46} начинает проходить ток, вследствие чего на сетке лампы L_8 появляется отрицательное напряжение, а напряжение на сетке лампы L_7 поднимается от уровня -20 в, при котором она заперта, до нуля. Анодное напряжение лампы L_7

падает, вследствие чего напряжение на защитной сетке лампы L_6 уменьшается от $+5$ в до -40 в и ток через эту лампу прекращается. При этом анодное напряжение лампы L_6 возрастает, вследствие чего импульсы дальности возвращаются в сторону нулевой дальности. Возрастание анодного напряжения лампы L_6 ограничивается диодом L_{10} , на анод которого подано $+125$ в. Анодная цепь интегратора L_6 связана с сеточной цепью лампы L_7 дифференцирующей цепочкой, благодаря которой в течение обратного хода через лампу L_7 не прекращается ток и на защитной сетке лампы L_6 сохраняется отрицательное напряжение. В противном случае вся цепь возврата импульсов дальности к нулевой дальности перестала бы работать, как только анодное напряжение лампы L_6 поднялось бы выше $+25$ в. При наличии же дифференцирующей цепочки напряжение на защитной сетке будет сохранять отрицательное значение до тех пор, пока анодное напряжение лампы L_6 не будет ограничено на уровне $+125$ в, а через лампу L_7 не прекратится ток. Немедленно после этого анодное напряжение лампы L_7 возрастает, на защитной сетке вновь устанавливается напряжение $+5$ в, и в анодной цепи лампы L_6 возникает ток. Благодаря наличию обратной связи через конденсатор C_1 при появлении падения напряжения на сопротивлении R_7 напряжение на сетке лампы L_6 ,

как и в обычном фантастроне, падает приблизительно до -2 в, после чего начинает подниматься до заданных $+10$ в. При этом анодное напряжение продолжает падать от $+125$ в до $+25$ в.

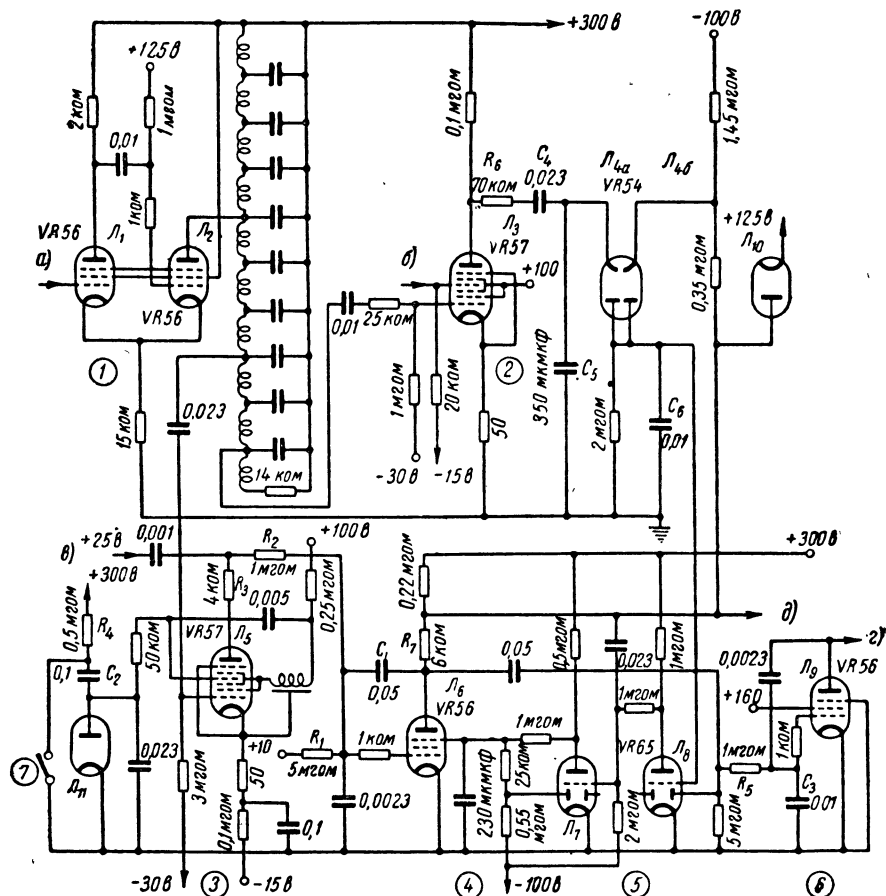


Рис. VIII. 47. Принципиальная схема аппаратуры автоматического поиска и сопровождения станции воздушного перехвата AI тип VI:

1 — импульсный генератор с искусственной линией, 2 — селекторный каскад, исключающий сигналы, отраженные от земли, 3 — селекторный каскад выключения поиска, 4 — интегратор поиска, 5 — усилитель обратного тока, 6 — усилитель подсветки электронно-лучевого индикатора, 7 — выключатель переброса импульсов дальности;

а — пусковой импульс от временного модулятора, б — вход положительного видеосигнала (напряжение 25 в), в — вход положительного видеосигнала (напряжение 25 в), г — выход напряжения подсветки электронно-лучевого индикатора, д — выход управляющего напряжения временного модулятора.

а импульсы дальности перемещаются от 250 м до 10000 м. Схема могла быть несколько упрощена в случае применения вместо интегратора нормального фантастрона или санатрона.

Скорость поиска (и перемещения импульсов дальности) определяется величиной зарядного тока ёмкости C_1 , протекающего через

неё со стороны сеточной цепи лампы \mathcal{L}_6 . Этот ток зависит от тока, проходящего через сопротивление R_1 от источника с напряжением $+10$ в, от тока, проходящего через сопротивление R_2 , и от режима селектора \mathcal{L}_5 . Среднее значение напряжения на катоде лампы \mathcal{L}_5 равно -10 в, а анодное напряжение равно сеточному напряжению лампы \mathcal{L}_6 в момент, когда оно составляет -2 в, следовательно,

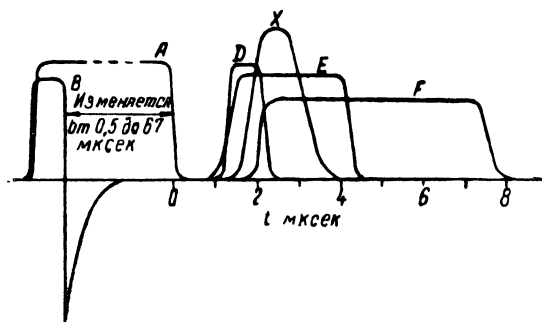


Рис. VIII. 48. Диаграмма импульсов дальности временного дискриминатора станции AI тип VI:

A — модулированный по времени импульс временного модулятора, B — пусковой импульс, D — импульс дальности, формируемый лампой \mathcal{L}_6 , E — импульс дальности длительностью 3,0 мксек, используемый для сопровождения, F — импульс дальности длительностью 5,5 мксек для исключения сигналов, отраженных от земли, X — импульс, отраженный от цели.

что анодный ток проходит через лампу только в течение 0,9 мксек (импульс дальности D) из всего времени существования импульса дальности, равного 3,0 мксек. При этом, если сигнал от цели отсутствует, анодное напряжение падает до $+1$ в относительно катода и в анодной цепи проходит ток в $1,75 \text{ ма} \left(\frac{7}{4000} \right)$. Средний ток равен 1,05 мка. Он вычитается из тока в 2,4 мка, проходящего через сопротивление R_1 , так что суммарный ток через конденсатор C_1 равен 1,35 мка. При интегрировании конденсатором C_1 он создает скорость падения анодного напряжения в лампе \mathcal{L}_6 в 23 в/сек, что соответствует периоду поиска в 4,3 сек.

При совпадении импульса, отраженного от цели, с импульсом дальности через лампу пройдет ток большей величины и среднее значение тока через ёмкость C_1 уменьшится. При среднем значении тока 2,4 мка напряжение на лампе \mathcal{L}_6 перестанет меняться и импульсы дальности окажутся совмещенными с сигналом. Для этого сигнал цели, поддерживаемый с помощью автоматической регулировки усиления на уровне $+25$ в, должен перекрывать импульс дальности D на половину его длительности. При движении цели перекрытие будет меняться и импульсы дальности будут автоматически сопровождать сигнал. При пропадании сигнала ток в лампе \mathcal{L}_5 упадет до 1,05 мка, и автоматический поиск возобновится.

напряжение между анодом и катодом равно $+8$ в. Напряжение на управляющей сетке лампы \mathcal{L}_5 составляет -30 в за исключением момента подачи положительного импульса дальности E длительностью 3,0 мксек. При этом резко увеличивается ток в цепи экранирующей сетки и на линии задержки в её цепи появляется отрицательный скачок напряжения. Этот скачок создаёт отрицательное напряжение на второй управляющей сетке, так

Для того чтобы отвести импульс дальности от сигнала цели и возобновить поиск на больших дальностях, можно выключить лампу L_5 на срок, достаточный для рассогласования импульсов. Для этого нужно замкнуть выключатель переброса импульса дальности. При его замыкании на внешнюю управляющую сетку лампы L_5 подается отрицательный скачок напряжения. В результате последующего заряда ёмкости C_2 с постоянной времени 0,05 сек через диод L_{11} и сопротивление R_4 на внешней управляющей сетке восстанавливается нормальное напряжение, и импульс дальности может возобновить сопровождение другой цели. Скачок по дальности составляет около 1000 м.

Указание оператору о появлении цели осуществляется путем дифференцирования напряжения развертки поиска и подачи его на сетку лампы L_9 , регулирующей яркость электронно-лучевого индикатора угловой ошибки. При поиске производная напряжения развертки имеет отрицательный знак, лампа L_9 заперта и экран трубки не светится. В момент прекращения поиска через лампу L_9 начинает проходить ток, в результате чего яркость электронно-лучевой трубки увеличивается до нормального значения. Во избежание подсветки трубки в течение обратного хода поискового напряжения с положительной производной предусмотрен диод (диодная секция лампы L_8) и сглаживающий фильтр R_5, C_3 .

Сигналы, отраженные от земной поверхности, не захватывают импульсов дальности благодаря «интегрированию» выходного напряжения временного селектора, управляемого импульсом F длительностью 5,5 мсек. Длительность первого отраженного от земли сигнала в этой радиолокационной станции равна 6 мсек. Поэтому постоянная времени «интегрирующего» устройства была выбрана таким образом, чтобы можно было отбирать импульсы длиннее 4 мсек. Гептодный временной селектор L_3 усиливает отраженный сигнал в момент его совпадения с импульсом дальности F . При этом анодное напряжение на лампе падает до $+10$ в и цепь R_6, C_4, C_5 начинает разряжаться. Через 3,8 мсек через диод L_{4a} начинает проходить ток, слегка заряжающий конденсатор C_6 . Если длинный импульс повторится несколько раз, заряд конденсатора C_6 возрастет, что повлечет за собой повышение напряжения на аноде лампы L_6 и возобновление поиска.

Описанная схема представляет интерес с точки зрения принципа её построения. Можно было бы построить её на базе обычного балансного временного дискриминатора с двумя селекторными полуимпульсами и интегратора, вырабатывающего в состоянии покоя не нулевое, а положительное значение скорости перемещения селекторных полуимпульсов. Однако, как только значение скорости перемещения в состоянии покоя начинает превышать возможную скорость цели, половина временного дискриминатора перестает работать и может быть изъята.

Асимметричный временной дискриминатор обладает тем недостатком, что выработанная дальность зависит от величины сигнала

и шумов. Для точного сопровождения нужна очень хорошая автоматическая регулировка усиления приемника, либо балансный дискриминатор с интегратором, который вырабатывает в состоянии покоя нулевую скорость, с возможным переключением на положительное значение скорости в отсутствии сигнала, отраженного от цели.

Асимметричный временной дискриминатор обладает двумя основными достоинствами по сравнению со схемой AN/APG-5 со сложной релейной коммутацией. Во-первых, при переходе с поиска на сопровождение не требуется производить какие-либо переключения схемы и, во-вторых, отпадает необходимость в специальном генераторе поисковой развертки.

Выводы

18. Проектирование систем

Выше были описаны различные операции, совершаемые с помощью систем автоматического измерения времени, и были приведены примеры их практического применения. Проектированию отдельных элементов системы — временных дискриминаторов, временных селекторов и пр. — должно предшествовать составление скелетной схемы, из которой можно определить общий тип следящей системы и требуемые свойства элементов.

Существует пять основных типов механических и электрических систем автоматического измерения времени, скелетные схемы которых изображены на рис. VIII.49 (а, б, в, г, д), не считая большого числа вариантов, не представляющих особого интереса. Во всех схемах предусмотрено двойное интегрирование для получения способности запоминания скорости, хотя в ряде случаев достаточно одного интегрирования. Интеграторы изображены с целью упрощения без стабилизирующих элементов, необходимых для того, чтобы система была устойчивой.

Тип (а) является полностью электрической системой. В § 8 были описаны типичные электрические интеграторы. Наиболее интересным примером такой системы является английская установка Обое, в которой данные по дальности и по скорости её изменения вырабатываются в виде напряжений, управляющих электрическим счетно-решающим прибором для определения момента сбрасывания бомб.

Тип (б) отличается от типа (а) только добавлением механизма, преобразующего выработанные напряжения в пропорциональный поворот выходного валика для управления механическим счетно-решающим прибором. Этот тип следящей системы нашел широкое применение (установка AN/APG-5 и др.) вследствие ограниченности типов электрических счетно-решающих приборов.

Тип (в) является в известной мере уникальным благодаря тому, что механическая система следит за данными времени, а не напряжения. Электрическая следящая система служит для переброса

селекторного импульса и поиска, а также для плавной выработки данных по скорости цели, свойственной электрическим временным модуляторам. Благодаря применению отдельной механической сле-

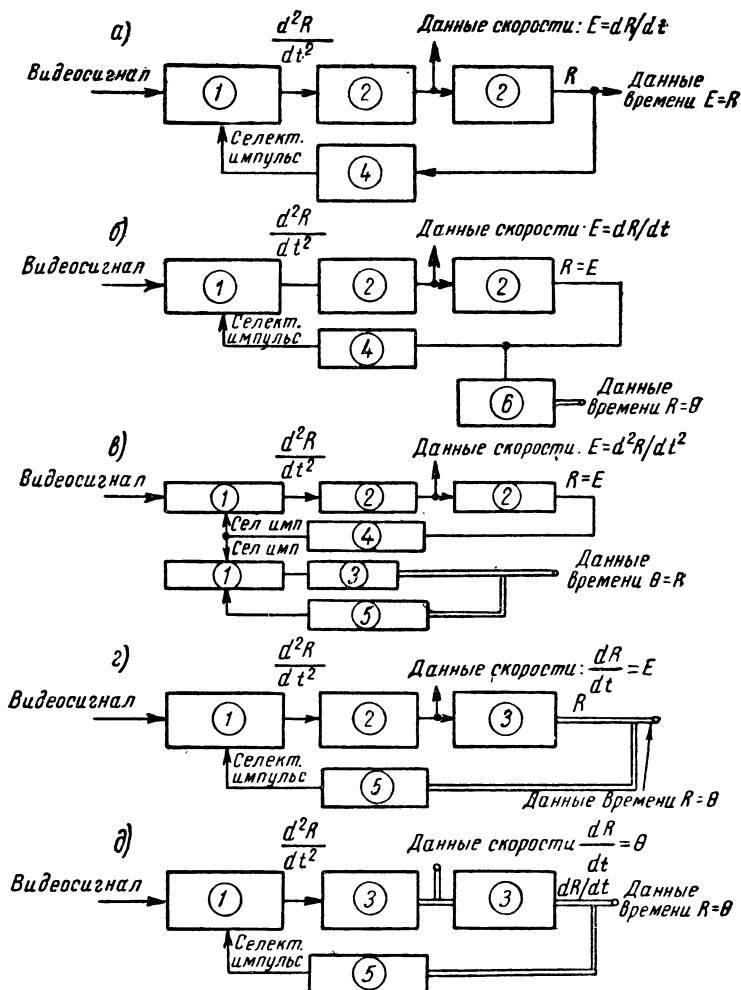


Рис. VIII. 49. Скелетные схемы пяти основных типов систем автоматического измерения времени:

1 — временной дискриминатор, 2 — электрический интегратор, 3 — механический интегратор, 4 — электрический временной модулятор, 5 — механический временной модулятор, 6 — механизм для преобразования электрического выходного сигнала в механический.

дящей системы последняя может отключаться в процессе переброса и поиска с целью уменьшения износа как следящей системы, так и счетно-решающего прибора. При этом может быть осуществлена высокая точность сопровождения, присущая механическим много-

шкальным временным модуляторам. Система типа (а) была применена в станции, называемой «автоматическая радиолокационная станция», а система типа (б) применялась в станции SCR-784.

Тип (г) применяется обычно в тех случаях, когда выходные данные должны быть выработаны в виде механического сигнала. В зависимости от требуемой точности временной модулятор может быть как одношкальным, так и многошкальным.

В типе (д) ошибка в запоминании скорости определяется только возможным нарушением равновесия временного дискриминатора, так как механические интеграторы не обладают систематической ошибкой совмещения.

Метод выбора наиболее подходящей для заданных условий системы лучше всего пояснить на разборе гипотетического примера.

Пусть заданы следующие технические условия:

1. Пределы сопровождения по дальности 140 мсек. Точность выработки дальности 0,05%. Точность выработки скорости 0,05 мсек/сек при скорости 1 мсек/сек. Данные по дальности и по скорости её изменения должны быть представлены в виде поворота выходных валиков.

2. Должно быть предусмотрено прямое (ручное), полуавтоматическое и автоматическое сопровождение.

3. Переброс должен осуществляться со скоростью не менее 18 мсек/сек.

Требование механических выходных данных сразу исключает возможность применения полностью электрической системы типа (а). Система типа (д) также не будет рассматриваться из-за очень серьезной проблемы устойчивости такой системы. Требуемая точность сопровождения заставляет отказаться также от типа (б), так как заданная точность неосуществима с электрическим временным модулятором. Таким образом возможность выбора ограничивается системами типа (в) и (г).

Преимуществами системы типа (в) являются возможность быстрого переброса и поиска, а также плавная и точная выработка данных по скорости изменения дальности, свободных от периодических ошибок*. Недостатками такой системы являются её сложность и громоздкость, обусловленные применением двух следящих систем. Кроме того, благодаря применению электрического интегратора селекторные полуимпульсы не будут оставаться на заданной дальности, а будут медленно перемещаться (около 10 мин) к некоторой точке покоя, если только не будет произведено переключение на ручное сопровождение. По этим соображениям предпочитается одна механическая следящая система. Вопрос о целесообразности применения двух следящих систем остается пока

* Согласно техническим условиям к системе должно быть добавлено механическое устройство, преобразующее электрические данные по скорости в механические.

открытым тем более, что точность выработки данных по скорости не превышает 2% отчасти из-за периодической ошибки по дальности многошкальных систем. Следует отметить, что две следящие системы лучше приспособлены для автоматического поиска. Однако в условиях возможной помехи и при наличии нескольких целей автоматический поиск бесполезен и должен быть заменен ручным поиском. В этом случае единственным недостатком системы с одним следящим механизмом является низкая скорость переброса (около 3 000 м в сек).

Из разобранных примеров можно судить о различных факторах, определяющих выбор системы автоматического измерения времени.

Т а б л и ц а VIII. 2

Сравнение следящих систем

	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>в</i>	<i>г</i>	<i>д</i>	Ограничивающие факторы
Точность по дальности	плох.	плох.	хор.	хор.	хор.	Электрический временной модулятор (одношкальный)
Точность по скорости	хор.	хор.	хор.	плох.	плох.	Периодическая ошибка временного модулятора
Поимка цели	хор.	хор.	хор.	плох.	плох.	Механическое движение
Скорость срабатывания	больш.	мал.	мал.	мал.	мал.	Механическое движение
Выходные механические данные	нет	есть	есть	есть	есть	Механическое движение
Износ	малый	малый	малый	больш.	больш.	Механический переброс
Экономичность	выс.	низк.	низк.	низк.	низк.	Механические элементы
Вес	малый	больш.	больш.	больш.	больш.	Механические элементы

В таблице VIII.2 приведены основные характеристики всех пяти систем. Из столбца, озаглавленного «ограничивающие факторы», видны два основных слабых места систем. Одно из них состоит в том, что для получения высокой точности нужно применять механические временные модуляторы. Разработка точных электрических временных модуляторов взамен обычно применяющихся гониометрических или ёмкостных фазовращателей открыли бы путь для применения точных электрических систем автоматического измерения времени. Второе слабое место связано с необходимостью выработки данных в виде механического сигнала. Наблюдающаяся тенденция развития электрических быстродействующих счетно-решающих приборов избавит в будущем от необходимости включе-

ния механических элементов в систему измерения времени. В случае решения этих двух задач наилучшей окажется полностью электрическая система типа (а). В настоящее время наиболее совершенной является система типа (в), так как она дает высокую точность сопровождения, свойственную многошкальным механическим временным модуляторам, точность выработки скорости, свойственную электрическим временным модуляторам, легкость поимки цели, и, кроме того, вырабатывает выходные механические данные с минимальным износом механизмов. Главными недостатками системы являются высокие стоимость и вес.

ГЛАВА IX

СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ И УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛИ

АППАРАТУРА АВТОМАТИЧЕСКОГО ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ

Проектирование какой-либо установки определенного назначения является в большой степени искусством. Каждая установка носит на себе отпечаток руки её создателя. Характер развития радиолокационной техники во время войны способствовал многообразию типов аппаратуры благодаря тому, что жизнь требовала выпуска различной военной аппаратуры до того, как появились законченные теории. Кроме того, между появлением каких-либо теоретических результатов и их внедрением в практику всегда неизбежен значительный отрезок времени. В результате различные системы автоматического измерения времени сильно отличаются друг от друга и иногда плохо согласуются с установленными в предыдущих главах основными принципами проектирования.

Выше все системы были разбиты на пять основных типов. Однако при описании реальных систем они будут разделены на два класса — простые электрические и простые электромеханические системы, так как все более сложные установки могут быть получены, как их производные.

Перед описанием наиболее типичных систем следует упомянуть о двух простейших, наиболее пригодных в лабораторной практике. Самая простая система из всех возможных основана на применении «расширяющегося» селекторного импульса. Селекторный импульс плавно изменяется по длительности до тех пор, пока не войдет в соприкосновение с сигналом, после чего расширение селекторного импульса прекращается. Типичными примерами таких систем являются английские установки AGL-(T) и AI тип VI A, описанные в главе VIII. Операции поиска, захвата цели и сопровождения осуществляются с помощью минимального количества ламп и деталей. Точность таких устройств не очень высока, так как выработанная дальность в системе с одним селекторным импульсом зависит от абсолютной величины сигнала и шумов.

Вторая очень простая система измерения времени, отличающаяся высокой точностью, заключается в фотографировании с по-

мощью кинокамеры кольцевой развертки электронно-лучевого индикатора с последующим определением координат. При этом вообще не требуется следящая система. Систематические ошибки могут быть исключены в процессе обработки данных. Однако такая система пригодна только в тех случаях, когда выработанные координаты цели не должны быть немедленно использованы, как например, при определении скорости опытных типов самолетов.

Типовые системы автоматического измерения времени, благодаря точности и скорости выработки данных, нашли широкое применение. К первому классу относятся такие электрические системы, как английская установка Обое и самолетный дальномер (ARO), применяемый в станциях AN/APG-5 и AN/APG-15. Ко второму классу относятся системы с механическим модулятором, составляющим один из элементов следящей системы.

1. Самолетный радиодальномер (ARO)

В §§ 13 и 17 этой главы были уже описаны аппаратура поиска цели и временной дискриминатор этой установки, вследствие чего можно будет ограничиться кратким описанием всей системы. В основном будет описан вариант такой установки, целью разра-

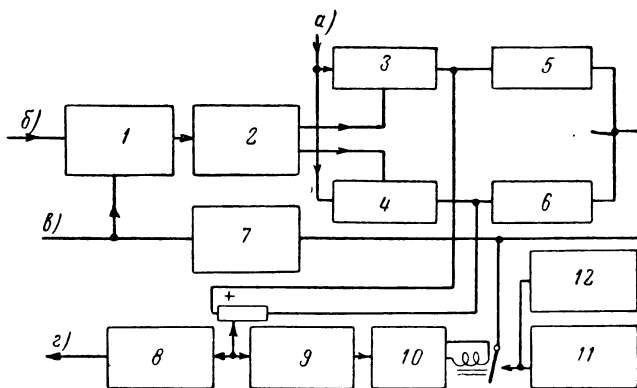


Рис. IX.1. Скелетная схема авиационного радиодальмера:

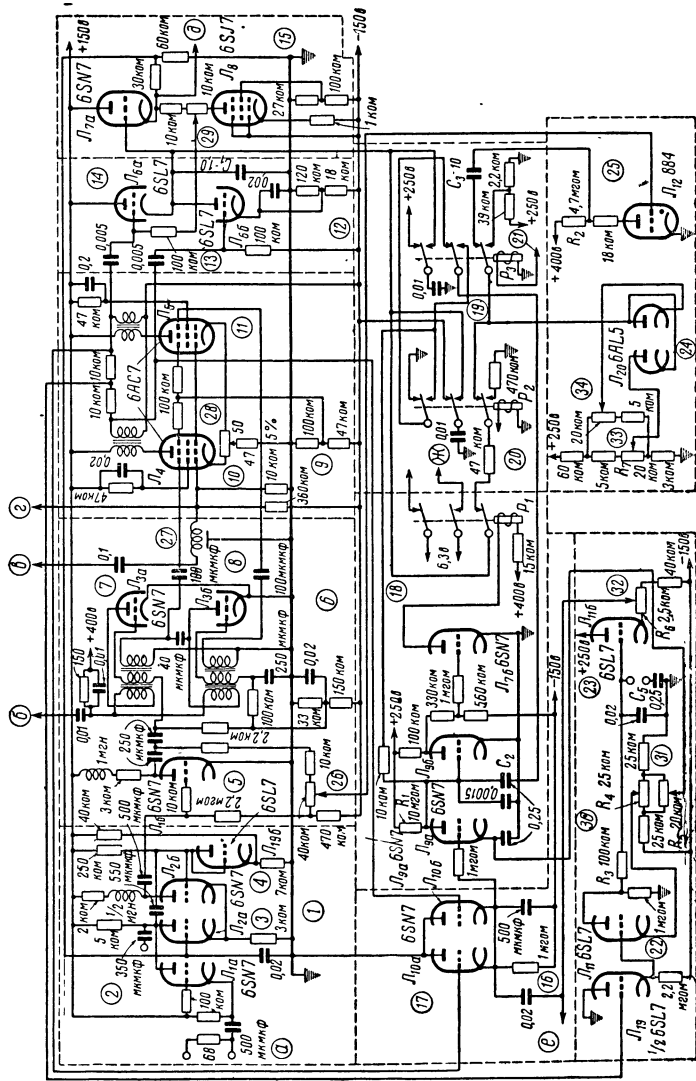
а — вход видеосигнала, *б* — вход пусковых импульсов, *в* — выход на счётно-решающий прибор, *г* — напряжение автоматической регулировки усиления;

1 — временной модулятор, 2 — генератор селекторных импульсов, 3 — временной селектор, 4 — временной селектор, 5 — детектор, 6 — детектор, 7 — блок управления, 8 — детектор автоматической регулировки усиления, 9 — индикатор наличия цели, 10 — реле, 11 — генератор пилообразного напряжения поиска, 12 — цепь ручного выбора цели.

ботки которого являлось уменьшение веса, размеров и потребляемой мощности, а также упрощение схемы. Вариант известен под наименованием ARO тип II.

Скелетная схема установки, изображенная на рис. IX.1, одинакова для обоих вариантов. Принципиальная схема первого варианта

Рис. IX. 2 Принципиальная схема измерения дальности авиационного радиодальномера (типа I). Отдельные блоки обведены пунктирными линиями. Мощности всех сопроцессоров, кроме особо отмеченных, 0,5 Вт:



1 — временной модулятор, 2 — дифференциальный и ограничительный каскад, 3 — мультивибратор переменной задержки, 4 — диодный восстанавливающий каскад, 5 — раздельный каскад, 6 — генератор селекторных импульсов, 7 — генератор первого полупериода импульса, 8 — генератор второго полупериода, 9 — временной селектор, 10 — первый каскад совпадения, 11 — второй каскад совпадения, 12 — дифференциальный детектор, 13 — первый интегратор, 14 — второй интегратор, 15 — блок управления, 16 — индикатор наличия цели, 17 — раздельный каскад, 18 — лампа выключения поиска, 19 — реле ручного перебора, 20 — реле перебора в сторону минимальной дальности, 21 — реле перебора в сторону максимальной дальности, 22 — детектор автоматической регулировки усиления поиска, 23 — регуляторка пилоскопической видеосигналы, 24 — генератор поиска, 25 — тиратронный генератор пилоскопической видеосигналы, 26 — регуляторка смещения на дифференциальный детектор, 27 — линия задержки видеосигналы, 28 — установка автоматической регулировки усиления, 29 — установка опорного уровня лампы выключения поиска, 30 — установка нижнего предела поиска, 31 — установка верхнего предела поиска, 32 — установка начального уровня шумов, 33 — вход видеосигналы, 34 — контроль формы задержанного видеосигналы, 35 — выход пусковых импульсов, 36 — вход видеосигналы, 37 — приемник и индикатор угловых ошибок, 38 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 39 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 40 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 41 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 42 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 43 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 44 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 45 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 46 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 47 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 48 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 49 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 50 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 51 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 52 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 53 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 54 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 55 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 56 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 57 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 58 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 59 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 60 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 61 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 62 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 63 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 64 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 65 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 66 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 67 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 68 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 69 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 70 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 71 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 72 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 73 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 74 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 75 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 76 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 77 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 78 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 79 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 80 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 81 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 82 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 83 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 84 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 85 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 86 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 87 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 88 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 89 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 90 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 91 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 92 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 93 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 94 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 95 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 96 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 97 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 98 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 99 — выход на сигнальную лампу наличия цели, 100 — выход на сигнальную лампу наличия цели.

приведена на рис. IX.2. В состав установки входит мультивибратор задержки, являющийся временным модулятором. Временной модулятор запускает блокинг-генератор, формирующий первый селекторный полуимпульс, который в свою очередь запускает второй блокинг-генератор, формирующий второй полуимпульс. В качестве временных селекторов (каскадов совпадения) применяются лампы 6АС7, запертые по защитной сетке. Импульсные трансформаторы в анодной цепи служат для правильного выбора полярности импульсов, подаваемых на сетки двух триодных детекторов, включенных по схеме дифференциального интегратора, работающего на общую ёмкость C_1 . Управляющее напряжение подается на временной модулятор (мультивибратор задержки) через катодный повторитель с пентодом в качестве катодного сопротивления, обеспечивающим постоянство тока катодного повторителя. Катодный повторитель служит также для питания счетно-решающего механизма и для подачи нужного напряжения смещения на дифференциальный интегратор.

В схему индикатора наличия цели входят два детектора с общим катодным сопротивлением, питаемые селектированными сигналами. Когда выпрямленное напряжение одного из сигналов превосходит установленный уровень, замыкается реле, нормально присоединяющее к конденсатору дальности C_1 пилообразное напряжение поиска или управляющее напряжение ручного выбора цели. На цепь автоматической регулировки усиления приемника и индикатор ошибок по угловым координатам подается сумма селектированных сигналов через третий детектор, усилитель постоянного тока и катодный повторитель.

На рис. IX.3 показан внешний вид блока первого варианта радиодальномера. Блок смонтирован на панели площадью $0,1 \text{ м}^2$ ($0,4 \text{ м}$ на $0,25 \text{ м}$). Блок потребляет 65 ма от источника $+ 400 \text{ в}$, включая стабилизированное напряжение, и 30 ма от источника смещения.

Принципиальная схема второго варианта радиодальномера изображена на рис. IX.4, а внешний вид блока на рис. IX.5. Блок потребляет 30 ма от положительного источника напряжения и 10 ма от отрицательного. Блок размещается на панели площадью $0,05 \text{ м}^2$ ($0,3 \text{ м}$ на $0,165 \text{ м}$). Следует обратить также внимание на насыщенность объема блока деталями. Как уже упоминалось выше, скелетные схемы обоих вариантов одинаковы. Столь значительное уменьшение блока было достигнуто в результате упрощения схемы и применения ламп пальчиковой серии. В настоящее время оставшиеся лампы нормальных размеров, за исключением кенотрона 5УЗ, можно было бы дополнительно заменить диодами типа 6АЛ5 и миниатюрными неоновыми стабилизаторами напряжения. Следует отметить отсутствие во втором варианте цепи задержки видеосигнала на 4 мксек , применявшейся в первом варианте для компенсации широкого начального импульса мультивибратора задержки.

Мультивибратор задержки заменен во втором варианте генератором пилообразных колебаний со следящей лампой (L_1 , L_2 , L_{36}

и L_{4a}) и диодным компаратором L_{46} . Благодаря этому потребляемый ток снизился на 15 *ма*, а минимальная дальность уменьшилась с 350 *м* до 45 *м*. При этом выросла точность определения дальности и отпала необходимость в применении линии задержки в цепи видеосигнала.

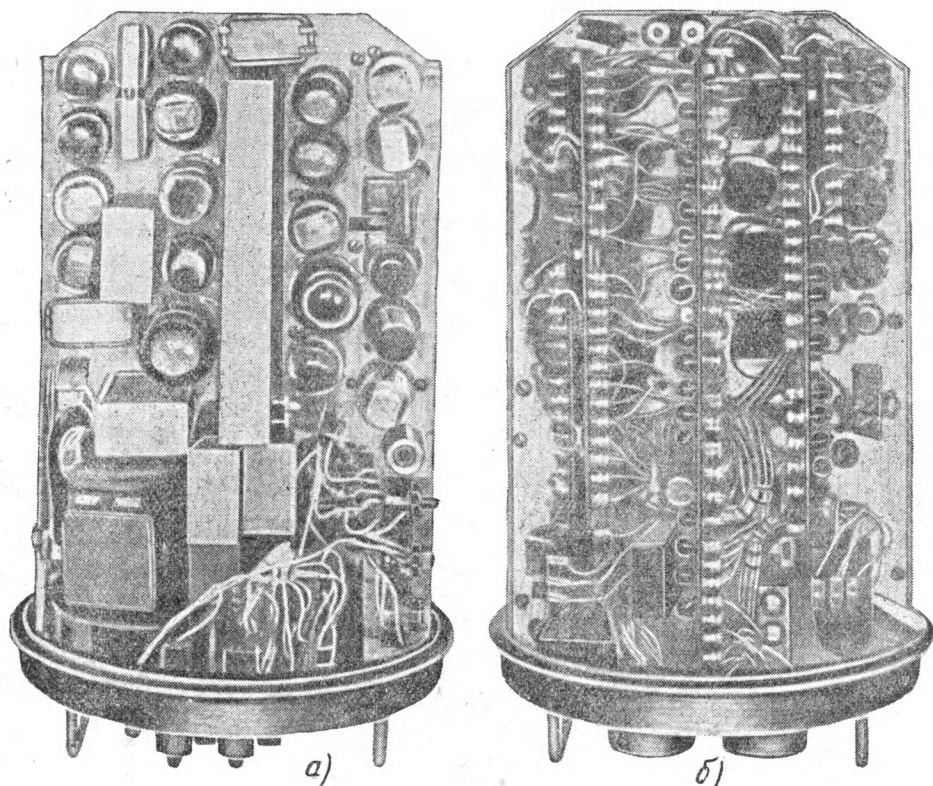


Рис. IX. 3 Внешний вид I типа авиационного радиодальномера (размеры 0,1×0,25 м):

а — вид сверху, б — вид снизу.

Замена двух генераторов селекторных полуимпульсов одним блокинг-генератором L_6 и линией задержки позволила существенно уменьшить размеры панели. Линия задержки на 0,25 *мксек* видна справа в нижней части шасси.

Во временных селекторах L_8 и L_9 применены лампы типа 6AS6, нормально запертые по защитной сетке. Лампы 6AS6 работают в этом режиме значительно лучше ламп 6AC7. В анодные цепи временных селекторов включены сопротивления, а не импульсные трансформаторы. Это стало возможным в результате замены триодных детекторов диодными (L_{10} и L_{11}), на которые могут быть по-

даны сигналы не только положительной, но и отрицательной полярности.

В блоке управления второго варианта применен электрический интегратор (L_{17}), вместо приближенного интегрирования, осуществляемого в первом варианте детектором с большим сопротивлением и большим конденсатором. Необходимость в точном интегрировании обусловливается большими пределами изменения управляющего напряжения временного модулятора. Катодный повторитель L_{18} замыкает цепь отрицательной обратной связи через конденсатор

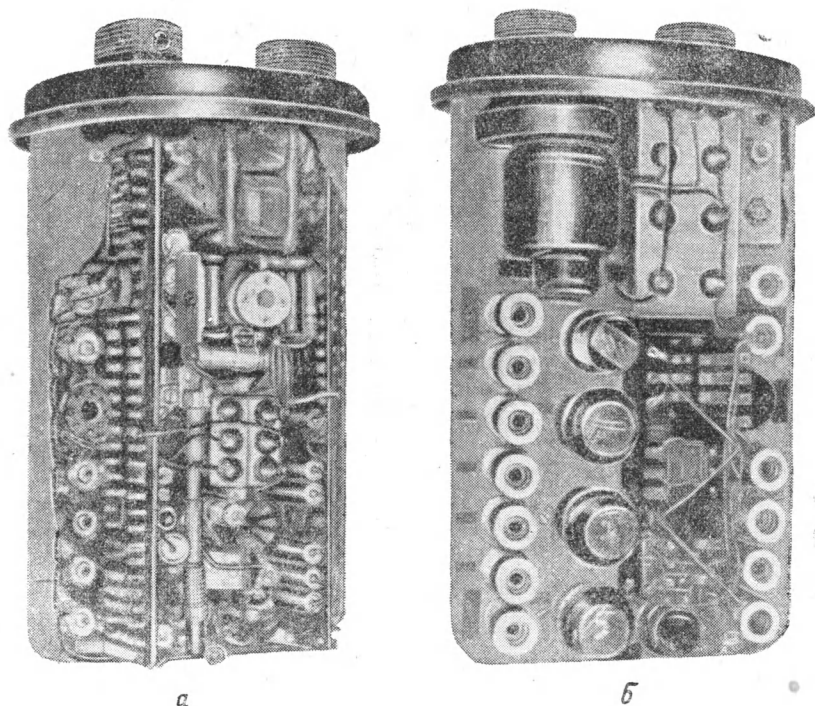


Рис. IX. 5 Внешний вид II типа авиационного радиодальномера (размеры $0,3 \times 0,165$ м):

a — вид снизу, *б* — вид сверху.

ёмкостью $0,01$ мкф и питает счетно-решающий прибор. Благодаря небольшим колебаниям выходного напряжения дифференциального детектора смещение на диоды может быть постоянным.

Во втором варианте применена совершенно другая схема индикатора наличия цели. Сумма двух селектированных видеосигналов растягивается, усиливается узкополосным усилителем L_{12} , детектируется в пиковом детекторе L_{13} и вызывает срабатывание реле, включенного в анодную цепь лампы L_{14} . Благодаря применению усилителя переменного, а не постоянного, тока может быть произведено более точное сравнение с опорным напряжением. В цепи

автоматической регулировки усиления приемника применен второй узкополосный усилитель L_{15} , дополнительно к усилителю L_{12} , и диодный детектор L_{16} .

Схема генератора пилообразного напряжения автоматического поиска отличается во втором варианте только отсутствием ограничительных диодов для регулировки пределов изменения пилообраз-

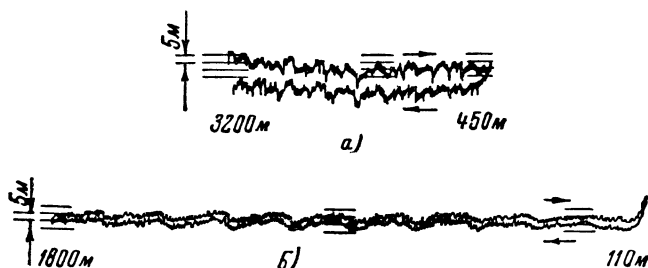


Рис. IX. 6. Ошибки по дальности в функции дальности в I типе авиационного радиодальномера:

a — шкала на 3600 м (4000 ярд), *б* — шкала на 1800 м (2000 ярд). Скорость 22 м/сек. Источником систематической ошибки с периодом 180 м (200 ярд) является временной модулятор. Отчётливо видна скоростная систематическая ошибка, выявляющаяся при изменении направления движения цели.

ного напряжения. Для изменения пределов поиска меняется средний уровень пилообразного напряжения. Релейная схема ручного перехода на другую цель осталась во втором варианте такой же,

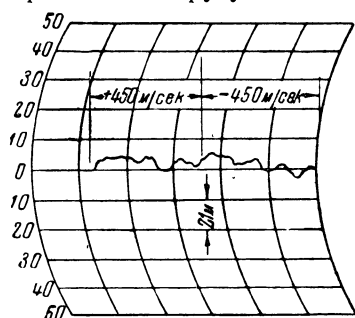


Рис. IX.7. Ошибки по дальности во II типе авиационного радиодальномера (только электрической следящей системы). Видны систематические скоростные ошибки и ошибки, обусловленные нелинейной характеристикой временного модулятора.

как и в первом, и поэтому изображена на принципиальной схеме упрощенно во избежание загромождения чертежа.

Динамическая ошибка сопровождения в обоих вариантах видна из кривых на рисунках IX.6 и IX.7. Прибор для испытания аппаратуры описан в § 3.

2. Система Обоё

В качестве второго примера электрической системы измерения времени выбрана система Обоё типа ПМ, так как на этом примере видны пути решения данной задачи в Англии. К числу особенностей установки относятся использование выработанного напряже-

ния как по дальности, так и по скорости цели в электрическом счетно-решающем приборе, использование многошкального временного модулятора в полностью электрической системе измерения времени, необычный способ селектирования сигнала для получения в схеме двух детекторов сигнала ошибки и суммарного сигнала,

применение очень точного электрического интегратора в блоке управления и, наконец, использование схемы автоматического сопровождения цели по инерции, обладающей точной памятью в течение около одной минуты.

Аппаратура автоматического измерения времени является частью английского радиомаяка, предназначенного для точного слепого бомбометания триангуляционным методом. Как видно из рис. IX.8, система состоит из двух наземных радиостанций, курсовой и управляющей, запрашивающих ответчик, расположенный на самолете. Курсовая станция производит автоматическое сопровождение ответного сигнала, сравнивает измеренную дальность с расстоянием между курсовой станцией и объектом бомбометания и передает сигнал на самолет, благодаря которому пилот летит по окружности, проходящей через объект. Управляющая станция автоматически измеряет дальность и скорость самолета для определения в счетно-решающем приборе точки сбрасывания бомб. Отчеты показывают, что точность измерения дальности для всех расстояний в пределах 550 км составляет около 5 м, при диаметре круга рассеяния бомб от 20 до 40 км. Столь высокая точность временного модулятора получена в результате применения ступенчатой задержки времени путем выбора какой-либо одной из семидесяти 8-километровых (5-мильных) отметок дальности, сформированных из колебаний кварцевого генератора. Отметка дальности служит пусковым импульсом для фантастрона автоматического сопровождения самолета, управляемого временным дискриминатором и обслуживающего интервал по дальности около 25 км, в середине которого расположен объект бомбометания.

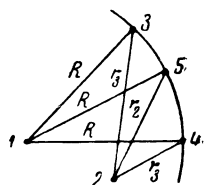


Рис. IX.8. Система слепого бомбометания \odot оое:

1 — курсовая станция, 2 — управляющая станция, 3 — объект бомбометания, 4 — самолет, 5 — точка сбрасывания бомб.

Скелетная схема, изображенная на рис. IX.9, одинакова для курсовой и управляющей станций. Верхний ряд блоков составляет временной модулятор. Процесс сопровождения осуществляется следующим образом. Управляющее напряжение фантастрона сопровождения устанавливается на уровне $+165$ в, являющимся средним значением. Задержка селектора отметки дальности и фантастрона выбора активного участка устанавливается таким образом, чтобы импульс сопровождения самолета оказался в точке расположения объекта бомбометания. Дальность объекта определяется по карте. Установка задержки производится с помощью электронно-лучевого индикатора типа А с точными яркостными отметками дальности с интервалами в 1,6 км и 8 км (1 и 5 миль). Затем устанавливается задержка фантастрона, имитирующего объект бомбометания, таким образом, чтобы отметка, имитирующая объект, оказалась также точно на дальности объекта бомбометания. Задержка фантастрона — имитатора объекта остается постоянной в течение всех последующих операций. Отметка, имитирующая

объект, применяется только для того, чтобы наземный оператор мог ориентировочно оценивать по электронно-лучевому индикатору расстояние самолета от объекта бомбометания и своевременно предупредить летчика о приближении момента сбрасывания бомб. После установки обоих отметок на дальности объекта импульс сопровождения смещается, причём отклонение управляющего напряжения

Рис. IX.9. Скелетная схема аппаратуры автоматического сопровождения по дальности системы 0000:

фантастрона сопровождения от «нулевого уровня» + 165 в является мерой расстояния между самолетом и объектом бомбометания.

жения по скорости составляет 0,25 в на 1 км в час. Второй интегратор (интегратор дальности) вырабатывает в результате интегрирования управляющего напряжения по скорости управляющее напряжение по дальности со средним значением $+165$ в и с крутизной 20 в на 1 км.

Выбор цели производится путем переключения управляющего напряжения по скорости на ручное управление и совмещения ответного сигнала с импульсом сопровождения по электронно-лучевому индикатору. После этого управляющее напряжение по скорости снова переключается на интегратор скорости, в результате чего начинается автоматическое сопровождение.

Инвертор тока во временном дискриминаторе (лампа L_1 на рис. IX.14) питает усилитель, в анодной цепи которого включено реле. Реле включается в том случае, когда уровень ответного сигнала падает ниже установленного значения на промежуток времени, превышающий $\frac{1}{8}$ сек. Реле отключает интегратор скорости

от всех источников тока и включает между анодом и сеткой интегратора конденсатор, предварительно заряженный до уровня, соответствующего усредненному значению скорости. Таким образом управляющее напряжение по скорости сохраняет выработанное усредненное значение в течение 15—20 сек впредь до появления ответного сигнала и возобновления процесса автоматического сопровождения.

На рисунках IX.10 и IX.11 приведены диаграммы всех импульсов с постоянной и переменной задержкой. Диаграммы селекторных импульсов и принципиальная схема временно-

го дискриминатора были изображены на рис. VIII.30.

Кварцевый генератор, не показанный на схемах, помещен в термостат и сохраняет стабильность колебаний порядка $5 \cdot 10^{-6}$ в течение ряда месяцев. Такая стабильность необходима для обеспечения требуемой точности измерения в 5 м при дальности в 500 км (10^{-5}).

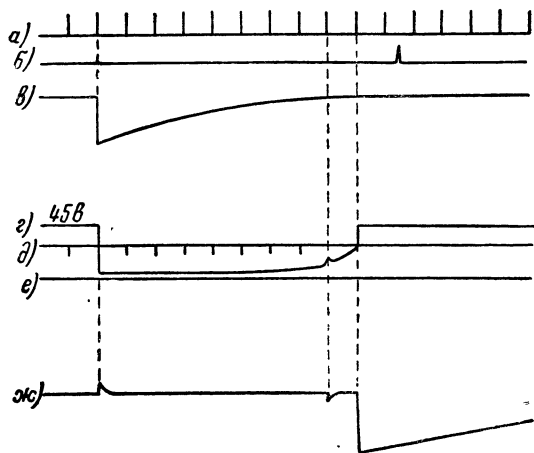


Рис. IX.10. Диаграммы напряжений временного селектора отметки дальности системы 000:

а — отметки дальности с интервалом 8 км (5 миль), б — ответный сигнал самолёта, в — пусковой импульс (частоты повторения), г — напряжение на катоде фантастрона — селектора отметки дальности, д — напряжение на защитной сетке фантастрона, е — уровень потенциала земли, жс — выходное напряжение фантастрона — селектора отметки дальности.

Принципиальная схема селектора отметки дальности (8 км) показана на рис. IX.12. Селектор является фантастроном, начало срабатывания которого определяется моментом подачи пускового импульса частоты повторения. Прекращение колебаний определяется напряжением на отсекающем диоде и ближайшей отметкой дальности, подаваемой на защитную сетку фантастрона. Для обеспечения правильных фазовых соотношений предусмотрена регулировка синхронизации. Селектированная отметка дальности поступает на фантастрон выбора активного участка после дифференцирования и ограничения по амплитуде. Эта цепь может явиться источником ошибок, однако импульс, имитирующий объект, дает возможность устранения ошибки по изображению на электронно-лучевом индикаторе.

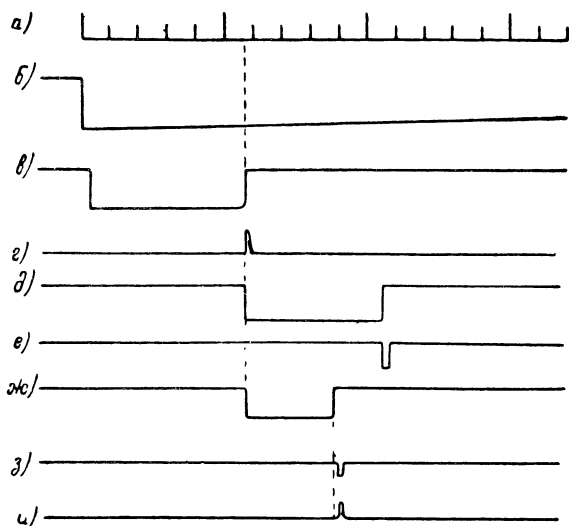


Рис. IX.11. Диаграммы напряжений аппаратуры автоматического сопровождения системы Обое:

а — отметки дальности с интервалами 1,6 и 8 км (1 и 5 миль), б — отрицательный импульс селектора отметки дальности, в — напряжение на катоде фантастрона выбора активного участка, г — задержанный пусковой импульс к фантастроу сопровождения и имитатору объекта бомбометания, д — напряжение на катоде фантастрона, имитирующего объект бомбометания (затемняющий электронно-лучевую трубку), ж — напряжение на катоде фантастрона сопровождения, з — импульс сопровождения (подсвечивающий электронно-лучевую трубку), и — ответный сигнал самолета.

активного участка, фантастрона — имитатора объекта бомбометания и цепи формирования отметки, имитирующей объект. Интересной особенностью схемы является применение искусственной линии для формирования короткого импульса из длинного. Фантастрон выбора активного участка включается последовательно с фантастроном сопровождения, вследствие чего стабильность по дальности определяется стабильностью обоих фантастронов. Однако от схемы требуется лишь кратковременная стабильность, так как непосредственно перед каждым сбрасыванием бомб можно произвести калибровку по отметкам дальности.

Принципиальная схема фантастрона сопровождения L_7 показана на рис. IX.14. Смещение на отсекающем диоде L_6 определяется интегратором дальности L_4 , управляемым в зависимости от выбранного режима с помощью интегратора скорости L_3 или потенциометра ручного управления. Для увеличения линейности пило-

образной, подаваемой на защитную сетку фантастрона. Для обеспечения правильных фазовых соотношений предусмотрена регулировка синхронизации. Селектированная отметка дальности поступает на фантастрон выбора активного участка после дифференцирования и ограничения по амплитуде. Эта цепь может явиться источником ошибок, однако импульс, имитирующий объект, дает возможность устранения ошибки по изображению на электронно-лучевом индикаторе.

На рис. IX.13 приведена принципиальная схема фантастрона выбора активного участка.

собразного напряжения в области действующих значений анодное напряжение фантастрона выбрано равным $+1\,000$ в. Во избежание пробоя лампы применен диод \mathcal{L}_5 , благодаря которому реальное напряжение на аноде не может подняться выше $+350$ в.

Остальные элементы схемы рис. IX.14 имеют отношение к автоматическому управлению временной модуляцией. Выходным сигналом временного дискриминатора (рис. VIII.30) являются два тока, разность которых пропорциональна рассогласованию между

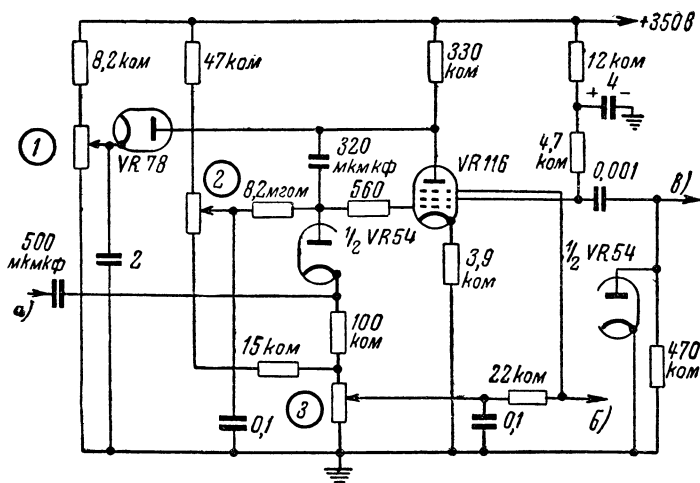


Рис. IX.12. Принципиальная схема фантастрона — селектора отметки дальности системы Обое:

1 — потенциометр выбора отметки дальности, 2 — потенциометр установки пределов работы, 3 — потенциометр точной установки фазы;

α — вход отрицательного пускового импульса (частоты повторения), β — вход отрицательных отметок дальности, γ — выход отрицательного задержанного пускового импульса.

селекторными импульсами и ответным сигналом. Эти токи обозначены на схеме IX.14 индексами i_1 и i_2 . В момент точного совмещения селекторных импульсов и ответного сигнала ток i_2 в два раза больше тока i_1 , так как определяется вдвое более длинным селекторным импульсом. Так как длинный селекторный импульс полностью перекрывает ответный сигнал, ток i_2 точно пропорционален интенсивности сигнала и не меняется при небольшом рассогласовании. Следящая система сравнивает половину тока i_2 с током i_1 , величина которого определяется первой половиной ответного сигнала, и модулирует селекторные импульсы по времени так, чтобы эти две величины были все время равны.

Лампа \mathcal{L}_1 является инвертором тока. Если принять усиление лампы \mathcal{L}_1 равным бесконечности, то потенциал сетки этой лампы можно считать неизменным (так называемое «кажущееся заземление», см. § 8 главы VIII). Следовательно, ток через сопротивление R_1 равен и противоположен по знаку току i_2 . Если напряжение

в точке A вдвое меньше напряжения, определяющего ток через сопротивление R_1 , то ток, протекающий через сопротивление R_2 , равное сопротивлению R_1 , между точкой A и точкой с потенциалом,

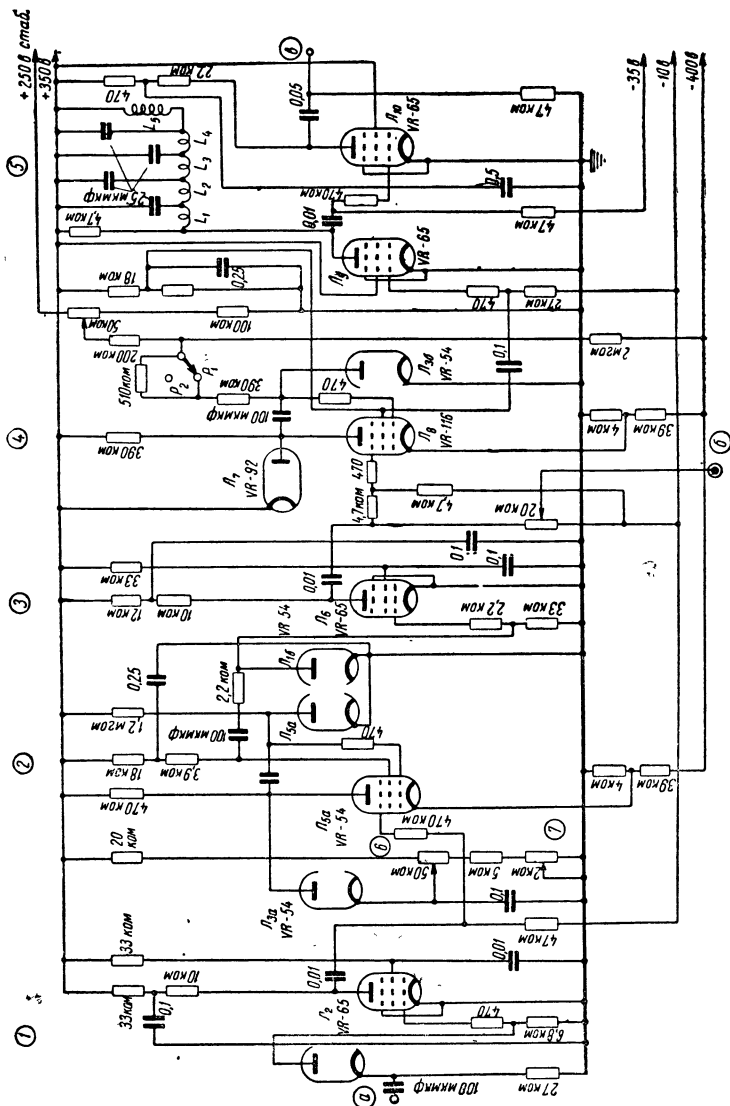


Рис. IX.13. Принципиальная схема фантастропа выбора активного участка и имитатора объекта обомоветания системы Обо:

α — вход задержанного пускового импульса, β — выход пускового импульса фантастропа сопровождения, θ — выход сигнала, имитирующего объект бомбометания; 1 — усилитель задержанного пускового импульса, 2 — фантастрон выбора активного участка, 3 — усилитель пускового импульса фантастропа сопровождения, 4 — фантастрон, имитирующий объект бомбометания, 5 — цепь формирования импульса, имитирующего объект бомбометания, 6 — грубая регулировка выбора активного участка, 7 — точная регулировка выбора активного участка

равным потенциалу на сетке лампы \mathcal{L}_1 , должен быть равен и противоположен по знаку току $\frac{i_2}{2}$. Ток $\frac{i_2}{2}$ складывается с током i_1 в сеточной цепи интегратора скорости \mathcal{L}_3 , интегрирующего дифферен-

[illegible]

Рис. IX.14. Принципиальная схема фантастроны сопровождения и блока управления системы Обое:

α — вход тока, выделенного коротким селекторным импульсом; δ — вход тока, выделенного длинным селекторным импульсом; e — тусковой импульс к генератору селективных импульсов; I — инвертор тока; S_1 — селекторный импульсом; s — флиггерное сопровождения на сопровождение по нирини; 3 — интегратор длины перехода с автоматического сопровождения; 6 — реле перехода с автоматического сопровождения на сопровождающую; 4 — интегратор дальности; 8 — реле перехода с автоматического сопровождения на сопровождающую; установка "точки сопровождения"; 9 — переключатель автоматического сопровождения на сопровождающее по нирини; 9 — переключатель перехода с ручного сопровождения на автоматическое; положение I соответствует ручному сопровождению, а положение II — автоматическому; 10 — потенциометр расстояния ручного сопровождения; 11 — установка нуля дальности; 12 — переключатель калибровки.

85

начнет изменяться со скоростью, вызывающей через конденсатор C_1 ток, равный и противоположный разности токов i_1 и $\frac{i_2}{2}$. Изменение управляющего напряжения по скорости вызовет изменение управляющего напряжения по дальности с такой скоростью, что селекторные импульсы и ответный сигнал будут непрерывно поддерживаться в совмещенном состоянии. Напряжение смещения на сетке интегратора дальности \mathcal{L}_4 устанавливается с помощью потенциометра регулировки нулевой дальности таким образом, чтобы при номинальном напряжении $+165$ в на аноде лампы \mathcal{L}_3 напряжение на аноде лампы \mathcal{L}_4 было также равно $+165$ в.

Схема автоматического сопровождения цели по инерции работает следующим образом. При пропадании сигнала управляющее напряжение по скорости начинает стремиться к номинальному значению $+165$ в с постоянной времени в несколько секунд. Однако при этом падает анодное напряжение лампы \mathcal{L}_1 и растет анодный ток лампы \mathcal{L}_2 с такой постоянной времени, что через $\frac{1}{8}$ сек срабатывает реле в анодной цепи лампы \mathcal{L}_2 . Реле переключает три контакта в цепи лампы \mathcal{L}_3 из положения «автоматическое сопровождение» в положение «сопровождение по инерции». В процессе автоматического сопровождения управляющее напряжение по скорости заряжает конденсатор C_2 с постоянной времени около 2 сек. При перебросе контактов в положение «сопровождение по инерции» все источники тока отключаются от интегратора скорости, а конденсатор C_2 присоединяется между анодом и сеткой интегратора. Поскольку заряд конденсатора C_2 производится относительно уровня, соответствующего нормальному напряжению смещения лампы \mathcal{L}_3 , напряжение на конденсаторе C_2 точно равно средней разности потенциалов между анодом и сеткой лампы \mathcal{L}_3 за предшествующие 2 сек. Поэтому ток через конденсатор C_2 будет отсутствовать и, если пренебречь токами утечки, анодное напряжение лампы \mathcal{L}_3 будет сохранять величину, соответствующую усредненному значению выработанной скорости. В течение $\frac{1}{8}$ сек, пока не сработает реле, напряжение на конденсаторе C_2 не может сколько-нибудь заметно измениться благодаря усредняющему действию интегратора и сглаживающих цепей. Если пилот поддерживает постоянную скорость самолета, ошибка бомбометания незначительно увеличивается благодаря схеме сопровождения по инерции даже в том случае, когда сигнал пропадает за 15 сек перед моментом сбрасывания бомб. Описанная схема автоматического сопровождения по инерции обладает тем достоинством, что временной дискриминатор отключается и значение выработанной скорости не может измениться вследствие его разбалансировки.

Выше было принято, что при постоянном значении управляющего напряжения по скорости U_v скорость изменения управляющего напряжения по дальности U_r также постоянна. Это верно лишь в том случае, если \mathcal{L}_4 является точным интегратором. Поэтому утечки в схеме интегратора дальности \mathcal{L}_4 так же опасны, как в схеме интегратора скорости \mathcal{L}_3 . Наиболее серьезным источником токов

утечки в интеграторе L_4 является конденсатор обратной связи ёмкостью 4 мкф. Он должен обладать по техническим условиям сопротивлением утечки не менее 2 000 мгом. В последующих образцах установки применялся слюдяной конденсатор.

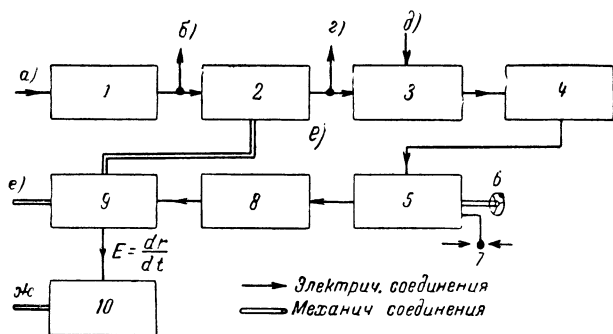
Можно наметить ряд усовершенствований описанной выше схемы. Одно из них заключается в замене фантастрона сопровождения и фантастрона выбора активного участка одним линейным генератором пилообразного напряжения с двумя амплитудными диодно-регенеративными компараторами, подобными описанным в главе V. Второе усовершенствование состоит в замене амплитудного селектора отметки дальности, состоящего из фантастрона, управляемого этой отметкой, на временной селектор, работающий по принципу совпадения двух импульсов. Кроме того, для повышения точности калибровки следует добавить отметки дальности с интервалами в 160 м (0,1 мили), которые можно получить путём умножения частоты существующих отметок дальности с интервалами в 1,6 км (1 милю). Временной дискриминатор было бы целесообразно заменить типом, описанным в § 13 главы VIII. В электрических интеграторах следует лишь рекомендовать применение слюдяных конденсаторов.

В системе Обое заслуживает внимания контрольный прибор, предназначенный для проверки работы аппаратуры автоматического сопровождения и для регулировки крутизны кривой управляющего напряжения по скорости U_v в функции скорости цели. Он состоит из электрического интегратора, управляющего фантастроном. Выходное напряжение фантастрона запускает импульсный генератор с переменной амплитудой и длительностью импульсов. Путём изменения входного напряжения интегратора можно менять скорость перемещения сигнала, имитирующего самолёт, в пределах от +500 км/час до —500 км/час в любом интервале 550-километровой шкалы дальности. Управляющее напряжение по скорости может быть прокалибровано в соответствии со скоростью сигнала, имитирующего самолёт, точно устанавливаемой по отметкам дальности с помощью секундомера.

3. Электромеханические системы

Системы, в которых механический временной модулятор является частью следящей системы, могут быть названы «электромеханическими». Они прежде всего применяются в автоматических системах сопровождения по дальности очень высокой точности. Они обладают, как и система Обое, кратковременной памятью по скорости (около 2 сек), определяемой первым интегратором, и той или иной цепью сопровождения по инерции для длительного сопровождения по скорости. Функции цепи сопровождения по инерции часто выполняет механизм полуавтоматического сопровождения, управляющее напряжение по скорости которого поддерживается в соответствии с последним значением скорости цели, выработанным при

Получение устойчивой работы в электромеханической следящей системе с двумя интеграторами является при наличии известного навыка несложной задачей. В каждом частном случае известны формы сигнала ошибки и отношение шкал механического времен-

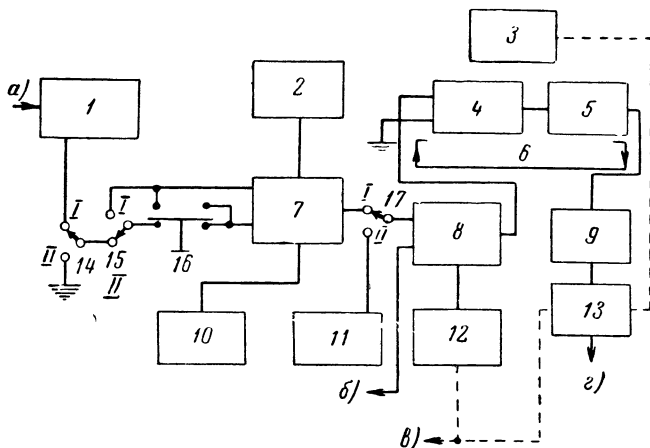


1 — синхрогенератор, 2 — двухшкальный механический временной модулятор, 3 — временной дискриминатор, 4 — цепь стабилизации и сопровождения по инерции, 5 — блок ручного сопровождения и переброса, 6 — штурвал ручного и/ли полуавтоматического сопровождения, 7 — переключатель переброса, 8 — сервоустройство, 9 — механизм управления по дальности, 10 — механизм управления по скорости;

a — выход пусковых импульсов частоты повторения, b — выход пусковых импульсов с радиопередатчику, v — выход селекторных импульсов, z — выход отметки дальности на электронно-лучевой индикатор, d — вход видеосигнала, e — выходной валик дальности, $\theta_1 = r$, $ж$ — выходной валик скорости, $\theta_2 = \frac{dr}{dt}$.

На рис. IX.15 изображена скелетная схема современной электромеханической системы. В синхрогенераторе выделяются две отметки из серии отметок с частотой 163 кГц через каждые 330 мксек. Они используются в качестве предвещающего пускового импульса системы и пускового импульса передатчика.

На рис. IX.16 показана скелетная, а на рисунках IX.17 и IX.18 принципиальная схема блока управления. Следует отметить метод



1 — катодный повторитель сигнала огибки по дальности, 2 — тахогенератор полуавтоматического сопровождения, 3 — потенциометр счетно-решающего прибора, 4 — модулятор на частоту 60 Гц, 5 — катодный повторитель, 6 — цепь тахогенераторной обратной связи, 7 — смеситель управляющих напряжений автоматического и полуавтоматического сопровождения, 8 — смеситель управляющих напряжений и напряжений обратной связи от тахогенератора, 9 — сервоусилитель, 10 — эквивалентная ёмкость блока управления, 11 — потенциометр переброса, 12 — тахогенератор обратной связи, 13 — управляющий мотор дальности, 14 — переключатель перехода с поиска на автоматическое сопровождение; положение 1 — автоматическое сопровождение, положение 11 — поиск, 15 — переключатель перехода с автоматического на полуавтоматическое сопровождение; положение 1 — полуавтоматическое сопровождение, положение 11 — автоматическое сопровождение, 16 — кнопка перехода на сопровождение по инерции, 17 — переключатель перехода с сопровождения на переброс; положение 1 — сопровождение, положение 11 — переброс;

а — вход сигнала ошибки от временного дискриминатора, *б* — выход управляющего напряжения дальности, *в* — к механическому временному модулятору, *г* — к счетно-решающему прибору.

89_v

обратной связи с сервоусилителем дальности. При вращении тахогенератора полуавтоматического сопровождения на сопротивлении R_3 развивается напряжение, пропорциональное скорости его вращения. Так как приводной механизм тахогенератора обратной связи является интегратором, выходная ось механизма дальности вращается пропорционально оборотам тахогенератора полуавтоматического сопровождения. В момент совмещения селекторных полуимпульсов с сигналом к напряжению тахогенератора полуавтоматического сопровождения добавится напряжение временного дискри-

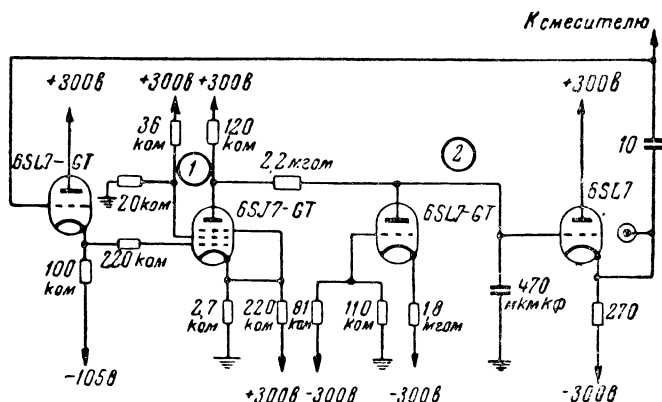


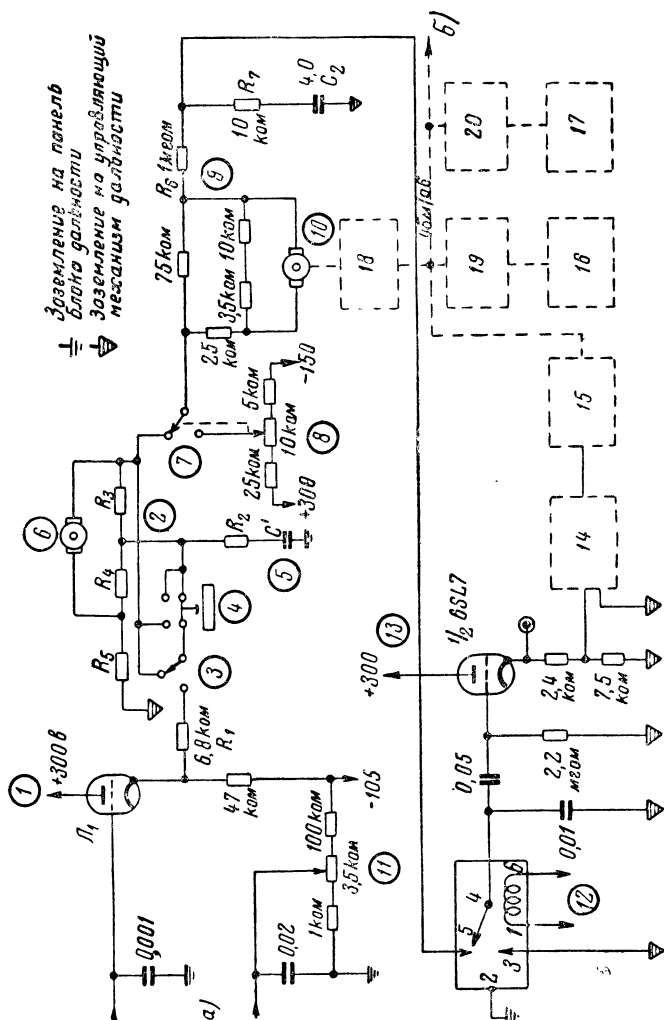
Рис. IX.17. Принципиальная схема эквивалентного конденсатора блока управления и цепи сопровождения по инерции. В схеме использована анодно-сеточная обратная связь с целью получения эффекта динамической емкости. В результате эквивалентная ёмкость схемы равна 300 мкф при действительной ёмкости 10 мкф:

1 — усилитель, 2 — цепь изменения уровня напряжения постоянного тока.

минатора, благодаря чему селекторные полуимпульсы и сигнал будут совмещены все время, пока оператор не перестанет вращать тахогенератор. Для перехода на другую цель достаточно резко повернуть штурвал. При этом напряжение на тахогенераторе полуавтоматического сопровождения окажется значительно выше напряжения временного дискриминатора и селекторные полуимпульсы сместятся с сигнала. Такое устройство вместе со схемой переброса селекторных полуимпульсов, показанной на рис. IX.18, очень удобно с точки зрения поиска цели. Скорость переброса равна 4 500 м/сек, а скорость смещения селекторных полуимпульсов — 1 800 м/сек.

На рис. IX.19,б показана схема соединений при полуавтоматическом сопровождении. Временной дискриминатор отключается и тахогенератор полуавтоматического сопровождения развивает на эквивалентной ёмкости C' (300 мкф) напряжение, пропорциональное его оборотам. Постоянная времени интегрирования, определяемая цепью R_5 и C' , равна 300 сек. В течение этого времени будет умень-

Рис. IX.18. Принципиальная схема блока управления. Эквивалентный конденсатор (рис. IX.17) показан условно в виде емкости C' :
 1 — катодный повторитель сигнала ошибки, 2 — смеситель управляющих напряжений автоматического и полуавтоматического сопровождения, 3 — переключатель перехода с автоматического и на полуавтоматическое сопровождение, 4 — кнопка перехода на сопровождение по инерции, 5 — эквивалентный конденсатор, $C' = 800$ мкФ, 6 — тахогенератор полуавтоматического сопровождения, 7 — переключатель перехода с сопровождения на перебор, 8 — потенциометр перебора, 9 — смеситель управляющего напряжения и напряжения обратной связи, 10 — тахогенератор обратной связи, 11 — установка нуля дальности, 12 — модулятор на частоту 60 Гц, 13 — катодный повторитель управляющего напряжения дальности, 14 — сервоусилитель, 15 — управляющий мотор дальности, 16 — фазовращатель временного модулятора, 17 — потенциометр дальности временного модулятора, 18 — редуктор 20:1, 19 — редуктор 20:1, 20 — редуктор 800:1;
 а — вход сигнала ошибки от временного дискриминатора, б — выход на счетно-решающий прибор и систему передачи данных.



шаться выработанное значение скорости. если оператор не будет вводить поправок. Так как конденсатор C' заряжается временным дискриминатором в процессе автоматического сопровождения, это будет также временем запоминания скорости при нажатии на кнопку сопровождения по инерции. Если при пропадании сигнала в про-

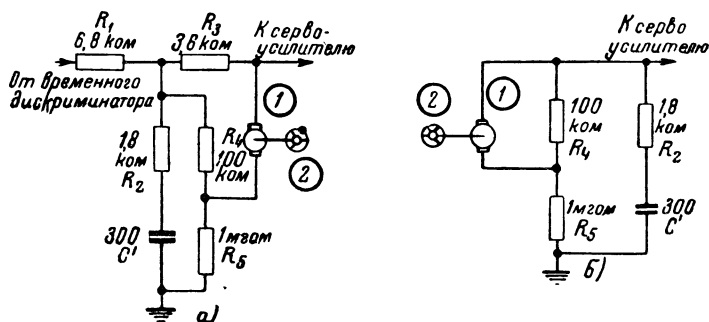


Рис. IX.19. Принципиальная схема цепи стабилизации полуавтоматического сопровождения блока управления:
1 — тахогенератор полуавтоматического сопровождения, 2 — штурвал полуавтоматического сопровождения.

цессе автоматического сопровождения оператор не будет трогать кнопки сопровождения по инерции, то установившееся значение скорости будет уменьшаться с постоянной времени около $2,7 \text{ сек}$, определяемой сопротивлениями R_1 и R_2 и выходным сопротивлением катодного повторителя \mathcal{L}_1 . Постоянная времени схемы автоматической регулировки усиления приемника равна $\frac{1}{300} \text{ сек}$, что дает

возможность удовлетворительно сопровождать сильно замирающие сигналы. Постоянная времени механизма полуавтоматического сопровождения равна $0,5 \text{ сек}$ при цене оборота штурвала в 90 м .

Следует отметить, что перед вибрационным модулятором 60 гц , модулятором главной стабилизирующей цепи и цепи смещения напряжения тахогенератора обратной связи включена сглаживающая цепь, состоящая из сопротивлений R_6 и R_7 и ёмкости C_2 . Принципиальная схема сервоусилителя изображена на рис. IX.20. Управляющий мотор двухфазный, индукционного типа с ценой оборота вала 90 м .

Динамические характеристики системы автоматического сопровождения. Чрезвычайно большую помощь в проектировании механизмов автоматического сопровождения оказывает контрольный прибор («имитатор цели») для испытания механизмов в динамике. Прибор вырабатывает имитирующий сигнал, изменяющийся по дальности и величине подобно реальному сигналу, и записывает непосредственно разность между дальностью имитирующего сигнала и дальностью, вырабатываемой механизмом автоматического сопровождения. Механизм имитатора цели показан на рис. IX.21.

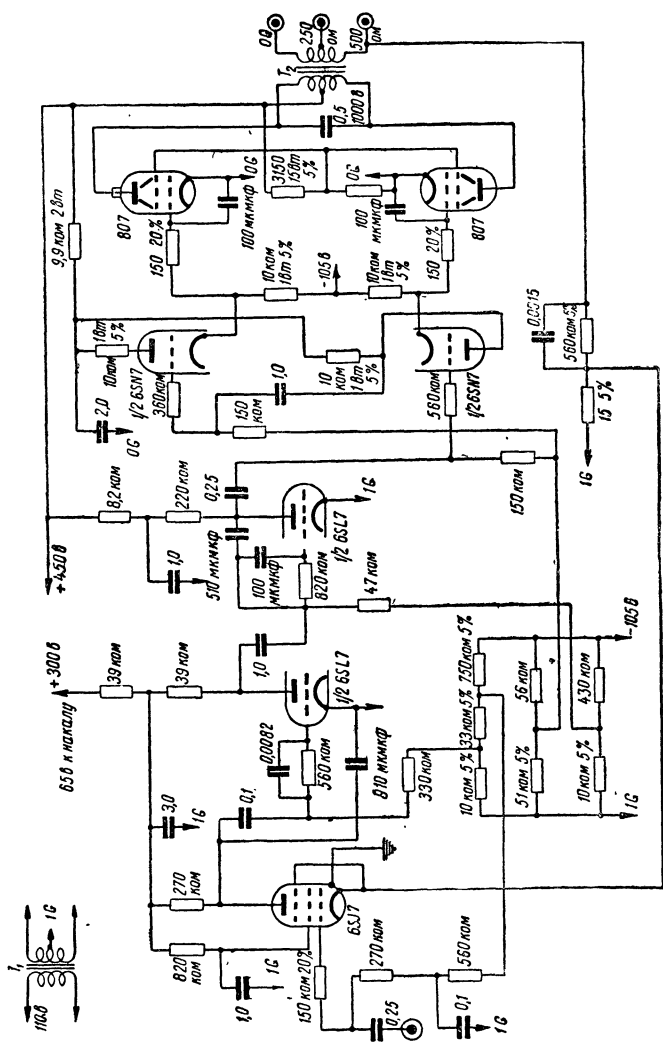


Рис. IX.20. Принципиальная схема сервоусилителя. Заземляется только первая ножка лампы 6SJ7. Рабочее напряжение всех конденсаторов 600 в. Все сопротивления на 0,5 вт $\pm 10\%$, кроме особо обозначенных.

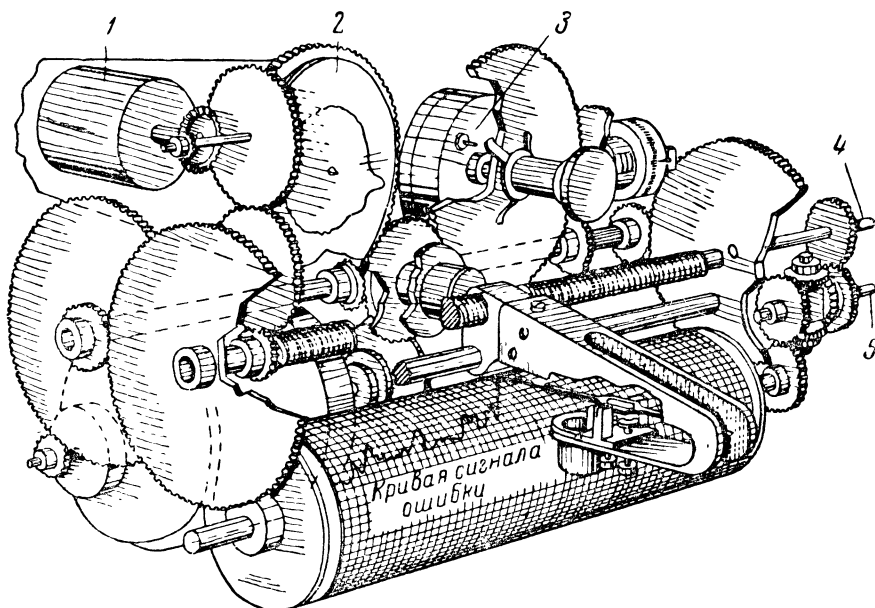


Рис. IX.21. Динамический испытатель аппаратуры автоматического сопровождения (имитатор цели):

1 — потенциометр для электрической записи, 2 — контрольный электронно-лучевой индикатор с кольцевой развёрткой на 180 м, 3 — емкостный фазовращатель временного модулятора имитирующего сигнала (180 м на оборот), 4 — ось дальности имитирующего сигнала, 5 — ось дальности исследуемого сигнала.

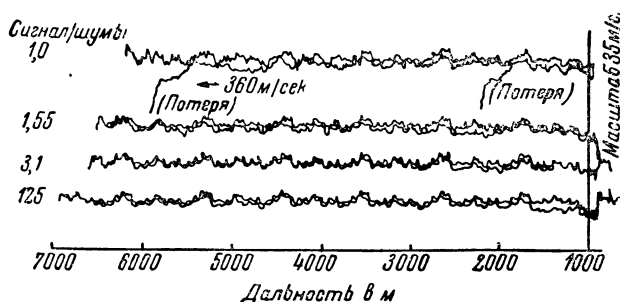


Рис. IX.22. Кривые скоростных ошибок при автоматическом сопровождении при различных отношениях сигнала к шуму.

Напряжение видеосигнала 1 в. Скорость цели 360 м/сек при движении в сторону максимальной дальности и 180 м/сек в сторону минимальной дальности.

Временная модуляция пускового импульса соответствует углу поворота оси имитатора с точностью порядка ± 1 м. Ось имитатора связана с одним из входных валов дифференциала, а испытуемый механизм автоматического сопровождения — с другим. На выходной валик дифференциала насажен длинный цилиндр, поворот которого пропорционален, таким образом, разности углов поворота осей обоих механизмов, то-есть ошибке по дальности. Вдоль цилиндра пропорционально дальности перемещается перо, записывающее ошибку по дальности в функции дальности. Скорость пускового импульса имитатора

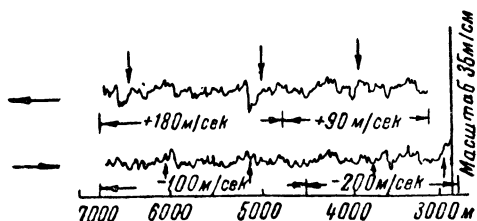


Рис. IX.23. Кривые ошибок с малой постоянной времени цепи „запоминания“ скорости. Сигнал пропадает на 1 сек. Напряжение видеосигнала 1 в.

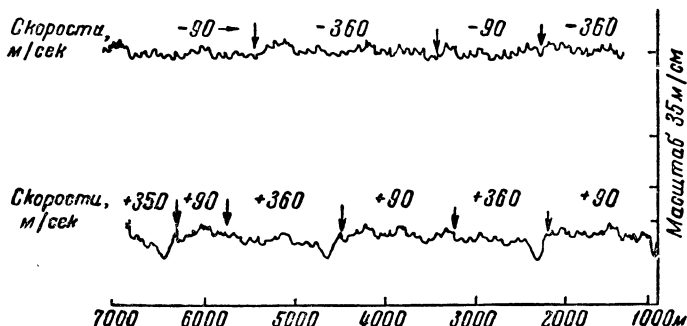


Рис. IX.24. Кривая ошибок при автоматическом сопровождении цели со скачкообразным изменением скорости. Отношение сигнала к шумам 200. Напряжение видеосигнала 1 в.

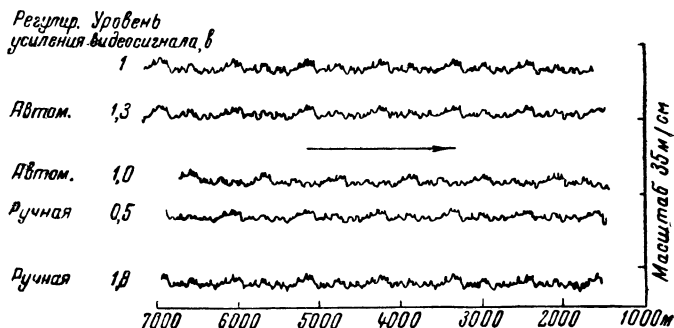


Рис. IX.25. Кривые ошибок при разных уровнях сигнала при автоматическом сопровождении. Отношение сигнала к шуму 25. Кривые сняты для скоростей от -160 м/сек до -360 м/сек.

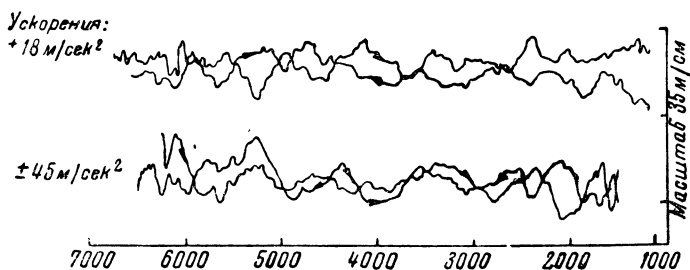


Рис. IX.26. Кривые ошибок при полуавтоматическом сопровождении равномерно ускоренной цели.

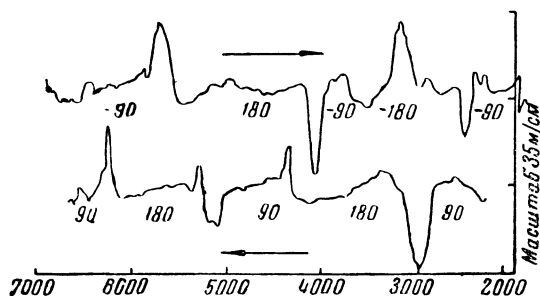


Рис. IX.27. Кривые ошибок при полуавтоматическом сопровождении цели со скачкообразно изменяющейся скоростью.

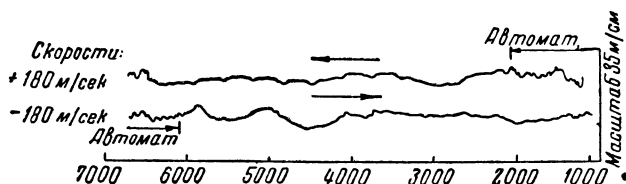


Рис. IX.28. Кривые ошибок при полуавтоматическом сопровождении цели, движущейся с постоянной скоростью.

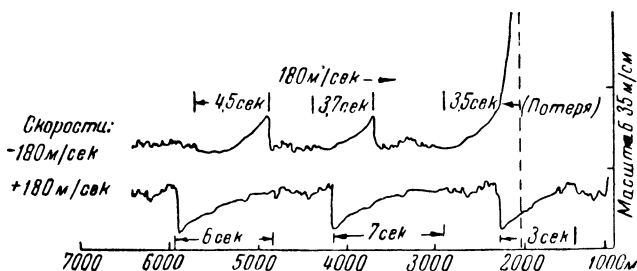


Рис. IX.29. Кривые ошибок при сопровождении по инерции.

может меняться от $+2\,000$ км/час до $-2\,000$ км/час. Изменение направления движения пера занимает $1/8$ сек независимо от скорости. Пусковой импульс запускает импульсный генератор, модулирующий генератор промежуточной частоты. Напряжение генератора модулируется по амплитуде для воспроизведения качания луча антенны и подается на усилитель промежуточной частоты приемника.

На рисунках от IX.22 до IX.29 включительно показаны результаты испытания описанной выше электромеханической системы с помощью имитатора цели. На кривых IX.22 приведена запись скоростной ошибки в функции отношения сигнала к шуму. Отчетливо видна периодическая систематическая ошибка с периодом 900 м ($1\,000$ ярд) и амплитудой ± 5 м. Систематическая ошибка, зависящая от дальности, отсутствует. Скоростная ошибка равна расстоянию между двумя кривыми, записанными при разных скоростях и прочих равных условиях. Максимальная скоростная ошибка при заданных скоростях составляет около 10 м при отношении сигнала к шуму, равном единице. При этом отношении цель несколько раз терялась при скорости 360 м/сек. Так как скоростная ошибка непосредственно перед потерей цели была много меньше апертуры по дальности, следует полагать, что причиной потери цели является плохое сглаживание. Остальные кривые показывают процессы установления при автоматическом и полуавтоматическом сопровождении, влияние изменения величины сигнала на процесс автоматического сопровождения и эффективность цепей запоминания и сопровождения по инерции. Из рис. IX.23 видно, что можно допустить пропадание сигнала на 1 сек без необходимости переключения на сопровождение по инерции. При сопровождении по инерции (рис. IX.29) допустимая длительность пропадания сигнала колеблется от 3 до 7 сек. Ошибка по дальности может возрасти до 25 м без потери цели.

На рис. IX.30 изображена кривая статического крутящего момента следящей системы.

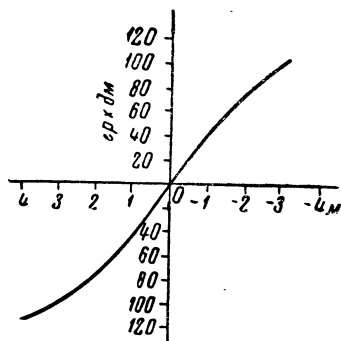


Рис. IX.30. Кривая крутящего момента следящей системы автоматического сопровождения в функции рассогласования. Средняя крутизна при движении в сторону максимальной дальности $22,5$ гр.дм/м, а в сторону минимальной— $33,3$ гр.дм/м.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ УГЛОВЫХ ОШИБОК

4. Общие соображения

Существует два метода определения угловых координат цели в тех радиолокационных устройствах, в которых используется явление уменьшения интенсивности сигнала при смещении цели отно-

сительно оси антенны. Один из них состоит в применении кругового обзора с индикатором с радиально-круговой разверткой. При другом методе антенна с коническим обзором непрерывно сопровождает цель. В первом методе определяется положение середины светящейся дужки на экране с большим послесвечением. При неподвижной цели можно получить точность порядка 0,05 ширины луча антенны (см. главу VII). Во втором методе производится непрерывное сравнение интенсивностей двух сигналов, отраженных при диаметрально противоположных положениях луча (метод равно-

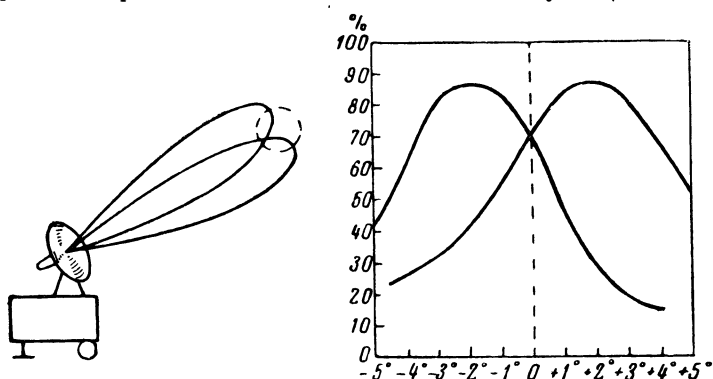


Рис. IX.31. Диаграмма излучения антенны станции SCR-584.

сигнальной зоны). Точность измерения такого же порядка, как и в первом методе. Принципиальная разница между обоими методами заключается в том, что во втором методе используется непрерывный сигнал, и поэтому можно осуществить сопровождение быстрых целей. В первом же методе сигнал прерывается с периодом обзора антенны, вследствие чего он менее пригоден для сопровождения движущихся целей. В то же время первый метод позволяет получить одновременно угловые координаты нескольких целей.

Радиолокационные устройства с коническим обзором для определения угловых координат движущихся целей получили широкое распространение. Важным узлом в таких системах является устройство для выработки сигнала ошибки, зависящего от угловой ошибки. Ниже будут описаны различные методы получения сигнала ошибки. Азимут будет обозначаться символом φ , а угол места символом θ .

Коническая развертка применена в широко распространенной радиолокационной станции SCR-584. На рис. IX.31 приведена диаграмма излучения её антенны.

В станции SCR-584 применен один антенный луч, вращающийся вокруг оси параболоида. При смещении цели относительно оси параболоида отраженные сигналы модулированы по амплитуде. Частота модуляции равна частоте вращения антенного луча. Направление отклонения цели от оси параболоида можно най-

ти в результате сравнения фазы огибающей сигнала с фазой вращения антенного луча. Глубина модуляции является мерой величины отклонения цели от оси параболоида. Глубина модуляции недостаточна для определения отклонения цели от оси лишь в пределах очень малого конуса вокруг оси параболоида. Можно точно определять величину углов φ и θ путем поворота антенной системы за целью таким образом, чтобы глубина модуляции все время была равна нулю. При ширине антенного луча станции SCR-584 около 5° точность определения углов φ и θ превышает $0,1^\circ$.

Тип индикатора при точном определении углов изменяется в зависимости от назначения станции. В станции SCR-584 устройство для определения угловых координат образует замкнутую следящую систему, непрерывно совмещающую ось параболоида с целью. В других случаях устройство для точного определения углов управляет либо стрелочным нуль-индикатором (английская установка 274), либо электронно-лучевым индикатором типа G (станция AN/APG-15). При этом оператор является биомеханическим звеном замкнутой следящей системы, наводящим ось параболоида на цель.

5. Особенности проектирования

В силу того, что точное измерение углов φ и θ производится нулевым методом, параметры системы не очень критичны. Так, например, число оборотов луча антенны колеблется в разных установках от 30 до 100 в сек. Необходимо лишь, чтобы были тщательно отрегулированы фазовые сдвиги, отсутствовала перегрузка приемника в результате применения схемы автоматической регулировки усиления, чтобы связь в фазовом дискриминаторе между координатами φ и θ была минимальной, и чтобы фазовый дискриминатор был нечувствителен к гармоникам коммутирующей частоты. Кроме того, антенна должна быть рассчитана таким образом, чтобы по возможности были уменьшены гармоники, передатчик не должен модулироваться в процессе вращения луча, а электрическая ось радиолокатора должна находиться в постоянном, строго определенном отношении с некоторой механической опорной осью.

Перечисленные выше требования являются дополнительными к нормальным требованиям, предъявляемым к любой радиолокационной станции. Они возникают лишь в случае необходимости точного измерения углов φ и θ (совместно или порознь) и вызываются необходимостью знать точную форму каждого отраженного импульса. В поисковых системах достаточно лишь определить наличие отраженного сигнала независимо от степени его искажения или перегрузки приемника.

В системах с равносигнальной зоной луч отклоняется обычно от оси параболоида на такой угол, чтобы точка пересечения диаграмм излучения приходилась на уровне 80% мощности, считая только по передаче или по приему (SCR-584, AN/APG-1). В тех случаях, когда параболический отражатель облучается равномерно или по

закону $\frac{1}{r}$, где r — радиус-вектор из излучателя на поверхность

параболоида, пересечение диаграмм на этом уровне является компромиссным решением между необходимостью получения наибольшей модуляционной (пеленговой) чувствительности и допустимым расширением главного лепестка диаграммы излучения. Точность измерения углов φ и θ определяется скоростью изменения мощности в функции угла отклонения антенны. Если в точке пересечения диаграмм крутизна мала, никакое увеличение усиления не может этого скомпенсировать, так как одновременно увеличивается и паразитная модуляция. В большинстве радиолокационных установок применяется сильная связь между передатчиком и передающей линией, и, следовательно, антенной. В этих случаях очень

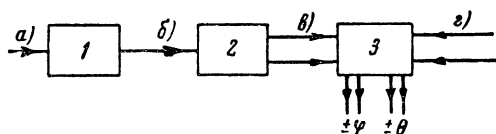


Рис. IX.32. Обобщенная скелетная схема цепи измерения угловых координат:

1 — третий детектор, 2 — усилитель низкой частоты, 3 — фазовый дискриминатор. а — селектированный видеосигнал, б — сигнал угловой ошибки, в — двухтактный сигнал угловой ошибки, г — напряжение опорного генератора, вращающегося синхронно с лучом антенны.

важно, чтобы в процессе конического обзора не менялся коэффициент стоячей волны, так как при этом меняются частота и мощность передатчика и, следовательно, возникает паразитная модуляция.

На рис. IX.32 показана обобщенная скелетная схема цепи для измерения угловых координат, содержащая элементы, подробно описываемые ниже.

Основное требование, предъявляемое к приемнику, состоит в том, чтобы не искажалась огибающая импульсов. Это требование относится специально к схеме автоматической регулировки усиления, так как эта цепь не должна вызывать фазовых сдвигов огибающей. Применяются два различных метода автоматической регулировки усиления. В более старом методе, примененном в станциях SCR-584 и AN/APG-1, напряжение автоматической регулировки усиления формируется из селектированного по дальности видеосигнала и подается на приемник через фильтр нижних частот. При этом основная огибающая не изменяется, так как фильтр устраняет модуляцию на более высоких частотах.

Более совершенный метод состоит в применении быстродействующей (мгновенной) автоматической регулировки усиления, полностью устраняющей модуляцию для частот вплоть до 300 гц. Преимуществом этого метода является лучшая защита приемника от перегрузки при паразитной модуляции.

Огибающая импульсов и напряжение для автоматической регулировки усиления могут быть получены из блока дальности или сформированы в специальном блоке, к которому подведен селекторный импульс. Обычно в установках, предназначенных для точного измерения углов φ и θ производится также точное измерение дальности и поэтому всегда имеется в наличии узкий селекторный

импульс для выделения сигнала цели, угловые координаты которой должны быть определены. Очень важно, чтобы в процессе измерения дальности не искажалась форма импульса или огибающей импульсов. Для этого следует применять либо три селекторных импульса, как в станции AN/APG-1 (два импульса для измерения дальности и один специальный селекторный импульс для автоматической регулировки усиления и огибающей), либо перекрывающиеся селекторные импульсы, как в станции AI типа VI. При ручном сопровождении по дальности, как в станции SCR-584, может быть использован только один селекторный импульс.

Задача детектирования селектированного видеосигнала для выделения огибающей достаточно сложна. Третий детектор * должен быть рассчитан так, чтобы максимально был использован каждый импульс, так как импульсы разделены очень большими интервалами. Наиболее совершенным устройством в настоящее время является детектор с предваряющим разрядом, описанный в главе XIV книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы» этой серии. Он обладает тем ценным свойством, что при подаче каждого импульса мгновенно вырабатывает напряжение, пропорциональное величине импульса, причем выработанное значение напряжения не меняется до следующего импульса.

Основное требование, предъявляемое к усилителю огибающей, включенному после третьего детектора, заключается в постоянстве коэффициента усиления и фазовой характеристики. В том случае, когда частота конического обзора и, следовательно, огибающей, непостоянна, фильтр для сглаживания огибающей должен быть построен таким образом, чтобы его затухание и фазовый сдвиг были постоянными во всем диапазоне изменения частоты огибающей.

Фазовый дискриминатор предназначен для выделения из огибающей составляющих $+\Delta\varphi, -\Delta\varphi, +\Delta\theta$ и $-\Delta\theta$. Характеристика фазового дискриминатора должна быть линейной, хотя бы в области малых значений огибающей. Разделение составляющих φ и θ должно быть полным, во избежание зависимости между обеими координатами. Характеристика фазового дискриминатора должна быть симметричной для возможно полного подавления влияния сильно выраженной второй гармоники, неизбежно присутствующей вследствие асимметричного облучения параболоида при коническом обзоре.

Фазовый дискриминатор вырабатывает выходной сигнал в виде постоянного тока или напряжения определенной величины (с наложенной на него неиспользуемой второй гармоникой огибающей). Если уровень выходного сигнала недостаточно велик, необходимо применить усилитель постоянного тока. Однако для того чтобы не прибегать к усилению по постоянному току, обычно на фазовый

* „Третьим детектором“ называется цепь, в которой детектируется видеосигнал для выделения огибающей или образования напряжения автоматической регулировки усиления.

дискриминатор подается уже усиленный соответствующим образом сигнал. Работа при большом уровне сигнала связана с некоторыми осложнениями, которые, однако, не столь значительны, как в случае применения усилителя постоянного тока. Наиболее серьезным является возможность появления сеточных токов в фазовом дискриминаторе, воздействующих на каскад предварительного усиления, вследствие чего появляется зависимость между координатами φ и θ .

6. Системы ручного сопровождения

Ниже будет описано несколько систем точного измерения углов с помощью специальных индикаторов. Во всех описываемых системах применяется ручное наведение антенны на цель на основании

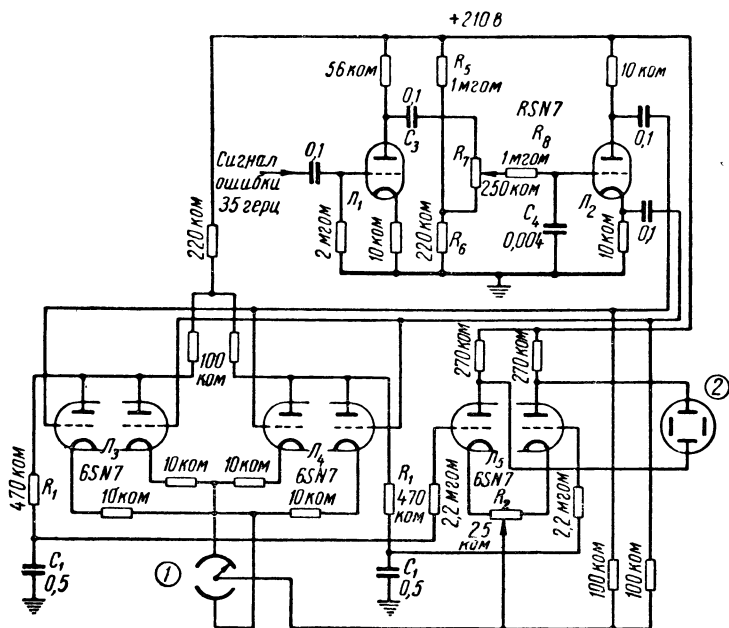


Рис. IX.33. Принципиальная схема блока измерения угла места станции AN/APG-15:

- 1 — переключатель, вращающийся синхронно с лучом антенны,
2 — электронно-лучевая трубка.

данных электронно-лучевого нуль-индикатора, хотя могут быть применены нуль-индикаторы других типов, например, стрелочные.

Станция AN/APG-15. На рис. IX.33 приведена принципиальная схема устройства для измерения угловых координат станции AN/APG-15. Эта станция является легкой самолетной установкой для ведения артиллерийского огня по невидимому самолёту противника. В ней применяется автоматическая аппаратура измерения дальности, описанная в § 1, и небольшой электронно-лучевой индикатор для наведения пушки по угловым координатам.

Напряжение огибающей фильтруется и усиливается по двухтактной схеме в усилителе \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 . Фильтр, состоящий из сопротивлений R_5 , R_6 , R_7 и R_8 и конденсаторов C_3 и C_4 настроен на 30 гц и сильно снижает вторую гармонику. Напряжения в аноде и катоде лампы \mathcal{L}_2 равны по напряжению и противоположны по полярности. Лампы \mathcal{L}_3 и \mathcal{L}_4 образуют симметричный фазовый дискриминатор канала θ . Канал φ , совершенно подобный по схеме, не показан на рисунке.

Лампы \mathcal{L}_3 и \mathcal{L}_4 коммутируются переключателем, вращающимся синхронно с вращением антенного луча. Легко видеть, что разность анодных напряжений ламп \mathcal{L}_3 и \mathcal{L}_4 зависит от соотношения фаз

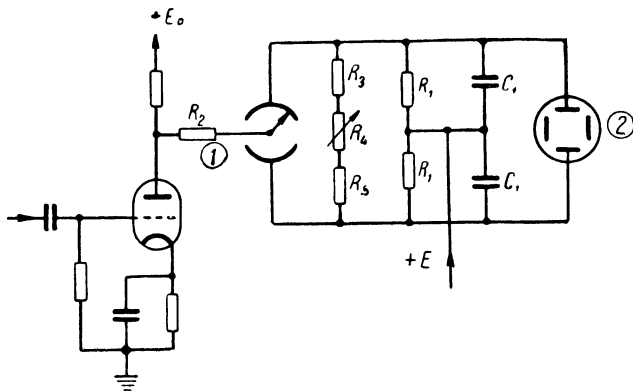


Рис. IX.34. Принципиальная схема блока измерения угла места станции AGL-(T):

1 — переключатель, вращающийся синхронно с лучом антенны,
2 — электронно-лучевая трубка.

огibaющей и вращающегося переключателя. Фильтр R_1C_1 сглаживает коммутированное напряжение, подаваемое на отклоняющие пластины электронно-лучевого индикатора после усиления лампой \mathcal{L}_5 . Сопротивление R_2 служит для центрирования изображения. Две другие ламели вращающегося переключателя, расположенные под углом в 90° к изображенному на рисунке, коммутируют канал φ .

Частота конического обзора в системе AN/APG-15 равна 36 гц. Постоянная времени заряда фильтра автоматической регулировки усиления равна 0,025 сек, а постоянная времени разряда 0,25 сек. Благодаря этому схема автоматической регулировки усиления поддерживает среднее значение сигнала ниже уровня насыщения приёмника, не уменьшая глубины модуляции.

Станция AGL-(T). В английском аналоге станции AN/APG-15 применяется фазовый дискриминатор, принципиальная схема которого изображена на рис. IX.34. Огибающая усиливается до необходимого уровня, коммутируется переключателем, вращающимся синхронно с антенным лучом, и подается непосредственно на отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки. Разность напряжений сглаживается фильтром R_1C_1 . Сопротивление R_2 определяет ско-

рость заряда конденсаторов C_1 . Чувствительность схемы регулируется с помощью сопротивления R_4 . В результате отклонение пятна электронно-лучевого индикатора по вертикали пропорционально амплитуде составляющей огибающей, находящейся в фазе с вертикальной составляющей вращения антенны.

Станция SCR-615. Станция является наземным обнаружителем дальнего действия, снабженным специальной аппаратурой для точного измерения угловых координат. В станции применено ручное сопровождение по дальности. Конический обзор включается только на время, в течение которого производится точное определение угловых координат. Ширина луча 4° , частота конического обзора 24 гц. На рис. IX.35 приведена принципиальная схема аппаратуры сопровождения по угловым координатам и цепи автоматической регулировки усиления. (Аппаратура по этой схеме не успела поступить в производство, так как выпуск станций был прекращен с окончанием войны).

Схема фазового дискриминатора такая же, как в станции AN/APG-15, за исключением того, что коммутация катодов производится генератором прямоугольных колебаний, а не вращающимся переключателем. Опорное напряжение на генератор прямоугольных колебаний подается от двухфазного генератора, вращающегося синхронно с антенной. Селекторный импульс совмещается с сигналом оператором дальности. В качестве третьего детектора применен детектор с предваряющим разрядом. Лампа L_1 является временным селектором. Селектированный видеосигнал подается на сетку верхней половины лампы L_2 . Через нижнюю половину лампы нормально ток не проходит, так как она заперта по управляющей сетке. Поэтому конденсатор C_1 ёмкостью 200 мкмкф заряжается видеосигналом до максимального значения сигнала и этот заряд сохраняется в течение всего периода повторения. Непосредственно перед подачей очередного видеосигнала на сетку нижней половины лампы L_2 подается «предваряющий» импульс, вследствие чего конденсатор C_1 полностью разряжается. Вслед за этим конденсатор C_1 опять заряжается очередным видеосигналом. Таким образом, напряжение на конденсаторе пропорционально в каждый данный момент величине очередного импульса.

Назначением лампы L_3 является генерирование импульса автоматической регулировки усиления, защищающего приёмник от перегрузки видеосигналом, совмещенным с селекторным импульсом. Величина импульса меняется обратно пропорционально напряжению на третьем детекторе. Преимущество импульсной автоматической регулировки усиления состоит в том, что регулируется только величина видеосигнала, совмещенного с селекторным импульсом, в то время как величина всех остальных видеосигналов соответствует полному усилению приёмника.

Электронно-лучевая трубка в качестве фазового дискриминатора. Принципиальная схема такого фазового дискриминатора изображена на рис. IX.36. Частота конического обзора (30 гц) стаби-



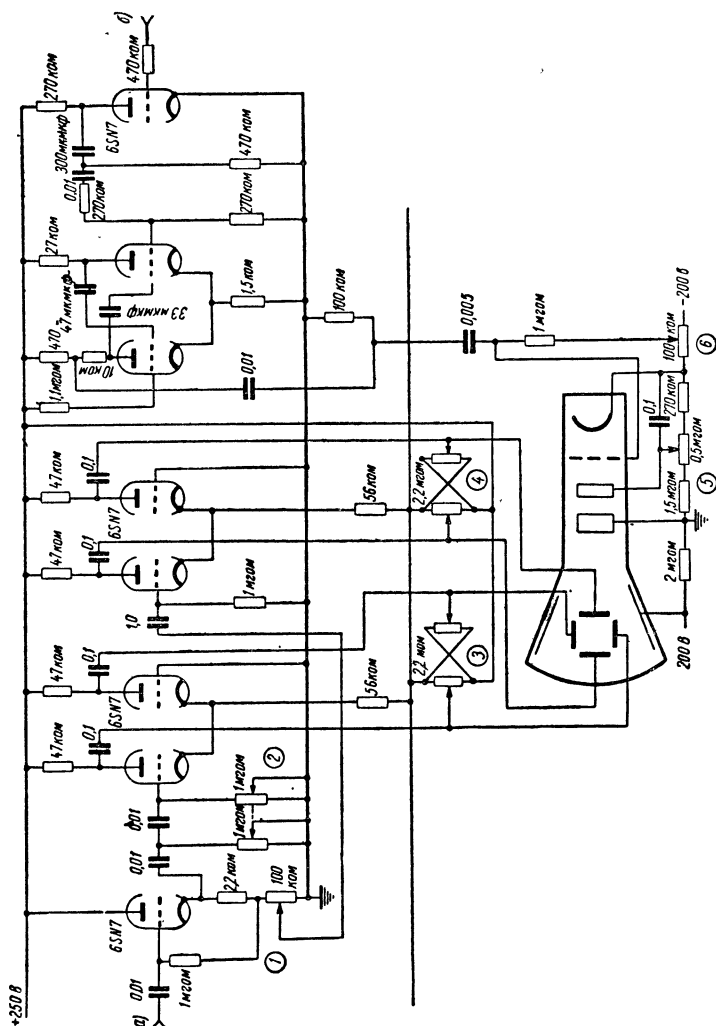


Рис. IX.36. Принципиальная схема блока измерения угловых координат радиолокационной станции

тип 36:

1 — регулировка амплитуды составляющих кольцевой развертки, 2 — регулировка фазы составляющих кольцевой развертки, 3 — вертикальное центрирование развертки, 4 — горизонтальное центрирование развертки, 5 — регулировка фокуса, 6 — регулировка яркости, 7 — вход сигнала ошибки 30 гц, 8 — вход однофазного опорного напряжения.

лизована ламповым стабилизатором. Видеосигнал, как обычно, детектируется и сглаживается резонансным фильтром (на 30 гц). Затем огибающая расщепляется на четыре составляющих, смещенных по фазе на 90° одна относительно другой. Эти составляющие подаются на четыре отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки, вследствие чего светящееся пятно описывает на экране окружность. Радиус окружности пропорционален величине сигнала ошибки, а фаза вращения электронного луча зависит от направления смещения цели с оси антенны. Опорное напряжение генератора, вращающегося синфазно с антенной, используется для подсветки небольшого участка окружности на экране индикатора. Фаза огибающей может меняться любым образом относительно постоянной фазы опорного напряжения. Поэтому подсвеченный участок может оказаться в любой части окружности. Легко видеть, что положение подсвеченного участка относительно оси трубки будет точно соответствовать положению цели в пространстве относительно оси антенны.

Преимущество такой схемы состоит в отсутствии ошибки, связанной с неизбежными колебаниями режима усилителей постоянного тока.

7. Системы автоматического сопровождения

Ниже будет описано несколько наиболее характерных систем. Разница между ручным и автоматическим сопровождением очевидна. Автоматические системы применяются в тех случаях, когда необходима очень высокая точность, причём допустимо увеличение размеров и веса аппаратуры и потребляемой мощности. Выработанные угловые данные используются в следящей системе, управляющей направлением оси антенны.

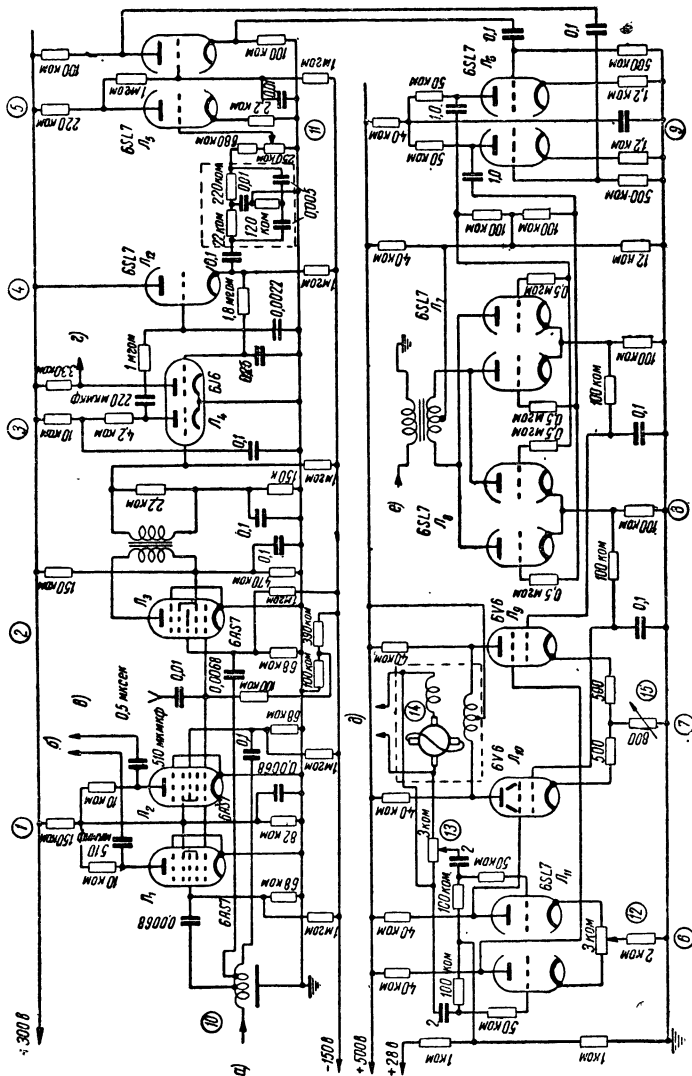
На рис. IX.37 приведена принципиальная схема аппаратуры автоматического сопровождения по угловым координатам самолётной станции орудийной наводки AN/APG-1.

Видеоимпульс положительной полярности подается на линию задержки с тремя выводами с задержками в 1; 1,25 и 1,5 мксек. Импульсы, задержанные на 1 и 1,5 мксек, селектируются с помощью одного селекторного импульса в лампах L_1 и L_2 и используются для автоматического сопровождения по дальности. Видеосигнал, задержанный на 1,25 мксек, селектируется тем же селекторным импульсом в лампе L_3 и питает каналы сопровождения по углам и автоматической регулировки усиления через общий детектор L_4 . Напряжение автоматической регулировки усиления сглаживается с помощью фильтра во избежание уменьшения сигнала ошибки и используется для регулировки усиления предварительного усилителя промежуточной частоты.

Фазо-опережающий фильтр в цепи лампы L_{12} является стабилизирующим контуром.

Лампа L_5 является усилителем-инвертором, а лампа L_6 — двухтактным усилителем сигнала ошибки. Лампы L_7 и L_8 являются

Рис. IX.37. Принципиальная схема блока автоматического сопровождения по углу места станции AN/APG-1:



а — вход положительного видеосигнала, б — выход селектированных видеосигналов на систему автоматического сопровождения по дальности, в — вход селекторного импульса длительностью 0,5 мксек, г — выход напряжения автоматической регулировки усиления, д — выход на управляющий угломестный мотор, е — вход второй фазы опорного напряжения (канал б);

1 — временной селектор автоматического сопровождения по дальности, 2 — временной селектор автоматического сопровождения по угловым координатам, 3 — усилитель низкой частоты и детектор сигнала ошибки, 4 — фильтр, 5 — усилитель низкой частоты и демодулятор, 6 — демодулятор, 7 — мощный усилитель, 8 — фазовый дискриминатор, 9 — двухтактный усилитель, 10 — линия задержки с тремя выводами на 1; 1,25 и 1,5 мксек, 11 — регулировка баланса, 12 — регулировка степени демпфирования, 13 — угломестный электромеханический усилитель.

фазовым дискриминатором. Он отличается от описанного выше лишь тем, что опорное напряжение подается в анодную цепь, а коммутированный сигнал ошибки снимается с катодов. Коммутированный сигнал ошибки усиливается мощным усилителем L_9 и L_{10} и подается на угломестный электромашинный усилитель, регулирующий скорость и направление вращения управляющего мотора поворотного механизма антенны.

Стабилизирующий усилитель L_{11} служит для гашения механических колебаний антенной системы.

СОПРОВОЖДЕНИЕ ПЕРИОДИЧЕСКИ ПРЕРЫВАЮЩИХСЯ СИГНАЛОВ

8. Введение

В рассмотренных выше системах автоматического измерения времени и угловых координат радиолокационная станция непрерывно вырабатывает координаты единственной цели. Однако, как было показано в главе VII, определение координат цели может производиться и при круговом обзоре. Для точного автоматического сопровождения в этих условиях нужно иметь возможность получать за каждый период обзора достаточно исчерпывающие данные относительно параметров движения цели. Ряд возникающих при этом возможностей вызвал интерес к изучению систем автоматического сопровождения периодически прерывающихся сигналов.

Обычно радиолокатор обнаружения производит обзор по азимуту с постоянной скоростью. При этом данные цели вырабатываются в течение небольшого отрезка всего периода обзора, когда луч антенны пересекает цель и в антенну радиолокатора попадает короткая «серия» импульсов. Последовательные серии импульсов разделены во времени одинаковыми интервалами, если принять, что ускорение цели по азимуту (измеряемое наблюдателем) достаточно мало.

Был высказан ряд соображений о возможности определения координат целей в пределах всей полусферы над наземной радиолокационной станцией или перед самолётом. Однако при этом сопровождение движущейся цели оказывается невозможным, так как в предложенных системах обзора серии импульсов разделены слишком большими интервалами. В случае появления более удачного решения описываемые ниже методы могут быть распространены на трёхмерное пространство.

В установках с обзором по азимуту применяется индикатор кругового обзора. При этом существенно, чтобы экран электронно-лучевого индикатора обладал большим послесвечением и мог «запоминать» положение цели. Индикатор кругового обзора запоминает положение цели в течение интервала времени между двумя сериями импульсов. Идеальная система сопровождения цели, движущейся относительно наблюдателя, должна давать непрерывную индикацию перемещения цели. Для получения такой индикации

с достаточно малой ошибкой при прерывном сигнале, автоматическая система должна иметь возможность вырабатывать не только данные перемещения цели, но и производные перемещения по времени для того, чтобы можно было предсказать изменение координат цели за время отсутствия сигнала. Измерение производных и определение ожидаемого перемещения цели осуществляется в блоке управления. Количество необходимых производных определяется требуемой точностью сопровождения и достижимой точностью измерения. В существующих системах автоматического сопровождения прерывных сигналов оказалось целесообразным использовать только данные по перемещению цели и первой производной перемещения по времени (скорости перемещения). Это объясняется тем, что использование производных высших порядков не может увеличить точность сопровождения из-за больших ошибок измерения координат цели с помощью радиолокационной станции.

Описываемые ниже системы обладают также памятью по скорости.

Существует ряд возможных применений автоматического сопровождения цели по прерывному сигналу. Прежде всего, при круговом обзоре можно автоматически сопровождать несколько целей одновременно с помощью одной радиолокационной установки. Такая потребность возникает, во-первых, в условиях управления воздушным движением вблизи аэропорта и, во-вторых, при вождении кораблей в строю или при конвоировании, когда нужно знать относительное расположение всех кораблей. Третьим случаем является тот, когда нужно иметь точные координаты одной из целей, представляющей особый интерес, и приближенные координаты остальных целей. Такой случай может встретиться в практике радиолокационной станции, производящей поиск в заданном секторе и осуществляющей одновременно автоматическое сопровождение одного из самолётов с целью точного курсоуказания. Четвёртым случаем является точное определение координат двух целей и приближенное всех остальных. В качестве примера можно указать на самолётный радиолокатор обнаружения, используемый для точного сопровождения сигналов двух наземных радиомаяков. Сопровождение сигналов радиомаяков может быть автоматическим, что обеспечивает непрерывную выработку координат самолёта.

9. Автоматическое измерение времени по прерывным сигналам

Методы автоматического измерения времени по прерывным и непрерывным сигналам в значительной мере сходны между собой, за исключением некоторых специфических особенностей. Блок управления должен выработать непрерывные данные положения и скорости цели, несмотря на прерывный характер сигнала. Если блок управления обладает «памятью» по скорости, нужно определить следующие четыре постоянных величины, являющиеся функциями длительности одной серии импульсов T' и периода повторения серий T .

1. Время отработки дальности. Если в начале какой-либо серий импульсов T_n' имеется ошибка по дальности, то для получения высокой точности измерения эта ошибка должна быть скомпенсирована по крайней мере к концу интервала T_n' .

2. Память по дальности. Как было указано в § 3 при описании системы сопровождения цели в станции Обое, необходимо обеспечить при сопровождении по памяти не только постоянное значение управляющего напряжения по скорости, но и постоянную скорость изменения дальности, определяемую управляющим напряжением по скорости. Интегрирование управляющего напряжения по скорости для выработки управляющего напряжения по дальности должно быть точно выполнено по крайней мере в течение интервала времени T .

3. Время отработки скорости. В случае прерывных сигналов может быть два метода выработки данных по скорости. Согласно первому из них скорость определяется по изменению дальности за интервал T' , соответствующий одной серии импульсов. Согласно второму интервал измерения равен периоду повторения серий T . В обычных радиолокационных системах первый метод неприменим, так как за время одной серии перемещение цели меньше динамической ошибки определения дальности. Вторым методом применяется в блоках управления, обладающих памятью по скорости. Скорость определяется по разности между измеренной дальностью и дальностью, предсказанной блоком управления на основании памяти по скорости, после чего вносится поправка в соответствии с измеренным значением скорости. Такому процессу определения скорости эквивалентно полуавтоматическое сопровождение с правильно выбранной постоянной времени.

4. Память по скорости. Длительность запоминания скорости должна соответствовать интервалу между сериями импульсов.

Целью настоящего параграфа является установление аналитической связи между этими четырьмя постоянными и интервалами T' и T . В предыдущей главе было установлено, что функции временного модулятора, временного дискриминатора и интеграторов в системе автоматического сопровождения с двумя интеграторами, обладающей памятью по скорости, могут быть описаны выражениями

$$R' = k_1 U \quad (\text{VIII.3})$$

$$i = k_2 (R - R') = k_2 \varepsilon \quad (\text{VIII.2})$$

$$U = \frac{1}{C} \int_0^t i dx + \frac{1}{CS} \int_0^t \left[\int_0^s i dx + \text{const} \right] ds + \text{const.} \quad (\text{VIII.11})$$

Уравнение движения замкнутой следящей системы может быть получено в результате совместного решения этих трех уравнений при k_2 постоянном в несколько ином виде, чем применявшееся ранее,

$$p^2 \varepsilon + \frac{k_1 k_2 p \varepsilon}{C} + \frac{k_1 k_2 \varepsilon}{CS} = p^2 R, \quad (\text{IX.1})$$

решением этого уравнения является

$$\varepsilon = ae^{\gamma_1 t} + be^{\gamma_2 t} + f(p^2 R), \quad (\text{IX.2})$$

где

$$\gamma_1, \gamma_2 = -\frac{k_1 k_2}{2C} \pm \sqrt{\frac{k_1^2 k_2^2}{4C^2} - \frac{k_1 k_2}{CS}}, \quad (\text{IX.3})$$

а

$$f(p^2 R) = \frac{1}{\gamma_2 - \gamma_1} \left[e^{\gamma_2 t} \int_0^t p^2 R(x) e^{-\gamma_2 x} dx - e^{\gamma_1 t} \int_0^t p^2 R(x) e^{-\gamma_1 x} dx \right]. \quad (\text{IX.4})$$

Уравнение (IX.2) справедливо для непрерывного сигнала. Установим соотношения для прерывного сигнала. Обычно период T повторения серий импульсов значительно больше длительности T' одной серии, в течение которой на систему измерения времени подается величина R , и превышает T' не менее, чем в 20 раз. В дальнейшем будет принято, что T и T' являются постоянными величинами. Уравнение (IX.1) действительно в интервале T' . В интервале $T - T'$ данные R отсутствуют, что может быть выражено аналитически, если принять в уравнении (VIII.13) $k_2 = 0$ для этого интервала.

$$p^2 R' = 0. \quad (\text{IX.5})$$

Решением уравнения (IX.5) является

$$R' = Mt + P, \quad (\text{IX.6})$$

где M и P определяются начальными условиями.

Из уравнения (IX.6) видно, что в интервале отсутствия данных R' меняется с постоянной скоростью, причем M является начальной скоростью изменения R' , а P — начальным значением R' . Постоянная скорость изменения R' в интервале отсутствия данных характерна для следящей системы, обладающей памятью по скорости.

Таким образом, решение уравнения следящей системы распадается за период T на два для интервалов T' и $T - T'$. Соответственно в решении появляется четыре произвольных постоянных. Конечно, удобнее было бы иметь одно решение для всего интервала T . Поскольку интервалы T' и T возникают одновременно, можно получить решение для всего интервала T , если определить постоянные a и b из начальных условий. Уравнение (IX.2) дает в этом случае значение ошибки, если функция $f(p^2 R)$ известна в интервале T' . Поэтому в конце интервала T' имеются все данные для определения постоянных M и P . Такой метод дает точное решение для всего интервала T , причём, может быть отдельно изучен каждый интервал T . Еще удобнее было бы такое решение, которое позволило бы определить R' для любого момента, если известны функция $f(p^2 R)$ и начальные условия. Однако находже-

ние точного решения описанным выше методом приводит к очень громоздким вычислениям. Можно получить удобное приближенное решение с помощью ряда допущений.

Поскольку одновременно рассматривается несколько интервалов T , удобно перенумеровать их последовательно, начиная с периода, для которого известны граничные условия, как это сделано на рис. IX.38. Тогда M_n и R_n являются соответственно значением скорости и положения R' в n -ом интервале T спустя время T' . В интервале T' представляет интерес только среднее значение R , так как из-за малости интервала T' изменения величины R меньше ошибки измерения. Обозначим через R_n среднее значение величины R в течение интервала T' n -ого периода T , а через R'_n значение величины R' непосредственно перед началом n -ого периода T . Тогда $\epsilon_n = R_n - R'_n$ является ошибкой в начале интервала T' .

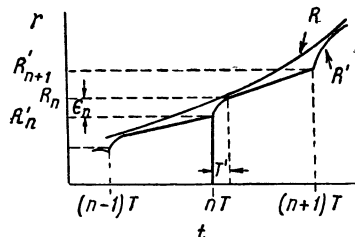


Рис. IX.38. Кривая сопровождения по прерывному сигналу.

Непосредственным следствием прерывности и ограниченной точности данных является такое устройство цепей запоминания скорости, чтобы они могли использовать измеренные данные для выработки скорости цели. Как было показано выше, вследствие малости интервала T' , для измерения скорости нужно разделить разность дальностей, измеренных в течение двух последовательных серий импульсов, на время между этими сериями. Эта операция может быть выражена уравнением

$$M_n - M_{n-1} = \frac{\eta \epsilon_n}{T}, \quad (\text{IX.7})$$

где η — постоянная порядка единицы, учитывающая уточнение, вносимое предыдущими периодами.

Для точного измерения дальности постоянные $\frac{1}{C}$ и $\frac{1}{CS}$ в уравнении (VIII.11) должны быть выбраны таким образом, чтобы ошибка ϵ компенсировалась до почти нулевого значения к концу интервала T' . Совместное решение уравнений (VIII.2) и (VIII.11) для n -ого периода дает

$$R' = \frac{1}{C} \int_{nT}^t k_1 k_2 \epsilon dx + \int_{nT}^t \left[\frac{1}{CS} \int_{nT}^s k_1 k_2 \epsilon dx + M_{n-1} \right] ds + R'_n, \quad (\text{IX.8})$$

откуда

$$\frac{dR'}{dt} = \frac{1}{C} k_1 k_2 \epsilon + \frac{1}{CS} \int_{nT}^t k_1 k_2 \epsilon dx + M_{n-1}. \quad (\text{IX.9})$$

Постоянная k_2 не равна нулю только в интервале $nT < t < nT + T'$. Следовательно, для интервала $nT + T' > t > (n+1)T$

$$\frac{dR'}{dt} = \frac{1}{CS} \int_{nT}^{nT+T'} k_1 k_2 \varepsilon dx + M_{n-1} = M_n. \quad (\text{IX.10})$$

Из сопоставления уравнений (IX.7) и (IX.10) видно, что интеграл

$$\frac{1}{CS} \int_{nT}^{(n+1)T} \int_{nT}^s k_1 k_2 \varepsilon dx ds$$

имеет порядок величины ε_n , а так как $T' \ll T$, то

$$\frac{1}{CS} \int_{nT}^{nT+T'} \int_{nT}^s k_1 k_2 \varepsilon dx ds \ll \varepsilon_n. \quad (\text{IX.11})$$

Если принять, что $R = R_n$ в интервале T' , то уравнение (IX.8) может быть представлено в виде

$$R_n - R'_n - \varepsilon = \frac{1}{C} \int_{nT}^t k_1 k_2 \varepsilon dx + \int_{nT}^t \left[\frac{1}{CS} \int_{nT}^s k_1 k_2 \varepsilon dx + M_{n-1} \right] ds = \varepsilon_n - \varepsilon. \quad (\text{IX.12})$$

Если принять, что $M_{n-1} T' \ll \varepsilon_n$ и вспомнить, что ошибка ε уменьшается в течение интервала T' почти до нуля, становится очевидным, что

$$\frac{1}{C} \int_{nT}^{nT+T'} k_1 k_2 \varepsilon dx \gg \int_{nT}^t \left[\frac{1}{CS} \int_{nT}^s k_1 k_2 \varepsilon dx + M_{n-1} \right] ds, \quad (\text{IX.13})$$

поэтому с достаточной точностью можно считать, что

$$\varepsilon_n = \frac{1}{C} \int_{nT}^{nT+T'} k_1 k_2 \varepsilon dx. \quad (\text{IX.14})$$

Следовательно, сопоставляя уравнения (IX.7), (IX.10) и (IX.14) получаем, что

$$C\varepsilon_n = \int_{nT}^{nT+T'} k_1 k_2 \varepsilon dx = CS(M_n - M_{n-1}) = \frac{\eta \varepsilon_n CS}{T},$$

откуда

$$\frac{1}{S} = \frac{\eta}{T}. \quad (\text{IX.15})$$

Уравнение (IX.15) дает такое соотношение между постоянными цепи запоминания, которое необходимо для соблюдения условий, определяемых уравнением (IX.7). Кроме того, следящая система должна удовлетворять условию, чтобы ошибка ϵ компенсировалась практически до нуля в течение активного интервала T' . Уравнение (IX.2) показывает, как удовлетворить этому условию. Поскольку было принято измерять время t , начиная с нулевого периода T , уравнение (IX.2) можно представить следующим образом

$$\epsilon = a_n e^{\gamma_1(t-nT)} + b_n e^{\gamma_2(t-nT)} + f(p^2R), \quad (\text{IX.16})$$

где

$$f(p^2R) = \frac{1}{\gamma_2 - \gamma_1} \times \\ \times \left[e^{\gamma_2(t-nT)} \int_{nT}^t p^2R(x) e^{-\gamma_2 x} dx - e^{\gamma_1(t-nT)} \int_{nT}^t p^2R(x) e^{-\gamma_1 x} dx \right].$$

Выше было показано, что величину R можно считать постоянной в пределах интервала T' , так что величинами p^2R и $f(p^2R)$ можно пренебречь. Следовательно, уравнение (IX.16) может быть представлено с достаточной степенью точности в виде

$$\epsilon = a_n e^{\gamma_1(t-nT)} + b_n e^{\gamma_2(t-nT)}. \quad (\text{IX.17})$$

Очевидно, что

$$\epsilon_n = a_n + b_n. \quad (\text{IX.18})$$

Другое граничное условие можно получить из уравнения (IX.12). Принимая, что M_{n-1} мало по сравнению с начальным значением скорости изменения ϵ в n -ом периоде, получим

$$-\left. \frac{d\epsilon}{dt} \right|_{t=nT} = \frac{k_1 k_2 \epsilon_n}{C}. \quad (\text{IX.19})$$

Из уравнений (IX.17) и (IX.19) следует, что

$$-\frac{k_1 k_2 \epsilon_n}{C} = \gamma_1 a_n + \gamma_2 b_n, \quad (\text{IX.20})$$

а из уравнений (IX.18) и (IX.20)

$$a_n = \frac{k_1 k_2 + C \gamma_2}{C(\gamma_2 - \gamma_1)} \epsilon_n$$

и

$$b_n = \frac{k_1 k_2 + C \gamma_1}{C(\gamma_1 - \gamma_2)} \epsilon_n.$$

Для того, чтобы ϵ_n компенсировалось в интервале T' , необходимо, чтобы действительная часть γ_1 или γ_2 была отрицательна и много меньше, чем $-\frac{1}{T'}$. Так как нужно удовлетворить урав-

нению (IX.15) и так как абсолютное значение действительной части γ_1 должно быть больше, чем $\frac{1}{T}$, то, согласно уравнениям (IX.15) и (IX.3) γ_1 и γ_2 являются действительными величинами, потому что

$$\frac{k_1^2 k_2^2}{4C^2} \gg \frac{k_1 k_2}{CS} = \frac{k_2 \eta}{CT} \text{ или } \frac{k_1 k_2}{C} \gg \frac{\eta}{T}.$$

Следовательно $|\gamma_1| \gg |\gamma_2|$, вследствие чего с достаточной степенью точности может быть принято, что

$$\gamma_1 = -\frac{k_1 k_2}{C} \text{ и } \gamma_2 = -\frac{\eta}{T},$$

откуда $a_n = \varepsilon_n$ и $b_n = 0$, а, следовательно, для интервала $nT \leq t \leq nT + T'$

$$\varepsilon = \varepsilon_n e^{-\frac{k_1 k_2}{C}(t - nT)} \quad (\text{IX.21})$$

Очевидно необходимо, чтобы значение $\frac{k_1 k_2}{C}$ было не меньше, чем $\frac{10}{T'}$. При достаточно большом значении $\frac{k_1 k_2}{C}$ начальное значение R' равно $P_n \approx R'_n + \varepsilon_n$.

Таким образом, необходимые соотношения для автоматической системы сопровождения прерывных сигналов имеют вид

$$\left. \begin{aligned} \frac{\eta \varepsilon_n}{T} &= M_n - M_{n-1} \\ \varepsilon_n &= R_n - R'_n \\ R'_n &= R_{n-1} + M_{n-1} T \\ P_n &= R'_n + \varepsilon_n \\ -\gamma_1 &= \frac{k_1 k_2}{C} \approx \frac{10}{T'} \\ -\frac{1}{\gamma_2} &= S = \frac{1}{\eta} T, \end{aligned} \right\} \quad (\text{IX.22})$$

откуда

$$\varepsilon_{n+1} + (\eta - 1) \varepsilon_n = R_{n+1} - 2R_n + R_{n-1}. \quad (\text{IX.23})$$

Из уравнения (IX.23) можно найти максимальную ошибку ε_n в n -ном периоде, определяющую максимальную ошибку в любом периоде. В том случае, когда R изменяется с постоянной скоростью, уравнение (IX.23) приобретает вид

$$\varepsilon_{n+1} + (\eta - 1) \varepsilon_n = 0.$$

Решение этого уравнения равно

$$\varepsilon_n = \varepsilon_0 (1 - \eta)^n.$$

В устойчивой следящей системе необходимо, чтобы $2 > \eta > 0$. Интересно отметить, что при $\eta = 1$ $\varepsilon_n = 0$ для $n > 0$. Это значит, что цепь запоминания скорости вырабатывает значение скорости в течение нулевого периода и, поскольку $\frac{dR}{dt}$ является постоянной величиной, во всех остальных периодах ошибка отсутствует. Однако из-за ошибок отдельных измерений лучше брать $\eta < 1$. При этом M_n является средне-взвешенным значением скорости изменения R , измеренным за n периодов.

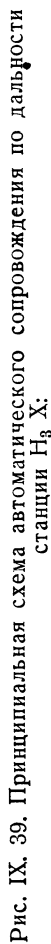
Таким образом имеются все исходные величины для определения параметров автоматической системы сопровождения по прерывным сигналам. Реальные радиолокационные системы отличаются лишь следующей особенностью. В предыдущих выводах было принято, что в уравнении $\dot{i} = k_2(R - R') = k_2\varepsilon$ коэффициент k_2 является постоянной величиной в любом интервале T' . Однако в большинстве временных дискриминаторов величина выходного сигнала зависит не только от степени рассогласования, но и от величины отраженного сигнала. Это удобно в том отношении, что с увеличением отношения сигнала к шуму увеличивается точность. Возможные пределы изменения величины k_2 определяются двумя условиями, согласно которым $\frac{k_1 k_2}{C}$ должно быть больше, чем $\frac{1}{T'}$ и меньше частоты повторения радиолокатора, чтобы можно было считать данные непрерывными в интервале T' .

В § 6 главы VIII были описаны блоки управления, соответствующие использованному в этой главе уравнению (VIII.11). В случае прерывных данных постоянные времени блока управления должны быть выбраны в соответствии с уравнениями (IX.22). Следует отметить необходимость применения специального разъединителя для того, чтобы k_2 могло быть точно равно нулю в интервалах между сериями импульсов.

10. Устройства для автоматического сопровождения по дальности при прерывном сигнале

Самолётная станция Н₃X предназначена для автоматического сопровождения по дальности сигналов двух наземных радиомаяков без нарушения кругового обзора с постоянным периодом в 3 сек. Таким образом, интервалы между сериями импульсов постоянны.

На рис. IX.39 изображена принципиальная схема одной из следящих систем. Лампа L_1 является усилителем пусковых импульсов, а лампа L_2 —блокинг-генератором. Селекторный полумпульс на лампу L_4 временного дискриминатора подаётся с сеточной обмотки



ныи разьединител
ния на переброс.

трансформатора T_1 , а селекторным импульсом лампы L_3 является положительный выброс в анодной обмотке. Видеосигнал подается на сетки ламп L_3 и L_4 временного дискриминатора. Напряжение временного дискриминатора сглаживается в RC -цепи с постоянной времени 250 мксек и усиливается в двух каскадах дифференциального усилителя L_5, L_6, L_7 и L_8 . Разностное напряжение подается из анодной цепи лампы L_8 через конденсатор на неоновый разъемитель L_9 и двойной интегратор L_{10} следящего типа. Емкостная связь может быть применена потому, что сигнал ошибки про-

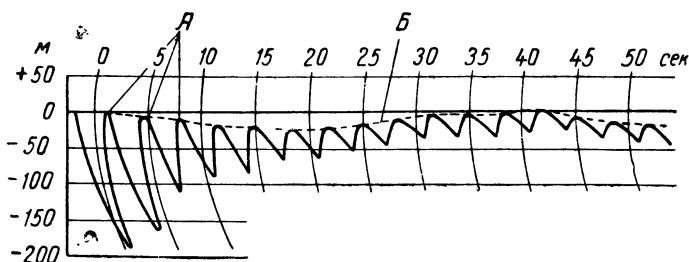


Рис. IX. 40. Кривая ошибок аппаратуры автоматического сопровождения по дальности станции H_3X . Скорость движения цели (имитатора) 320 км/час:

А — интервалы появления сигнала (период обзора 3 сек), Б — кривая калибровочного потенциометра.

модулирован частотой обзора. Выходное напряжение двойного интегратора L_{10} используется для управления временным модулятором фантастронного типа.

В установке H_3X применяется ручное сопровождение по угловым координатам, так как они очень медленно изменяются вследствие большой дальности радиомаяков. Подключение той или иной следящей системы к приёмнику в момент, когда антенна радиолокатора направлена на соответствующий радиомаяк, производится с помощью механического переключателя.

На рис. IX.40 изображена кривая работы одной из следящих систем. Кривая была записана с помощью точного имитатора дальности, описанного в § 3. Кривая даёт непосредственное значение ϵ в функции времени. Для получения прерывного сигнала был применен механический переключатель, включающий сигнал на 0,15 сек (интервал T') через каждые 3 сек (интервал T). Следящая система запускалась приблизительно за 2 сек перед подачей первой серии сигналов с нулевой ошибкой по дальности и с нулевой скоростью. Скорость перемещения сигнала, имитирующего цель, соответствовала скорости цели 320 км/час (90 м/сек). Из кривой видно, что ошибка ϵ падает до нуля в течение каждого интервала, но выработанная скорость не соответствует действительной. Это объясняется тем, что в схеме H_3X $\eta = \frac{3}{4 \cdot 1,3} = 0,58$. Значение ϵ_1 по графику равно приблизительно 200 м. Теоретически ϵ_2 должно

было быть равно 100 м, однако из кривой следует, что такое значение ϵ_a получается лишь через три периода обзора. Это объясняется двумя причинами. Первой является несовершенство интегратора, однако это влияет на наблюдаемую ошибку лишь в небольшой степени, так как постоянная времени интегратора

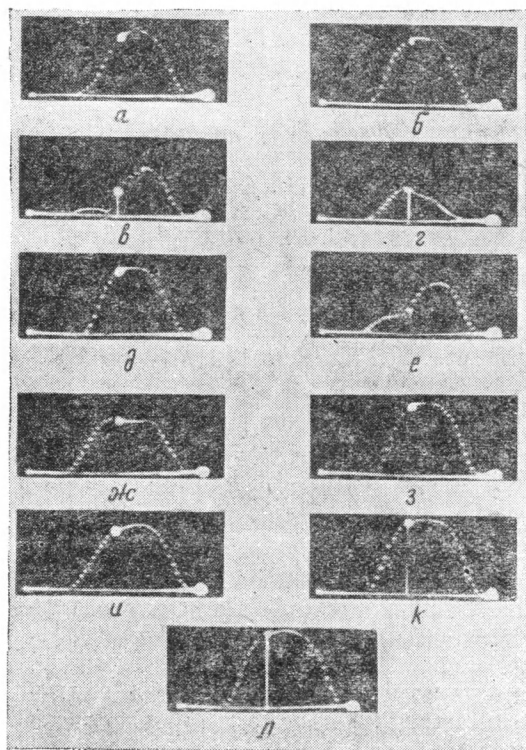


Рис. IX. 41. Кривые огибающих по азимуту сигналов, отраженных от неподвижного грузового судна в отсутствии волнения. Яркая точка соответствует точке судна, определенной оптическим методом.

налы ошибки, выработанные временным дискриминатором в течение интервалов T' , как видеосигналы с частотой обзора $\frac{1}{T}$. Механическая

система может работать в этом случае по этим импульсам так же, как электрическая система работает на частоте повторения зондирующих импульсов. Опыт показал, что ошибка определения скорости может быть уменьшена до 50% за пять импульсов при вполне устойчивой работе следящей системы. При $\eta=1$ ошибка по скорости в электрической системе может быть скомпенсирована за один

равна 125 сек. Основной причиной является применение бумагомасляного конденсатора в цепи запоминания скорости.

Механические системы.

Очень часто выходной сигнал системы должен быть механическим. При этом естественно применить механические временной модулятор и цепь запоминания. Средняя продолжительность интервала T' в существующих системах составляет 0,1 сек. Как было уже показано, постоянная времени совмещения следящей системы должна быть меньше интервала T' . Однако очень трудно построить механическую систему с постоянной времени порядка 0,01 сек. Поэтому в тех случаях, когда необходим механический сигнал, следует применить электрическую следящую систему вместе с механизмом преобразования электрического сигнала в механический. Можно рассматривать также сиг-

период T , однако испытания установки H_3X показали, что целесообразно уменьшить η (из-за флюктуаций величины сигнала) до такой величины, чтобы ошибка по скорости уменьшалась на 50% за три периода обзора. Это почти соответствует характеристике механической системы.

11. Автоматическое сопровождение по угловым координатам при прерывном сигнале

Фотографии рис. IX.41 показывают огибающие видеоимпульсов, отраженных от неподвижного грузового судна при отсутствии волнения. Яркие точки соответствуют точке судна, определенной оптически. Из рисунка можно сделать два вывода. Во-первых, методы сопровождения по угловым координатам могут быть такими же, как и при сопровождении по дальности, например, с помощью двух смежных полуимпульсов, несмотря на то, что частота огибающей по угловой координате в 1000 раз ниже частоты видеоимпульсов. Во-вторых, должны быть применены тщательно рассчитанные сглаживающие цепи, так как колебания середины площади угловой огибающей относительно оптически определенной точки очень велики. Хорошей сглаживающей цепью является блок управления с двумя интеграторами и одной сглаживающей RC -ячейкой. Было установлено, что наилучшим методом измерения углов является сравнение по моменту появления огибающей импульсов, а не по максимальным значениям или площадям огибающей.

ГЛАВА X

СПЕЦИАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

ВВЕДЕНИЕ

Система передачи данных может быть определена, как совокупность устройств для передачи необходимой информации из одного пункта в другой. В нее могут входить проводочные или радиолинии связи, а также телевизионная и фототелеграфная аппаратура, не рассматриваемые в этой книге. В настоящей главе будут описаны некоторые специальные системы передачи данных, не встречающиеся обычно в технической литературе. Все эти системы передачи предназначены для дистанционного управления или измерения.

В технике передачи данных можно отметить три основные задачи:

1. Преобразование исходных данных (механических, оптических, химических, акустических, тепловых и пр.) в электрические сигналы с помощью специальных преобразователей (модуляторов).

2. Придание электрическим сигналам формы, необходимой для точной передачи без взаимных помех.

3. Восстановление исходных данных на приемном конце в удобном для использования в каждом частном случае виде.

ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ ПО ПРОВОДАМ НА КОРОТКИЕ ДИСТАНЦИИ

При коротких дистанциях вторая задача отпадает, так как каждая составляющая всей информации может быть передана по отдельным проводам. Задача упрощается и сводится к построению соответствующих преобразователей на каждом конце линии.

1. Дистанционное измерение

В книге «Электронно-лучевые трубки и индикаторы» этой серии были описаны проводные системы передачи данных, применявшиеся для преобразования данных вращения (качания) антенны в соответствующее перемещение светового пятна на экране электронно-лучевого индикатора. Выходным преобразователем (демодулятором) являлась в этом случае электронно-лучевая трубка.

Электромеханические модуляторы и демодуляторы, применяющиеся для передачи данных, описаны в книге «Генерирование электрических колебаний специальной формы» этой серии. В настоящей главе будет приведено общее описание точных методов передачи данных и специального применения для этих целей временных модуляторов и демодуляторов.

Простая двухпроводная система может передать какую-либо непрерывно изменяющуюся непериодическую величину, как например, вращение вала, в пределах, не превышающих 360° . На рис. X.1,а приведена простейшая система. Движок потенциометра делит постоянное напряжение в отношении, определяемом механическим сигналом. Отсчет напряжения производится с помощью вынесенного вольтметра. Такое устройство применяется в радиолокационной станции AN/APS-3 для определения угла наклона антенны. Изменения напряжения питания или сопротивления цепи являются, естественно, источниками ошибок измерения.

Приблизительно такое же устройство (рис. X.1,б) применяется для дистанционного измерения уровня бензина в автомобильном баке. Измерительный прибор содержит две катушки, расположенные под углом в 90° друг к другу. Одна из катушек питается постоянным током, а вторая — через переменное сопротивление. Указатель (пластинка из мягкого железа) показывает направление результирующего поля. В этом случае изменение напряжения питания скомпенсировано тем, что положение указателя зависит от отношения токов, а не от их абсолютных значений. Для получения такой независимости потребовалась дополнительная цепь.

Можно установить в качестве общего закона, что для измерения в абсолютных значениях измеряемой величины достаточно двухпроводной линии, в то время как для измерения в относительных величинах нужна трехпроводная линия. В последнем случае на концах линии не требуются какие-либо эталоны.

На рис. X.1, в показана двухпроводная система измерения в абсолютных величинах, в которой применен принцип частотной моду-

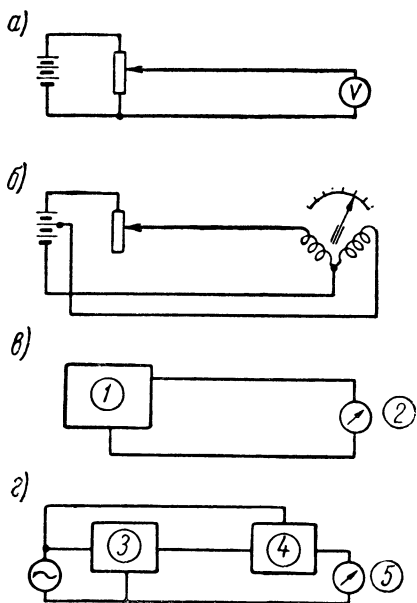


Рис. X. 1. Простейшие системы передачи данных с ограниченным вращением:

а — передача напряжения (амплитудная модуляция), б — передача тока, в — частотная модуляция, 2 — фазовая модуляция; 1 — генератор переменной частоты, 2 — частотомер, 3 — фазовращатель, 4 — фазовый дискриминатор, 5 — вольтметр.

ляции. Генератор модулируется по частоте, например, путем поворота ротора конденсатора настроенного контура. Частотомер на приемном конце воспроизводит изменение исходных данных.

Для передачи данных может быть использована также фазовая модуляция, как показано на рис. X.1,г. Эта система состоит из двух цепей, т. е. должна быть трехпроводной, так как измерение фазы может производиться только в относительных величинах (по отношению к какой-то опорной фазе.)

2. Передача непрерывного вращения

Для передачи неограниченно кругового движения необходимы две цепи. Как показано на рис. X.2, а для этой цели можно применить два переменных сопротивления, меняющих токи пропорционально синусу и косинусу измеряемого угла. Направление результирующего поля в двух взаимно перпендикулярных катушках измерительного прибора на приемном конце линии может быть определено с помощью магнитной стрелки. Пластина из мягкого железа в этом случае неприменима, так как она даст двухзначные показания в пределах каждых 180° , в то время как второе положение магнитной стрелки неустойчиво и её достаточно немного сместить, чтобы она заняла правильное положение.

В ряде случаев, особенно в сельсинных системах передачи данных, составляющие исходного сигнала смещаются не на 90° , а на 120° , так как трехфазные сельсины проще в изготовлении, чем двухфазные. Как видно из рис. X.2,б, для передачи составляющих, сдвинутых на 120° , достаточно также трех проводов.

Приборы с компасными стрелками не могут дать сколько-нибудь значительного вращающего момента, причем их показания легко искажаются при наличии внешних магнитных полей. Для получения значительного вращающего момента необходима большая плотность магнитного потока. В этих случаях могут быть применены только приборы с железным сердечником. Однако при этом нельзя пользоваться постоянным током питания, так как остаточ-

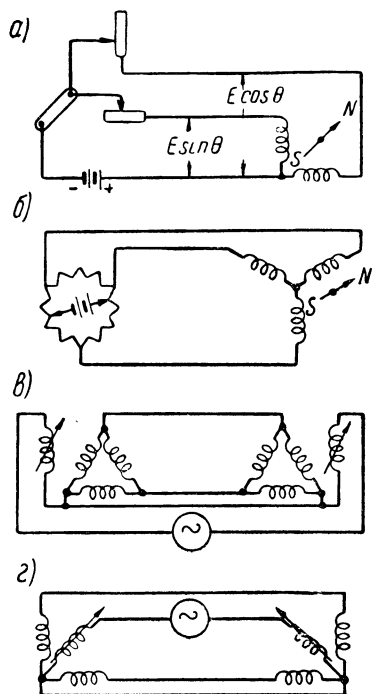


Рис. X. 2. Схемы для передачи непрерывного вращения:

а — система на постоянном токе для передачи синусной и косинусной составляющих, б — «сельсин постоянного тока», в — трехфазная сельсинная система; г — двухфазная сельсинная система.

чительного вращающего момента необходима большая плотность магнитного потока. В этих случаях могут быть применены только приборы с железным сердечником. Однако при этом нельзя пользоваться постоянным током питания, так как остаточ-

ный магнетизм будет являться источником ошибок. Потенциометры и переменные сопротивления неудовлетворительно работают при больших скоростях, особенно когда требуются значительные токи для получения больших вращающих моментов. Существуют электро-механические модуляторы и демодуляторы, свободные от перечисленных выше недостатков. Эти устройства с переменной взаимной индуктивностью, питаются переменным током и называются «сельсинами». Они отличаются от приборов постоянного тока тем, что не расходуют энергии при отсутствии вращающего момента, так как обладают реактивным сопротивлением.

Обычный сельсин состоит из ротора, питаемого переменным током, и трех статорных обмоток, сдвинутых в пространстве на 120° одна относительно другой. В каждой статорной обмотке наводится напряжение, пропорциональное проекции роторного напряжения на ось статора и отношению витков обмоток. Сельсин-датчик и принимающий сельсин устроены одинаково за исключением того, что в принимающем сельсине имеется дополнительно демпфирующее устройство для уменьшения качаний ротора (основанное на применении токов Фуко). При включении статорных обмоток сельсина-датчика и принимающего согласно схеме рис. X.2, в результирующее поле принимающего будет всегда параллельно ротору датчика. При включении роторных обмоток датчика и принимающего на один и тот же источник переменного тока появится вращающий момент, вследствие которого ротор принимающего повернется так, что его поле окажется направленным параллельно и противоположно результирующему полю статорных обмоток. Любой поворот ротора датчика вызовет такой же поворот ротора принимающего, так что система из двух сельсинов является своеобразным электромеханическим гибким валом.

Все рассмотренные раньше системы передачи данных односторонни, т. е. могут передавать мощность только в одном направлении, в то время как сельсины образуют двухстороннюю систему. Следует отметить, что в системе двух сельсинов требуется четыре провода, так как необходимо передавать несущую частоту. Эта дополнительная цепь требуется для передачи знака направления ротора. Трехпроводная система также может работать, но она обладает двухзначностью в пределах каждых 180° . В «сельсине постоянного тока» (рис. X.2, б) знак положения ротора определяется тем, что стрелка прибора намагничена.

Сельсины с двумя ортогональными статорными обмотками, напряжение на которых пропорционально синусу и косинусу угла поворота ротора (рис. X.2, г), применяются обычно не для передачи данных, а в тех случаях, когда нужно получить составляющие напряжения переменного тока в декартовых координатах.

С помощью сельсинов можно передать в виде составляющих, сдвинутых на 90° или 120° , две частоты, фазы, разности времен и другие величины. Кроме того, можно передать непрерывное

вращение какого-либо вала, однако эта операция выполняется чаще с помощью описываемой ниже следящей системы.

Сельсинной системе присуща ошибка, пропорциональная нагрузке на принимающий сельсин. Вращающий момент на оси датчика пропорционален нагрузке принимающего. Для уменьшения этого вращающего момента можно применить усилители между статорными обмотками датчика и принимающего. Во избежание внесения дополнительных ошибок коэффициент усиления таких усилителей должен быть строго постоянным. Однако наличие усилителей не устраняет ошибок, зависящих от нагрузки принимающего сельсина. Ошибка может быть уменьшена до любой заданной величины в случае использования сельсинов в качестве элементов следящей системы.

3. Синхронные следящие системы

Для точной передачи механического сигнала на обоих концах линии передачи должны быть применены электромеханические

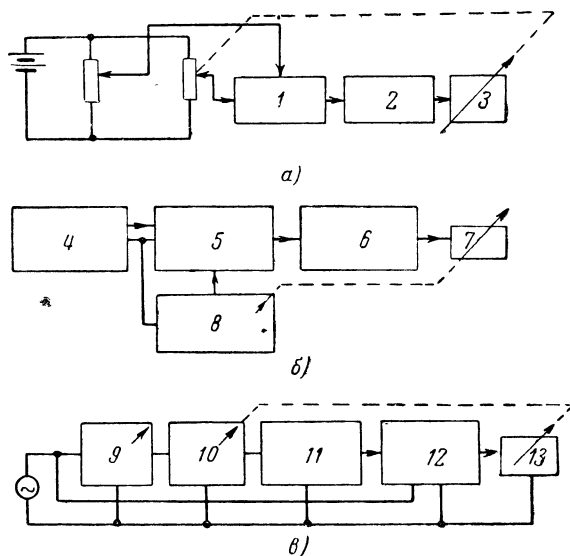


Рис. X. 3. Простейшие следящие системы с ограниченным вращением:

a — система, следящая за напряжением, *б* — система следящая за частотой, *в* — система, следящая за фазой; 1 — амплитудный дискриминатор, 2 — усилитель, 3 — управляющий мотор, 4 — генератор переменной частоты, 5 — частотный дискриминатор, 6 — усилитель, 7 — управляющий мотор, 8 — генератор переменной частоты, 9 — фазовращатель, 10 — фазовращатель, 11 — усилитель, 12 — фазовый дискриминатор, 13 — управляющий мотор.

модуляторы с одинаковыми характеристиками. Выходные сигналы модуляторов вычитаются один из другого. Разность напряжений усиливается и используется для питания управляющего мотора. Мотор смещает модулирующий элемент второго модулятора таким образом, чтобы разность напряжений была равна нулю.

Скелетные схемы простейших синхронных следящих систем показаны на рис. X.3. В схеме рис. X.3, *a* источник постоянного тока питает потенциометр на передающем конце. Напряжение на движке потенциометра сравнивается с напряжением на движке дистанционно управляемого по-

тенциометра на приемном конце линии. Усилитель постоянного тока питает управляющий мотор, который перемещает движок потенциометра до тех пор, пока напряжения на движках не будут равны.

Точность установки движка на приемном конце определяется коэффициентом усиления цепи обратной связи следящей системы. Для того, чтобы работа такой системы не зависела от абсолютного значения напряжения источника питания на передающем конце, должна быть применена еще одна цепь для передачи опорного напряжения.

На рис. X.4,а показана следящая система на постоянном токе, в которой применены два кольцевых потенциометра для передачи непрерывного вращения. Такая же следящая система на переменном токе с использованием сельсинов изображена на рис. X.4,б. На приемном конце обычно применяется специальный тип сельсина, известный под названием «управляющего сельсина» или «сельсина-трансформатора». Он отличается большим числом витков и, следовательно, малым потреблением мощности, так как его отдаваемая мощность и вращающий момент могут быть ничтожно малы. Одним сельсин-датчиком можно питать одновременно большое количество управляющих сельсинов. Для системы с двумя сельсинами нужны четыре провода.

На рисунках X.3,б и X.3,в показаны скелетные схемы синхронных систем, следящих за изменением частоты и фазы. Система, следящая за изменением одной частоты, не может быть использована для передачи непрерывного вращения. На каждую частоту необходима одна линия передачи (два провода). Система, следящая за изменением фазы, полностью удовлетворяет условиям передачи непрерывного вращения, поскольку фаза может изменяться непрерывно и однозначно в пределах 360° . Однако линия передачи должна состоять из трех проводов, как и в сельсинной системе, для передачи опорной фазы.

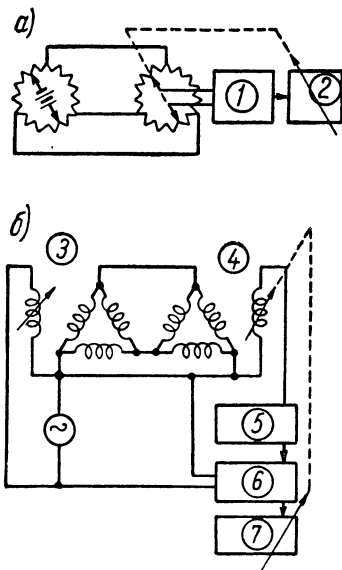


Рис. X. 4. Следящие системы с неограниченным вращением: а — следящая система на постоянном токе, б — следящая система с управляющим сельсином; 1 — усилитель постоянного тока, 2 — управляющий мотор, 3 — сельсин-датчик, 4 — управляющий сельсин-трансформатор, 5 — усилитель, 6 — фазовый дискриминатор, 7 — управляющий мотор.

4. Характеристики линии передачи

В описанных выше синхронных системах, следящих за изменением абсолютного значения напряжения, сопротивление линии передачи должно быть, очевидно, строго постоянным или ничтожно малым. С изменением сопротивления линии при колебаниях температуры появляется ошибка. В системах, в которых сравниваются относительные изменения напряжения, как например в сельсинах,

температурные изменения при одинаковых линиях взаимно компенсируются. В системах на переменном токе фазовые сдвиги в проводах должны быть одинаковыми или скомпенсированными. В системе, следящей за изменением фазы, колебания амплитуды напряжения не вызовут ошибок при правильно спроектированной аппаратуре, но фазовые соотношения в линии должны быть строго постоянными. Единственной в своем роде является система, следящая за изменением частоты, в которой ни колебания напряжения, ни колебания фазы (если их период значительно больше периода несущей частоты) не влияют на точность передачи.

Таблица X.1

Характеристики проводных систем дистанционного измерения

	Число путей для передачи данных	Пределы крутового вращения	Наличие влияния общего изменения уровня на ошибку измерения	Наличие влияния изменения уровня отдельных составляющих на ошибку измерения	Наличие влияния фазовых сдвигов на ошибку измерения
Измерение напряжения, рис. 10. 1, <i>a</i>	N	огранич.	—	—	—
Дифференциальная система измерения тока или напряжения	$N + 1$	огранич.	нет	да	при переменном токе да
Система частотной модуляции, рис. X. 1, <i>b</i>	N	огранич.	нет	нет	нет
Система фазовой модуляции, рис. X. 1, <i>г</i>	$N + 1$	огранич.	нет	нет	да
„Сельсин постоянного тока“, рис. X. 2, <i>б</i>	2, если $> 360^\circ$	неогранич.	нет	да	—
Передача синусной и косинусной составляющих, рис. X. 2, <i>a</i>	2, если $> 360^\circ$	неогранич.	нет	да	—
3-фазный сельсин, рис. X. 2, <i>в</i>	3, если $> 360^\circ$	неогранич.	нет	да	да
2-фазный сельсин, рис. X. 2, <i>г</i>	3, если $> 360^\circ$	неогранич.	нет	да	да
Система, следящая за напряжением, рис. X. 3, <i>a</i>	$N + 1$ при передаче опорного напряж.	огранич.	нет	да	при переменном токе да
Система, следящая за частотой, рис. X. 3, <i>б</i>	N	огранич.	нет	нет	нет
Система, следящая за фазой, рис. X. 3, <i>в</i>	$N + 1$	неогранич.	нет	нет	да
Сельсинная следящая система, рис. X. 4, <i>б</i>	2, если $> 360^\circ$	неогранич.	нет	да	да
	3, если $> 360^\circ$	неогранич.	нет	да	да

В случае длинной линии непосредственная передача данных с помощью сельсинов и других амплитудных модуляторов неосуществима из-за больших колебаний амплитуды и фазы вдоль линии.

В этом случае может быть применена передача на несущей частоте с использованием таких же устройств, как и в описываемых ниже передающих радиоприемниках. Импульсный метод передачи редко применяется по причине его широкополосности. Он находит применение лишь в случае возможности использования согласованных коаксиальных линий передачи.

В таблице X.1 приведены основные характеристики описанных выше систем дистанционного измерения.

ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ ПО РАДИОЛИНИЯМ

5. Введение

Данные, передаваемые по радиоприемнику, должны быть преобразованы в форму, которая обеспечила бы в основном отсутствие ошибок при замираниях сигнала и помехах. При передаче нескольких величин (например двух величин, характеризующих положение вращающегося вала) для каждой величины должны быть предусмотрены отдельные каналы без взаимных помех. Могут быть применены как системы с частотно-модулированными незатухающими колебаниями, так и импульсные системы с временной модуляцией. В системах с непрерывным излучением каждая передаваемая величина (значение амплитуды, фазы или частоты) модулирует колебание, называемое «поднесущей» частотой. Разделение каналов осуществляется путем применения разных поднесущих частот. Поднесущие смешиваются и модулируют по частоте основную несущую частоту, передаваемую по радиоприемнику. Для дополнительного уменьшения взаимных помех поднесущие могут модулировать промежуточные несущие, которые в свою очередь модулируют основную несущую частоту. В приемном устройстве поднесущие восстанавливаются в результате демодуляции и разделения путем фильтрации. Затем поднесущие в свою очередь демодулируются и огибающие используются так же, как и в проводных линиях передачи. В состав передающей радиоприемника входят обычные связные генераторы, амплитудные и частотные модуляторы, преобразователи частоты, фильтры и амплитудные и частотные демодуляторы.

В импульсных передающих линиях каждая величина модулирует по времени импульс путем изменения его длительности или расстояния относительно другого импульса. Разделение каналов осуществляется путем передачи импульсов в определенной временной последовательности. Влияние помехи устраняется благодаря передаче «кодовой» группы сигналов, расшифровываемой в приемном устройстве с помощью временных селекторов. Импульсная система передачи данных состоит из генератора частоты повторения, генераторов групп импульсов, временных селекторов, временных модуляторов и демодуляторов и ряда обычных радиоэлементов. Импульсные системы в значительной мере похожи на радиолокационные устройства, в которых отраженные сигналы заменены передаваемыми импульсами, модулированными по времени.

Для передачи координат цели и положения антенны на вынесенные электронно-лучевые индикаторы применяются релейные радиолокационные установки. Они содержат широкополосный канал для передачи видеосигналов и обычно кодированных пусковых импульсов разверток. Положение антенны может быть передано серией модулированных по времени импульсов в течение пассивной части периода повторения, либо любой модуляцией отдельной несущей или поднесущей частоты. Линия передачи данных должна быть тщательно выполнена, так как, например, точность передачи азимута должна быть не ниже $\pm 5^\circ$.

Обычно в системах дистанционного управления не требуется большая точность. Их функции часто сводятся к включению каких-либо цепей при появлении импульса или звуковой частоты.

Примером системы дистанционного измерения средней точности является радиозонд, точность измерения в котором сохраняется в течение небольшого отрезка времени непосредственно после калибровки. Английский всенаправленный радиомаяк является примером импульсной системы передачи данных, хотя он и предназначен для навигационных целей.

Сравнительные характеристики различных систем передачи данных, которые будут описаны в этой главе и в главе XI, приведены в таблице X.2.

6. Импульсные системы дистанционного управления

Передаваемый сигнал состоит из пяти кодированных импульсов с частотой повторения 715 гц. Первые четыре импульса служат для выбора того или иного приемника, а пятый импульс модулирован по времени в соответствии с одной из шести управляющих частот, являющихся исходными данными передачи. В выбранном приемнике на четвертом импульсе срабатывает ответчик при условии, что пятый импульс правильно расположен во времени и модулирован одной из управляющих частот. Ответчик дает сигнал на передающую станцию о выполнении операции. Для проверки всей линии передачи предусмотрена специальная «нейтральная» звуковая частота. Дополнительная проверка правильности произведенной операции осуществляется изменением ширины ответного импульса в соответствии со значением управляющей частоты. Длительность импульсов равна 0,2 мксек, а интервал между ними изменяется скачками по 0,4 мксек в пределах от 0,4 мксек до 2,4 мксек. Величина интервалов выбрана из соображений потерь и температурной стабильности линий задержки, применяемых для кодирования и расшифровки сигналов. Вследствие чисто технических трудностей между первым и вторым импульсами не может применяться интервал в 0,4 мксек. Для пятого импульса, во избежание перекрытия кодов, применяются только интервалы в 0,8 мксек; 1,6 мксек и 2,4 мксек, так как пятый импульс, кроме того, модулирован по времени. Таким образом, максимальное число каналов (кодов)

Характеристики различных систем передачи данных

Наименование системы	Метод разделения каналов	Метод передачи	Метод защиты от помех
Импульсная система дистанционного управления.	Шесть—семь управляющих сигналов различной частоты	Управляющие частоты преобразуются в импульсы, модулированные по времени. Управление осуществляется с помощью реле, включаемых одной из управляющих частот.	Пятиимпульсный кодовый сигнал
Радиозонд (передатчик на шаре-пилоте, наземный приемник)	Разделение импульсов во времени (порядок включения зависит от высоты).	Частотно-модулированная звуковая частота	Отсутствует
Всенаправленный маяк (наземный передатчик, самолетный приемник)	Разделение импульсов во времени	Изменение ширины импульсов и фазовая модуляция	Селекция по ширине импульса и по частоте повторения
Синус-косинусная система с временной модуляцией	Разделение импульсов во времени	Временная модуляция импульсов пропорционально синусу и косинусу угла поворота антенны	Трехимпульсный кодовый сигнал и узкие селекторные импульсы
Импульсная система с фазовой модуляцией	Разделение импульсов во времени	Фазовая модуляция группы импульсов пропорционально углу поворота антенны	Трехимпульсный кодовый сигнал
Упрощенная релейная система для передачи вращения с постоянной скоростью (наземные передатчик и приемник)	Разделение импульсов во времени	Временная модуляция импульса пропорционально углу поворота антенны. Фазирование изображения производится от руки по угловым отметкам.	Трехимпульсный кодовый сигнал
Частотно-модулированная релейная система с постоянным излучением	Частотное разделение видеоимпульсов, основной поднесущей и звуковой поднесущей. Пусковые и видеоимпульсы имеют противоположные полярности.	Амплитудная модуляция двух звуковых частот пропорционально синусу и косинусу угла поворота антенны. Третья звуковая частота служит для регулирования уровня.	Узкополосные фильтры для поднесущей и звуковых частот. Пусковые импульсы защищены в недостаточной мере.

равно $5 \times 6 \times 6 \times 3 = 540$. В диапазоне между 30 и 350 гц можно получить по крайней мере семь легко разделимых частот, не являющихся гармониками частоты сети питания или какой-либо другой управляющей частоты.

Передающее устройство. На рис. X.5 показана скелетная схема, на рис. X.6 диаграммы напряжений, а на рис. X.7 принци-

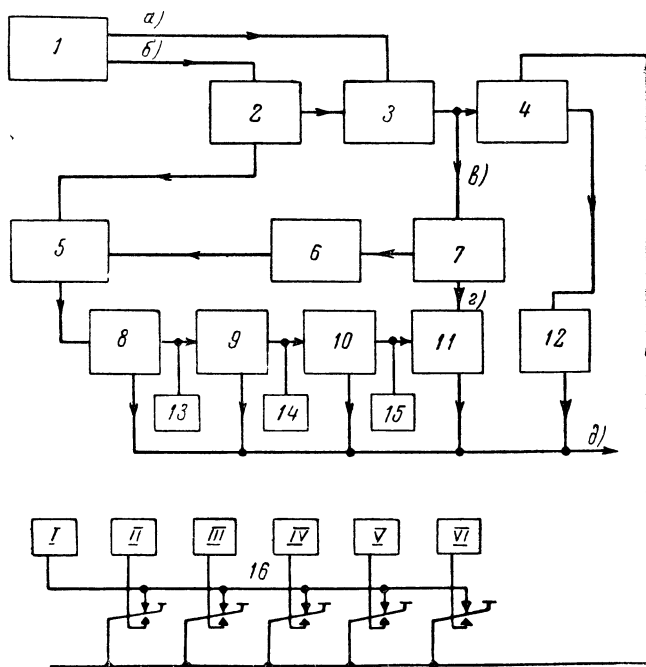


Рис. X. 5. Скелетная схема кодирующего устройства системы дистанционного управления:

1 — блок дальности станции SCR - 584, 2 — генератор селекторного импульса, 3 — временной селектор, 4 — временной модулятор, 5 — временной демодулятор, 6 — временной селектор, 7 — временной селектор, 8 — первый блокинг-генератор, 9 — второй блокинг-генератор, 10 — третий блокинг-генератор, 11 — четвертый блокинг-генератор, 12 — пятый блокинг-генератор, 13 — линия задержки ЛЗ, 14 — линия задержки ЛЗ, 15 — линия задержки ЛЗ, 16 — генераторы управляющих звуковых частот;

а — отметки дальности частоты 82 кгц, б — пусковой импульс (частота повторения 715 гц), в — широкий прямоугольный импульс, з — узкий прямоугольный импульс, д — смешанные кодовые импульсы к передатчику радиолокатора.

пиальная схема кодирующего устройства. В качестве генератора частоты повторения может быть взята радиолокационная станция например SCR-584. Это удобно в том отношении, что позволяет осуществить также измерение дальности для точного определения места нахождения приемника. Чтобы точно измерить дальность при выбранном кодовом интервале, необходимо поддерживать постоянство фазы четвертого импульса относительно кольцевой раз-

вертки дальномера. С этой целью четвертый импульс совмещается с одной из отметок дальности частоты 82 кгц радиолокатора следующим образом. Пусковой импульс (частоты 715 гц) из блока дальности радиолокатора запускает однопериодный мультивибратор \mathcal{L}_2 , формирующий импульс длительностью 15 мксек. С помощью этого импульса во временном селекторе \mathcal{L}_3 выбирается ближайшая отметка дальности, следующая через 12 мксек после пускового импульса. Выбранная отметка дальности растягивается с помощью диодного детектора \mathcal{L}_{4a} , на выходе которого образуется отрицательный скачок с медленным экспоненциальным спадом. Растянутый импульс усиливается лампой \mathcal{L}_{4b} и используется для запуска генератора пилообразных колебаний \mathcal{L}_{5a} , \mathcal{L}_6 с следящей лампой. Временная модуляция осуществляется с помощью диодного амплитудного компаратора \mathcal{L}_{5b} , опорным напряжением которого является постоянное смещение и управляющая звуковая частота. Генераторами управляющих частот являются обычные RC-генераторы. Управляющие напряжения подаются с помощью ключей управления. При выключении всех ключей управления автоматически подается нейтральная частота.

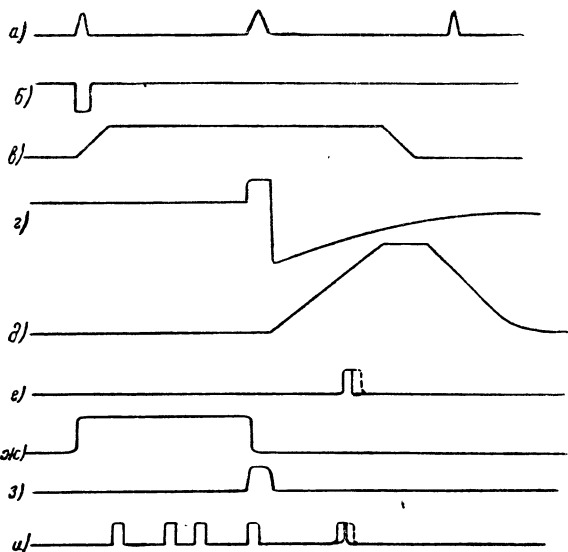


Рис. X. 6. Диаграммы напряжений кодирующего устройства системы дистанционного управления:

а — отметки дальности частоты 82 кгц, *б* — пусковой импульс (частота повторения 715 гц), *в* — селекторный импульс, *г* — растянутая селективная отметка дальности, *д* — пилообразное напряжение временного модулятора, *е* — пятый импульс, модулированный управляющей частотой, *ж* — импульс следящего временного модулятора, *з* — импульс, модулированный по времени, *и* — смешанные кодовые и управляющий импульсы.

постоянное смещение и управляющая звуковая частота. Генераторами управляющих частот являются обычные RC-генераторы. Управляющие напряжения подаются с помощью ключей управления. При выключении всех ключей управления автоматически подается нейтральная частота.

Модулированное по времени пилообразное колебание усиливается лампами \mathcal{L}_7 и \mathcal{L}_{18b} и запускает блокинг-генератор \mathcal{L}_{18a} , являющийся генератором пятого импульса. Изменение среднего значения интервала между четвертым и пятым импульсами производится изменением смещения на диодный амплитудный компаратор \mathcal{L}_{5b} с помощью переключателя \mathcal{P}_1 .

Передний фронт импульса мультивибратора \mathcal{L}_2 запускает временной модулятор \mathcal{L}_8 , \mathcal{L}_{9a} , \mathcal{L}_{10} . Временной модулятор состоит из

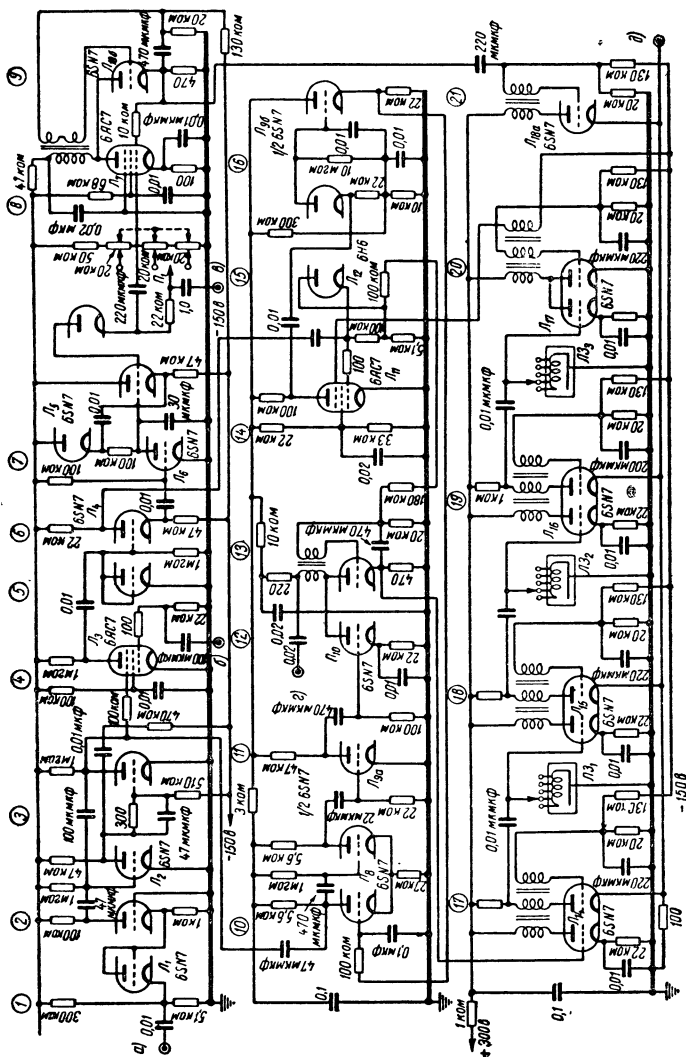
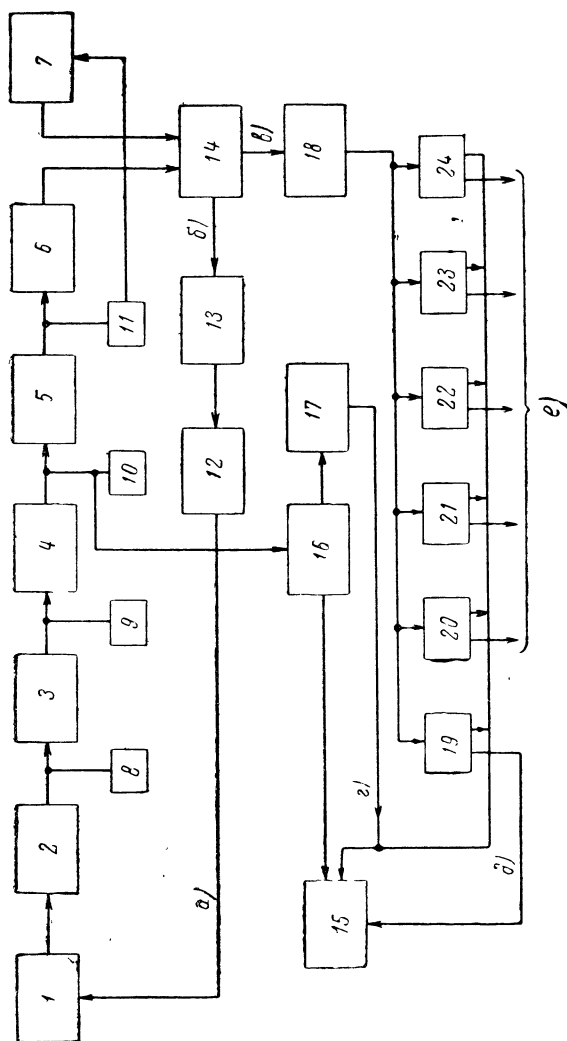


Рис. X. 7. Принципиальная схема кодирующего устройства системы дистанционного управления:

а — вход пускового импульса, б — вход отсчетков дальности частоты 82 кГц, в — вход управляющих звуковых частот, г — выход пускового импульса на индикатор кругового обзора, д — выход кодовых импульсов;

1 — диод, 2 — усилитель, 3 — генератор селекторного импульса, 4 — временной селектор, 5 — диод, 6 — инвертор, 7 — генератор линейного напряжения, 8 — усилитель, 9 — блокинг-генератор, 10 — следящий временной модулятор, 11 — усилитель, 12 — блокинг-генератор, 13 — блокинг-генератор, 14 — временной селектор, 15 — диод, фиксирующий уровень, 16 — первый блокинг-генератор, 17 — второй блокинг-генератор, 18 — третий блокинг-генератор, 19 — третий блокинг-генератор, 20 — четвертый блокинг-генератор, 21 — пятый блокинг-генератор.

Рис. X. 8. Схематическая схема приемного устройства системы дистанционного управления:



1—приемник, 2—видеоусилитель, 3—первый каскад совпадения, 4—второй каскад совпадения, 5—третий каскад совпадения, 6—четвертый каскад совпадения, 7—пятый каскад совпадения со вторым подмпульсом, 8—первый каскад совпадения с первым подмпульсом, 9—линия задержки ЛЗ, 10—линия задержки ЛЗ, 11—линия задержки ЛЗ, 12—амплитудный селектор, 13—катодный повторитель, 14—дифференциальный детектор, 15—передатчик ответчика, 16—блок-генератор, 17—реле задержки, 18—усилитель, 19—первый фильтр, 20—второй фильтр, 21—третий фильтр, 22—четвертый фильтр, 23—пятый фильтр, 24—шестой фильтр;

а — напряжение автоматической регулировки усиления, б — сумма напряжений дифференциального детектора, в — разность напряжений дифференциального детектора, г — пусковой импульс к ответчику, д — регулировка длительности ответного импульса е — к цепям управления.

однопериодного мультивибратора сопровождения и блокинг-генератора. Выходное напряжение временного модулятора используется для запуска генератора первого импульса — блокинг-генератора L_{14} . Через замкнутую в конце линию задержки LZ_1 проходит импульс тока отрицательной полярности. Отраженный от замкнутого конца импульс напряжения положительной полярности запускает генератор второго импульса — блокинг-генератор L_{15} . Точно так же формируются третий и четвертый импульсы. Катоды всех блокинг-генераторов включены на общую 100-омную нагрузку, с которой смешанные 0,2-микро-секундные импульсы подаются на импульсный модулятор передатчика.

Растянутый импульс положительной полярности снимается с анода лампы L_{46} и подается на управляющую сетку временного селектора L_{11} , на защитную сетку которого подается четвертый кодовый импульс. Выходное напряжение лампы L_{11} интегрируется лампами L_{126} и L_{96} и подается на одну из сеток мультивибратора сопровождения L_8 . Мультивибратор сопровождения L_8 является временным модулятором, поэтому момент возникновения четвертого импульса определяется напряжением смещения на сетке лампы L_8 . Режим выбран таким образом, что четвертый импульс совпадает с началом пилообразного колебания и, следовательно, с задним фронтом выбранной отметки дальности. Такое соотношение импульсов автоматически сохраняется вне зависимости от выбранных величин кодовых интервалов.

Приемное устройство. На рис. X.8 изображена скелетная схема всего приемного устройства, на рис. X.9 принципиальная схема расшифровывающего (декодирующего) устройства, а на рис. X.10 принципиальная схема фильтров. Импульсы отрицательной полярности подаются с выхода приемника (с очень малой постоянной времени второго детектора) на усилитель L_1 , L_2 с отрицательной обратной связью. Усиление приемника устанавливается таким, чтобы уровень сигнала в анодной цепи лампы L_2 был равен 15 в. Коэффициент усиления усилителя равен четырем, выходное сопротивление составляет 70 ом. Выходные импульсы отрицательной полярности подаются на катоды временных селекторов L_3 , L_4 , L_5 , L_6 и L_7 и на линию задержки LZ_1 . Импульсы отражаются от замкнутого конца линии задержки и поглощаются в 1000-омном сопротивлении нагрузки. Импульс, задержанный в линии, подается на сетку лампы L_3 . Если с задержанным импульсом совпадает во времени следующий импульс на катоде лампы L_2 , то через лампу L_3 пройдет ток. Сетка лампы L_3 присоединена к выводу, а не к концу линии, так как в противном случае при совпадении отрицательного входного и положительного задержанного импульсов они взаимно уничтожились бы. Задержка в линии может быть вычислена согласно выражению

$D = W + 2L$, где D является действующей задержкой, W — задержкой между началом линии и выводом и L — задержкой между выводом и замкнутым концом линии. В таблице X.3 приведены данные линий задержки.

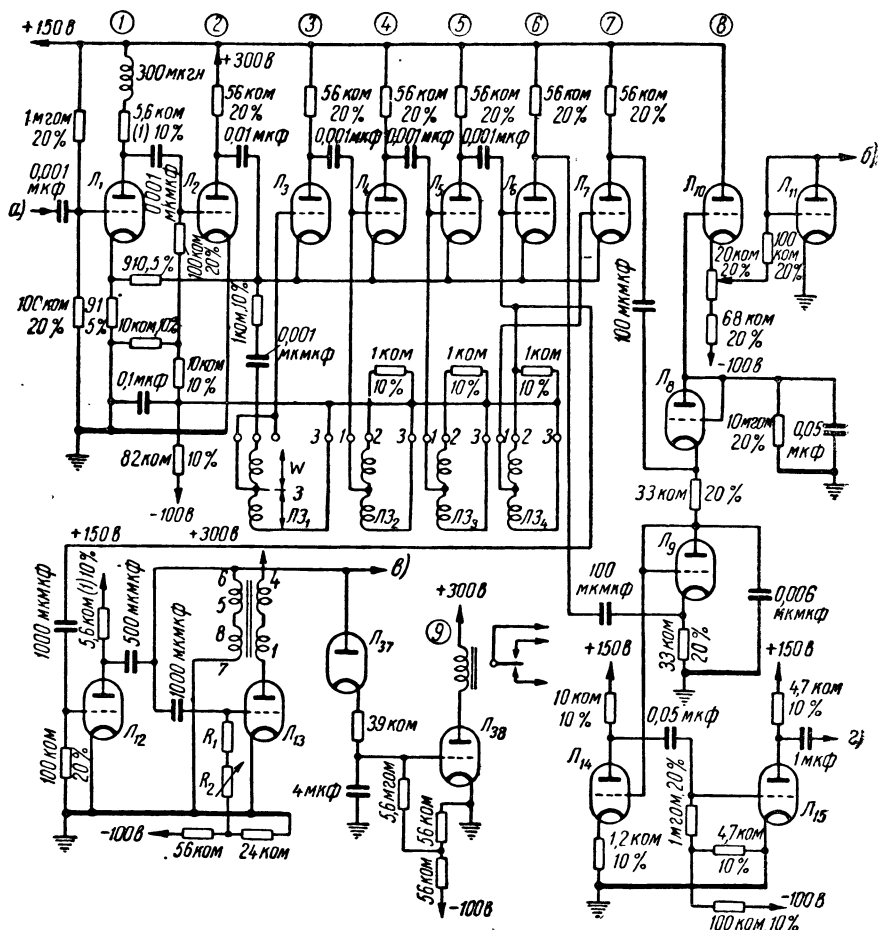


Рис. X. 9. Принципиальная схема декодирующего устройства системы дистанционного управления:

1 — видеоусилитель, 2 — первый каскад совпадения, 3 — второй каскад совпадения, 4 — третий каскад совпадения, 5 — четвертый каскад совпадения, 6 — пятый каскад совпадения со вторым полупериодом, 7 — пятый каскад совпадения с первым полупериодом, 8 — детектор автоматической регулировки усиления, 9 — реле задержки;

α — вход видеосигнала (напряжение 4 в), β — выход напряжения автоматической регулировки усиления, γ — выход пускового импульса ответчика (напряжение 100 в, длительность 3 мсек., время нарастания от 10% до 90% максимального значения 1 мсек.), δ — выход управляющих звуковых частот к фильтрам.

(Примечание: все лампы типа 6X4, все сопротивления, кроме специально обозначенных, «на 0,5 вт», все конденсаторы ниже 0,01 мкф керамические, выше 0,01 мкф бумажные на 200 в).

С передатчиком станции SCR-584 наименьший кодовый интервал в 0,4 мксек не может быть осуществлен, вследствие чего число кодовых сочетаний уменьшается с 540 до 375.

Выходное напряжение лампы Λ_3 подается на линию задержки Λ_{12} . Положительный отраженный импульс используется для селекции третьего входного импульса на катode лампы Λ_4 . Четвертый входной импульс таким же образом выбирается линией Λ_{13} и лампой Λ_5 . Селектированный четвертый импульс усиливается лампой Λ_{12} и запускает блокинг-генератор Λ_{13} , который формирует

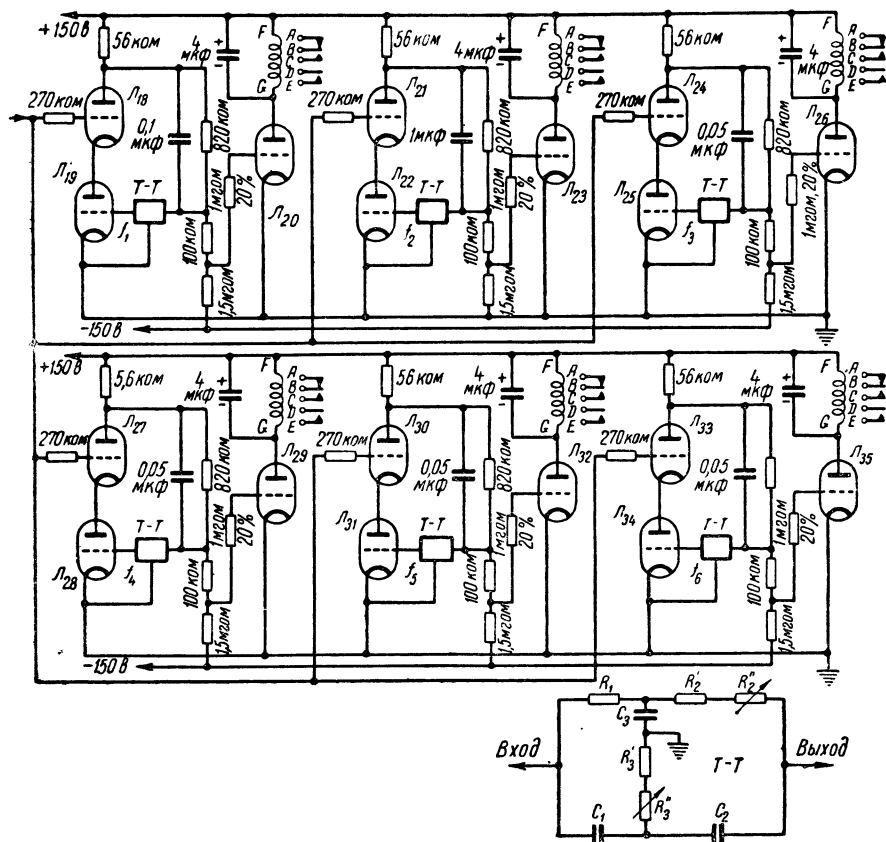


Рис. X. 10. Принципиальная схема фильтров управляющих звуковых частот системы дистанционного управления.

(Примечание: все лампы типа 6K4, сопротивления R_1 , R_1' и R_3' проволочные с допуском $\pm 0,5\%$, а R_2' и R_3'' переменные потенциометры, конденсаторы C_1 , C_2 и C_3 слюдяные с допуском $\pm 2\%$. Все остальные сопротивления угольные на 0,5 Вт с допуском 10%, а конденсаторы бумажные на 200 в. Двойные T-образные фильтры настраиваются предварительно на частоту

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \text{ после чего их настройка не должна меняться.}$$

Характеристики декодирующих линий

№ линии	В каких местах возможно применение	<i>D</i> мксек	<i>L</i> мксек	<i>W</i> мксек
1	<i>ЛЗ</i> ₁ и <i>ЛЗ</i> ₃	0,4	0,2	0
2	Во всех местах	0,8	0,3	0,2
3	<i>ЛЗ</i> ₁ , <i>ЛЗ</i> ₂ и <i>ЛЗ</i> ₃	1,2	0,5	0,2
4	Во всех местах	1,6	0,7	0,2
5	<i>ЛЗ</i> ₁ , <i>ЛЗ</i> ₂ и <i>ЛЗ</i> ₃	2,0	0,9	0,2
6	Во всех местах	2,4	1,1	0,2

трехмикросекундный импульс напряжением 100 в для запуска передатчика ответчика.

Выходное напряжение линии задержки *ЛЗ*₄ подается на сетку лампы *Л*₇ и через 0,2 мксек на сетку лампы *Л*₆. Мощность пятого импульса в анодной цепи ламп *Л*₇ и *Л*₆ зависит от степени перекрытия пятого импульса и задержанных селекторных импульсов. Выходные напряжения ламп *Л*₇ и *Л*₆ подаются на дифференциальный детектор *Л*₈, *Л*₉. Сигнал, подаваемый на лампу *Л*₁₄, является огибающей пятого импульса, модулированной по времени, то-есть исходной управляющей звуковой частотой. Этот сигнал усиливается лампами *Л*₁₄ и *Л*₁₅ и подается на фильтры.

Напряжение на фильтре в цепи лампы *Л*₈ (сопротивление 10 мгом и конденсатор 0,05 мкф) пропорционально максимальному значению пятого импульса. Это напряжение подается через катодный повторитель *Л*₁₀ и диодный амплитудный ограничитель уровня *Л*₁₁ на сетки усилителя промежуточной частоты приемника в качестве напряжения автоматической регулировки усиления. Потенциометр на 20000 ом устанавливается таким образом, что смещение на сетках усилителя промежуточной частоты равно нулю для всех сигналов, уровень которых меньше 80% установленного предела. При сигналах, превышающих этот уровень, усиление быстро падает. Таким образом уровень правильно кодированного сигнала составляет всегда 80% предельного уровня, что достаточно для работы декодирующего устройства. В то же время уровень всех остальных сигналов оказывается значительно меньше. Так как для работы автоматической регулировки усиления нужны все пять кодированных импульсов, сигналы с неправильным кодовым интервалом не будут усилены.

В качестве фильтров управляющих частот применены усилители с обратной связью через двойной Т-образный фильтр. Коэффициент усиления такого фильтра равен приблизительно четырем, а его частотная характеристика соответствует одиночному контуру с $Q = 15$. Реле включены в анодные цепи нормально запертых детекторов, проводящих ток в течение положительных полуперио-

дов выходного напряжения фильтров. Во избежание дребезжания реле применены конденсаторы ёмкостью в 4 мкф.

В этой установке одновременно может быть использована только одна управляющая частота. Импульсный модулятор ответчика содержит реле, выбирающее одну из двух возможных длительностей ответного сигнала. Нейтральной частоте соответствует одна длительность ответного импульса. При передаче какой-либо управляющей частоты длительность ответного импульса изменяется, сигнализируя об исполнении требуемой операции. В отсутствии какой-либо из звуковых частот передатчик ответчика не включается.

Дополнительное увеличение числа каналов и помехозащищенности может быть получено селекцией частоты повторения. Простейший метод селекции частоты повторения может быть осуществлен путем выбора такой постоянной времени сеточной цепи лампы L_{13} , чтобы блокинг-генератор не запускался на частотах, превышающих 715 гц. Кроме того, выходное напряжение блокинг-генератора интегрируется с постоянной времени в несколько секунд, после чего используется для включения ответчика и цепей управления. Таким образом, для приведения в действие цепей управления и ответчика нужно подавать в течение вполне определенного интервала времени правильно кодированный сигнал с определенной частотой повторения.

7. Радиозонд

Радиозонд является наиболее простым и компактным устройством для передачи данных по радиолинии. Радиозонд типа AN/AMT-1 весит без батарей 220 г и поднимается обычным метеорологическим шаром-пилотом. Он передает на наземную метеорологическую станцию данные температуры, давления и влажности. Угловые координаты радиозонда определяются по переданному сигналу с помощью радиопеленгатора.

На рис. X.11 показана принципиальная схема радиозонда. Он содержит одну лампу типа 3А5. Одна из секций лампы является передатчиком (частота 72 мгц), а другая генератором прерывистых колебаний, модулирующим передатчик по звуковой частоте. Изменение модулирующей частоты достигается изменением сопротивления в цепи сетки генератора прерывистых колебаний, являющегося частью метеоэлементов.

Для последовательной передачи трех величин применяется переключение каналов. При этом используется то обстоятельство, что с увеличением высоты давление непрерывно падает с почти постоянной скоростью. Анероид связан с движком, перемещающимся по коммутатору, состоящему из определенного сочетания большого числа контактов и изолирующих прослоек. Контакты разделены на три группы. Контакты одной из групп включены на постоянное сопротивление небольшой величины для передачи контрольного тона высокой частоты, а контакты второй группы включены на

большое сопротивление для передачи контрольного тона низкой частоты. Контакты третьей группы включают через реле элемент для измерения влажности. Когда движок находится на изолирующих прослойках, включается элемент для измерения температуры. В качестве элемента для измерения температуры применяется со-

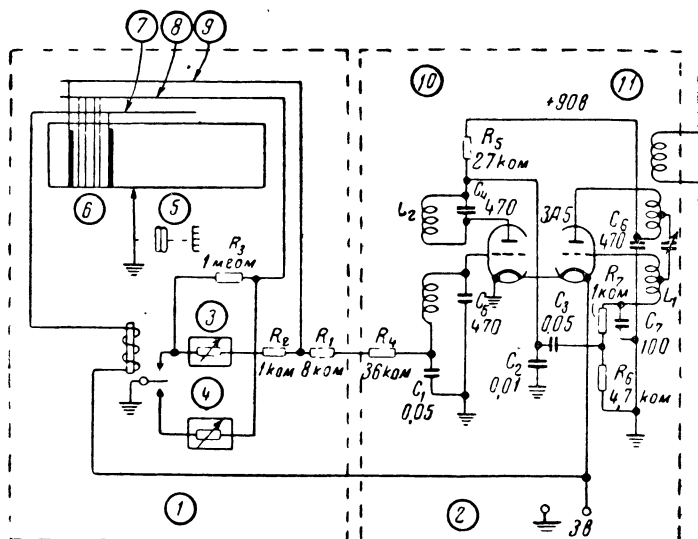


Рис. X.11. Принципиальная схема радиозонда типа AN/AMT-1:

1 — блок модулятора, 2 — блок передатчика, 3 — элемент влажности, 4 — элемент температуры, 5 — элемент давления, 6 — переключатель, 7 — контакты влажности, 8 — контакты низкой контрольной частоты, 9 — контакты высокой контрольной частоты, 10 — генератор прерывистых колебаний, 11 — передатчик (частота 72 мггц).

противление с большим температурным коэффициентом. Элемент для измерения влажности состоит из изоляционной пластинки с двумя электродами, между которыми нанесен слой желатины с гигроскопической солью. Проводимость такого слоя пропорциональна относительной влажности.

В состав приемного оборудования входит записывающий частотомер. То или иное сочетание последовательности записи высокого и низкого контрольного тонов дает возможность определить давление. Контрольный тон низкой частоты (190 гц) служит, кроме того, для калибровки всей установки. Он подается достаточно часто для того, чтобы можно было судить об изменении режима передатчика при изменении температуры или напряжения батарей питания. Такая постоянная калибровка необходима из-за небольшой стабильности генератора прерывистых колебаний.

Частота повторения генератора прерывистых колебаний определяется выражением

$$f = \frac{1}{A + BR}.$$

Точность не превышает нескольких процентов, так как амплитуда пилообразных колебаний составляет около 90 в при сеточном напряжении отсечки тока в 5 в, которое может меняться на $\pm 0,5$ в от лампы к лампе, при старении ламп и при изменении напряжения анодной батареи. Величина A (около 10^{-3}) соответствует интервалу между колебаниями, а величина BR ($B \approx 10^{-7}$) переменному интервалу релаксации. Так как $C_3 = 0,05$ мкф, очевидно, что

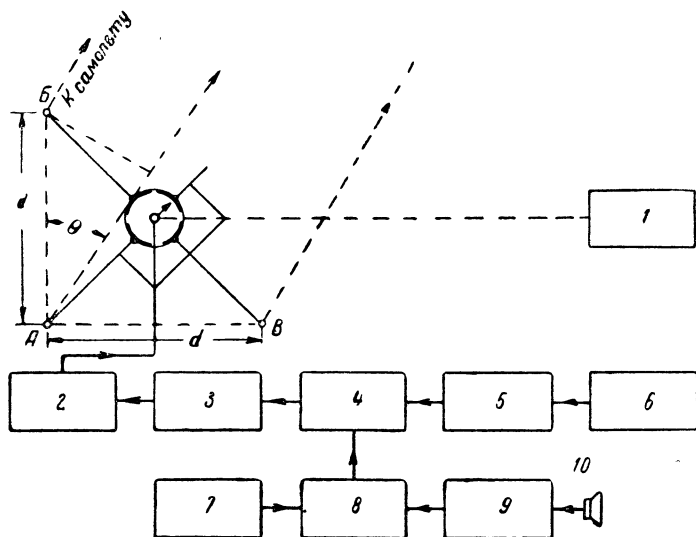


Рис. X. 12. Скелетная схема передатчика модернизированного всенаправленного маяка:

1 — переключатель антенны, 2 — передатчик, 3 — импульсный модулятор, 4 — модулятор длительности зондирующего импульса, 5 — импульсный генератор, 6 — стабилизированный генератор (частота 5000 гц), 7 — генератор 50 гц, 8 — смеситель, 9 — переговорный усилитель, 10 — микрофон.

используемая часть экспоненты равна $2,2 RC$. Частота прерывистых колебаний практически не зависит ни от нагрузки антенны, ни от настройки передатчика.

Радиозонд является очень нестабильным устройством по сравнению с радиолокационной аппаратурой. Возможность производства точных измерений определяется тем, что аппаратура радиозонда очень тщательно выверяется и калибруется перед полетом, а также тем, что длительность ее работы не превышает одного — двух часов непосредственно после калибровки.

8. Английский всенаправленный маяк

В некоторых случаях разность временных интервалов может быть использована для измерения угловых координат. Рассмотрим скелетную схему передатчика, изображенную на рис. X.12. Три

антенны расположены в вершинах A, B, C равнобедренного прямоугольного треугольника. Антенны возбуждаются в последовательном порядке импульсным передатчиком с частотой повторения 5 кГц. Антенны включаются в последовательности $ABACA$ и т. д. Если бы антенны A и B были включены одновременно, то разность времен прохождения импульсов до удаленного самолета была бы равна $\frac{d}{c} \sin \theta$, а для антенн A и C соответственно $\frac{d}{c} \cos \theta$, где c — скорость распространения электромагнитных колебаний. Обычно d равно 150 м, так что максимальная разность времени равна 0,5 мксек. Длительность излучаемых импульсов модулируется по синусоиде в пределах от 1,4 мксек до 1,8 мксек с частотой 50 Гц синхронно с коммутацией антенн. Эта модуляция используется в демодулирующем устройстве для сравнения фаз. Синусоидальная модуляция может быть заменена звуковым каналом для передачи метеосводок, руководства посадкой и пр.

Скелетная схема приемного устройства показана на рис. X.13.

Частота местного генератора частоты повторения качается в пределах $\pm 0,5\%$ с помощью устройства для автоматического поиска. Генератор частоты повторения синхронизирует генератор десятимикросекундных импульсов, подаваемых на селекторный видеосигнализатор. Сигналы, попадающие на десятимикросекундный селекторный импульс, подаются на первый временной селектор. Выходное напряжение первого временного селектора используется для запуска генератора пилообразных колебаний и генератора пятимикросекундных импульсов. Через 0,25 мксек пилообразное напряжение выключает первый временной селектор и включает второй временной селектор. Импульс длительностью 5 мксек возникает синфазно с передним фронтом сигнала и не зависит от его длительности. Он используется в качестве опорного импульса для отсчета времени. Начальная часть видеосигнала длительностью 0,25 мксек используется для формирования напряжения автоматической регулировки усиления приемника. Остальная часть видеосигнала демодулируется по длительности и используется в схеме опорного демодулятора синусоидальных колебаний и в звуковом канале. Импульс 5 мксек сравнивается по длительности с пилообразным колебанием во временном дискриминаторе. Выходное напряжение временного дискриминатора служит для управления частотой местного генератора частоты повторения. При приеме частоты повторения 5 000 Гц местный генератор синхронизируется с помощью описанной выше цепи автоматической регулировки частоты. При коммутации передающих антенн принимаемая частота повторения меняется по фазе пропорционально $d \sin \theta$ и $d \cos \theta$. Площадь управляющего сигнала цепи автоматической регулировки частоты пропорциональна этому изменению фазы. Управляющие сигналы, имеющие форму серий импульсов с частотой 200 Гц, повторяющихся 50 раз в секунду, подаются на синус-косинусный потенциометр, движок которого может быть установлен под любым углом θ' .

Синусный выход подается на фазовый дискриминатор, управляемый прямоугольным колебанием частоты 50 гц. Фазовый дискриминатор включается на 90°, в течение которых работают антенны А и В. Косинусный выход точно также включается на 90°, в течение которых работают антенны А и С. Выходные напряжения фазовых дискриминаторов складываются и подаются на стрелочный курсо-

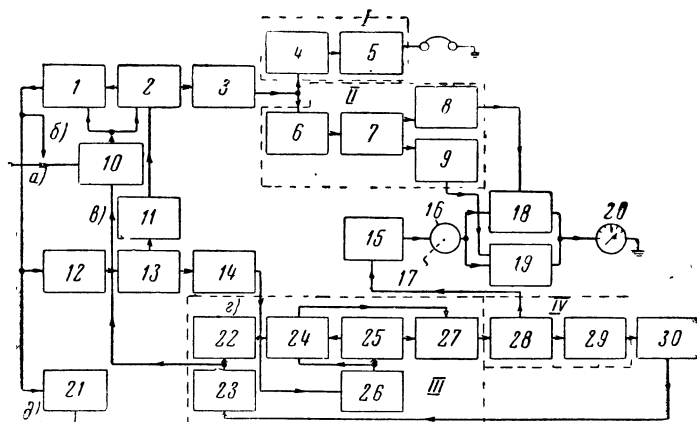


Рис. X. 13. Скелетная схема демодулятора модернизированного всенаправленного маяка:

I — переговорный канал, II — коммутационная панель, III — блок измерения времени, IV — блок автоматической регулировки частоты;
 1 — первый временной селектор, 2 — второй временной селектор, 3 — блок демодуляции по длительности импульса, 4 — фильтр звуковых частот, 5 — переговорный усилитель, 6 — фильтр на частоту 50 гц, 7 — инвертор, 8 — усилитель, формирующий прямоугольные колебания, 9 — усилитель, формирующий прямоугольные колебания, 10 — видеоусилитель, 11 — RC-цепь формирования пилообразного напряжения, 12 — цепь растяжения импульса, 13 — генератор пилообразного напряжения и импульса длительностью 5 мксек, 14 — цепь формирования импульса длительностью 5 мксек, 15 — линейный усилитель, 16 — синус-косинусный потенциометр, 17 — штурвал установки курсового угла θ' , 18 — синусный фазовый дискриминатор, 19 — косинусный фазовый дискриминатор, 20 — стрелочный курсоуказатель, 21 — усилитель автоматической регулировки усиления, 22 — генератор пилообразного напряжения, 23 — усилитель-ограничитель, 24 — временной селектор, 25 — временной селектор, 26 — усилитель, 27 — дифференциальный детектор, 28 — интегратор и генератор пилообразного напряжения поиска, 29 — реактивная лампа, 30 — местный генератор частоты повторения (5000 гц);
 а — вход видеосигнала, б — цепь отрицательной обратной связи, в — селекторный импульс длительностью 10 мксек, г — импульс длительностью 5 мксек, д — выход управляющего напряжения автоматической регулировки усиления.

указатель с нулем посередине шкалы. В момент, когда $\theta = \theta'$, ток через курсоуказатель равен нулю, так как

$$d \sin \theta \cos \theta' + d \cos \theta \sin \theta' = 0.$$

Местный генератор на 5000 гц служит цепью «запоминания фазы» и позволяет производить сравнение фаз сигналов от трех одновременно включаемых антенн.

Положительный выходной сигнал приемника подается на управляющую сетку лампы L_1 (рис. X.14)). На защитную сетку подается десятимикросекундный селекторный импульс, вершина которого

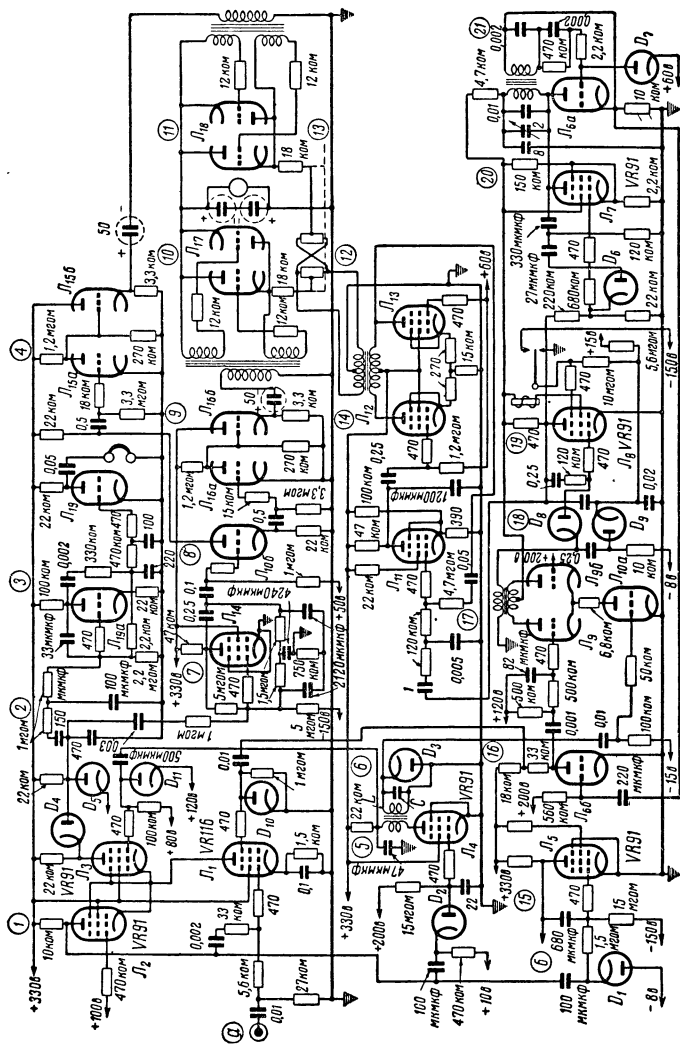


Рис. X. 14. Принципиальная схема демодулятора модризированной всенаправленного маяка:

1 — временной селектор, 2 — демодулятор по длительности импульса, 3 — фильтр звуковых частот и перевернутый усилитель, 4 — усилитель, формирующий прямоугольные колебания, 5 — генератор пилообразного напряжения и импульса длительностью 5 мксек, 6 — цепь формирования импульса длительностью 5 мксек, 7 — фильтр на частоту 50 гц, 8 — инвертор, 9 — усилитель, формирующий прямоугольные колебания, 10 — синхронизатор, 11 — косинусный фазовый дискриминатор, 12 — синус-косинусный потенциометр, 13 — штурвал установки курсового угла, 14 — линейный усилитель, 15 — усилитель автом. тисческой регулировки усиления, 16 — генератор пилообразного напряжения поиска, 17 — временной селектор, 18 — дифференциальный детектор, 19 — интегратор и генератор пилообразного напряжения повторения (5 000 гц); а — вход видеосигнала, б — выход напряжения автоматической регулировки усиления (к экранирующим сеткам усилителя промежуточной частоты).

привязывается к потенциалу земли диодом D_{10} . В отсутствии сигнала и в течение начальной части видеосигнала длительностью 0,25 мксек весь ток лампы L_1 проходит через лампу L_2 , так как напряжение на её управляющей сетке равно $+100$ в, в то время как напряжение на сетке лампы L_3 равно $+80$ в.

Для стабилизации коэффициента усиления применена обратная отрицательная связь с анода лампы L_2 на сетку лампы L_1 . Напряжение автоматической регулировки усиления приемника, подаваемое на экранирующие сетки усилителя промежуточной частоты, снимается с анода лампы L_2 , выпрямляется диодом D_1 и усиливается лампой L_5 . Напряжение автоматической регулировки усиления сглаживается емкостью в анодно-сеточной цепи лампы L_5 . Выходное напряжение лампы L_2 подается также на катод диода D_2 , который формирует отрицательный импульс с экспоненциальным спадом, запирающий лампу L_4 в течение интервала, превышающего 5 мксек. При внезапном прекращении тока в лампе L_4 в момент появления видеосигнала ударно возбуждается резонансный трансформатор в ее анодной цепи передним фронтом видеосигнала. Отрицательный полупериод возникших колебаний поглощается диодом D_3 , так что остается один положительный полупериод длительностью 5 мксек. В момент прекращения тока через лампу L_4 начинает заряжаться конденсатор емкостью 47 мкмкф через сопротивление 22000 ом. Положительное пилообразное напряжение подается на сетку лампы L_3 , через которую при определенном уровне пилообразного напряжения начинает проходить весь анодный ток лампы L_1 , в то время как ток через лампу L_2 прекращается. При этом цепь отрицательной обратной связи выключается и усиление лампы L_1 возрастает. Переброс тока из лампы L_2 в лампу L_3 наступает через 0,25 мксек после появления видеоимпульса. При этом начинается заряд конденсатора емкостью 470 мкмкф через диод D_4 . Значение конечного потенциала определяется длительностью импульса. Диод D_5 поддерживает начальный потенциал на конденсаторе на уровне $+225$ в, так что схема начинает работать только при уровне сигнала, равном 95 в. Модулированное по амплитуде пилообразное колебание, огибающей которого являются импульсы переменной длительности, фильтруется и подается в переговорный канал, полоса пропускания которого (от 50 до 5 000 гц) достаточна для хорошей артикуляции.

Модулированное пилообразное колебание подается также на лампу L_{14} с двойным T -образным фильтром на 50 гц, Q которого равно трем. Фильтр не пропускает частоты повторения 5 000 гц и частот переговорного канала. Синусоидальное выходное напряжение фильтра усиливается и изменяется по полярности в лампе L_{106} . Выходные напряжения этой лампы ограничиваются сеточными токами в лампах L_{15a} и L_{16a} . Режим ламп выбран таким образом, что напряжение в анодной цепи является прямоугольным колебанием длительностью в 90°. Прямоугольные колебания через катод-

ные повторители L_{156} L_{166} подаются на сеточные трансформаторы фазовых дискриминаторов L_{17} и L_{18} . Каждый фазовый дискриминатор работает в течение четверти периода опорного колебания 50 гц в соответствии с временем включения той или иной пары передающих антенн.

Положительный пятимикросекундный импульс, возбуждаемый передним фронтом видеосигнала, подается на сетку лампы L_{10a} , определяющей величину тока через лампу L_9 . На сетку лампы L_{9a} подается пилообразное напряжение, а на сетку лампы L_{96} постоянное напряжение. Доля тока, протекающего через каждую половину лампы L_9 , определяется отношением сеточных напряжений. При увеличении пилообразного напряжения на сетке L_{9a} ток через эту половину лампы увеличивается, а через лампу L_{96} уменьшается. На вторичной обмотке трансформатора, включенного между анодами ламп L_{9a} и L_{96} , возникает напряжение, пропорциональное разности токов. Это напряжение образует положительный импульс, когда ток в лампе L_{96} больше, и отрицательный, когда ток в лампе L_{9a} больше. Разность площадей этих двух импульсов измеряется дифференциальным детектором D_8 , D_9 (см. главу XIV книги „Генерирование электрических колебаний специальной формы“). Рабочее смещение диода D_8 равно — 4 в. На анод диода D_9 подается напряжение — 8 в. Для сглаживания управляющего напряжения и получения большой постоянной времени применяется интегратор L_8 с анодно-сеточной ёмкостью. Выходное напряжение лампы L_8 подается на сетку реактивной лампы L_7 , вносящей реактивную составляющую в контур местного генератора и управляющей, таким образом, его частотой. В лампе L_7 применена отрицательная обратная связь с анода на сетку через широкополосный фильтр. Благодаря этому фильтру напряжение на сетке лампы L_7 опережает напряжение на контуре генератора на 90°. Поэтому появляется опережающая по фазе составляющая анодного тока, и лампа работает как ёмкость. Переменное напряжение на сетке лампы L_7 ограничивается по амплитуде диодом D_6 , смещение на который определяется управляющим напряжением. Вследствие этого сеточное напряжение и анодный ток лампы L_7 имеют прямоугольную форму, что обеспечивает линейное изменение шунтирующей контур ёмкости. С этой же целью в катод лампы L_7 включено сопротивление (2,2 ком) обратной связи по току.

Местный генератор частоты повторения L_{6a} собран по обычной схеме с индуктивной связью. В катодную цепь включено сопротивление 10 000 ом, с которого снимаются синхронизирующие импульсы. Величина импульсов поддерживается постоянной с помощью диода D_7 , на катод которого подано смещение +60 в и который ограничивает колебательное напряжение на сетке генератора на уровне 60 в. При подаче синхронизирующего импульса

конденсатор ёмкостью 220 мкмкф в цепи сетки лампы L_{66} заряжается сеточными токами. По окончании синхронизирующего импульса ток через лампу L_{66} прекращается до тех пор, пока конденсатор 220 мкмкф не перезарядится через сопротивление 560 ком , присоединенное к источнику $+220 \text{ в}$. В результате в анодной цепи лампы L_{65} возникает положительный импульс длительностью 10 мксек . Часть напряжения этого импульса подается на защитную сетку лампы L_1 . Кроме того, импульс используется для получения пилообразного напряжения в RC -цепи, подаваемого на сетку временного селектора L_{9a} .

Если пятимикросекундный импульс опережает временной интервал, в течение которого пилообразное напряжение увеличивается с $+120 \text{ в}$ до $+200 \text{ в}$ (значение потенциала на сетке L_{9j}), положительный импульс во вторичной обмотке трансформатора временного селектора будет больше отрицательного. Поэтому сеточное напряжение лампы L_8 увеличится, а анодное упадет. Ток в лампе L_7 уменьшится, вследствие чего ёмкость настроенного контура упадет. Частота колебаний местного генератора увеличится и пилообразное напряжение догонит во времени пятимикросекундный импульс. Таким образом, благодаря этой следящей системе пятимикросекундный импульс будет всегда находиться в середине пилообразного колебания. Стабилизирующим элементом следящей системы является цепь обратной связи лампы L_8 . Параметры следящей системы выбраны таким образом, что она нечувствительна к колебаниям видеосигнала, период которых не превышает 2 мсек .

В отсутствии видеосигнала местный генератор частоты повторения L_{6a} производит поиск по частоте с помощью релаксационного генератора. Потенциал на сетке лампы L_8 начинает увеличиваться до уровня $+15 \text{ в}$ благодаря току, протекающему через сопротивление $5,6 \text{ мгом}$. Анодное напряжение начинает падать линейно благодаря ёмкостной обратной связи. При малом анодном напряжении возрастает ток экранирующей сетки, вследствие чего замыкается реле, включенное в эту цепь. Реле переключает защитную сетку на источник -150 в , анодный ток прекращается и анодное напряжение начинает подниматься до начального уровня $+250 \text{ в}$. При переключении реле управляющая сетка лампы также включается на источник -150 в через сопротивление 10 мгом , так что к моменту окончания процесса возрастания анодного напряжения напряжение на управляющей сетке успевает упасть прежде, чем реле переключится на землю, и весь процесс возобновится. При поиске частота местного генератора меняется в пределах от 4975 до 5025 гц в течение 10 сек .

Управляющее напряжение в анодной цепи лампы L_6 отфильтровывается и усиливается усилителем L_{11} , L_{12} , L_{13} с отрицательной обратной связью, питающим синус-косинусный потенциометр через трансформатор. При подаче на вход усилителя импульса в 3 в (максимальное значение импульса, получаемое при коммутации

антенн) на потенциометр подается импульс в 60 в. Синусное и косинусное выходные напряжения потенциометра подаются на фазовый дискриминатор \mathcal{L}_{17} , \mathcal{L}_{18} . Выходное напряжение фазового дискриминатора подается на стрелочный курсоуказатель, параллельно которому включен конденсатор большой емкости во избежание дрожания стрелки.

Испытания системы показали, что угловая ошибка при определении направления самолета на наземную станцию не превосходит 1° , что эквивалентно ошибке в определении разности временных интервалов в 0,01 мксек.

ГЛАВА XI

РЕЛЕЙНЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ УСТАНОВКИ

СИНУС-КОСИНУСНАЯ СИСТЕМА С ВРЕМЕННОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

1. Принцип работы

Система предназначена для передачи изображения кругового обзора с самолета на наземную станцию. Для этого должны быть обеспечены вращение развертки вынесенного индикатора кругового обзора синхронно с вращением антенного луча самолетного радиолокатора, а также передача на вынесенный индикатор зондирующего и отраженных сигналов.

Для осуществления синхронного вращения необходимо передать как синусную, так и косинусную составляющие угловых координат самолетной антенны, так как только таким образом можно обеспечить непрерывную однозначную передачу координат положения антенны. Процесс передачи угловых координат антенны состоит из преобразования угловых координат в соответствующие электрические сигналы, передачи электрических сигналов на наземный приемник и преобразования электрических сигналов снова в угловые координаты. Предельная ошибка не должна превосходить $\pm 3^\circ$ при максимальной скорости вращения антенны радиолокатора, соответствующей 6 об/мин.

Для передачи угловых координат должны быть переданы три импульса — „опорный импульс“, „синусный импульс“ и „косинусный импульс“. Если передается угол θ , то интервал между опорным и синусным импульсами должен быть равен $K + A \sin \theta$, где K и A постоянные, причем $K > A$, а интервал между синусным и косинусным импульсами должен быть равен $K + A \cos \theta$. Последовательность импульсов показана на рис. XI.1. Опорный импульс передается с постоянной частотой повторения 300 гц. Относительное перемещение синусного и косинусного импульсов показано на рис. XI.2.

На передающем конце с помощью фазорасщепляющего двухфазного сельсина получают два напряжения переменного тока, амплитуды которых пропорциональны соответственно синусу и косинусу угла θ (отрицательные значения отмечаются опрокидыванием

фазы). Эти напряжения выпрямляются с помощью двух фазовых дискриминаторов, выходные напряжения которых равны $A \sin \theta$ и $A \cos \theta$. Для получения функций $K + A \sin \theta$ и $K + A \cos \theta$ к выходным напряжениям фазовых дискриминаторов добавляются напряжения постоянного тока. Результирующие напряжения используются в качестве управляющих напряжений временных модуляторов. Синусный временной модулятор запускается опорным

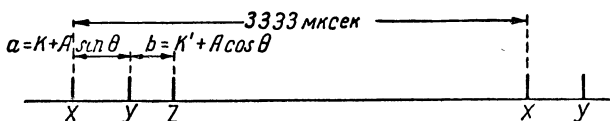


Рис. XI.1. Последовательность импульсов в синус-косинусной системе с временной модуляцией:
X — опорный импульс, Y — синусный импульс, Z — косинусный импульс.

импульсом. Синусный импульс, возникающий через временной интервал, пропорциональный $K + A \sin \theta$, запускает косинусный временной модулятор, генерирующий косинусный импульс с интервалом, пропорциональным $K + A \cos \theta$. Опорный, синусный и косинусный импульсы смешиваются перед модуляцией релейного передатчика. Устройство, формирующее эти три импульса, называется „синхронизатором“.

На приемном конце преобразование сигналов происходит в обратном порядке в устройстве, называемом «расшифровывающим». В расшифровывающем устройстве формируются две несущие частоты, модулированные по закону синуса и косинуса. Эти частоты подаются на двухфазный сельсин, являющийся управляющим сельсином следящей системы, вращающей развертку кругового обзора.

Принятые релейным приемником синхронизирующие импульсы разделяются серией временных селекторов, после чего формируются такие же временные задержки, как в синхронизаторе. Синусный импульс автоматически сопровождается во времени двумя ступенчатыми селекторными импульсами, положение которых определяется управляющим напряжением, подаваемым на синусный временной модулятор. Положение селекторных импульсов сравнивается с положением синусного импульса, а сигнал ошибки служит для амплитудной модуляции генератора переменного тока, выходное напряжение которого и является искомой несущей частотой $(A' \sin \omega' t) \sin \theta$.

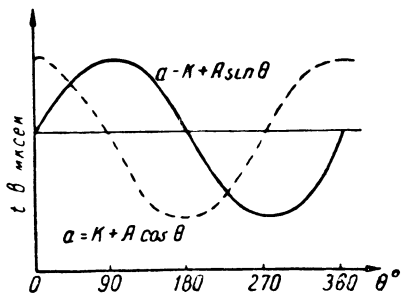


Рис. XI.2. Диаграмма временной модуляции синусного и косинусного импульсов.

Напряжение генератора складывается с напряжением постоянного тока, пропорциональным K , детектируется и используется в качестве управляющего напряжения синусного временного модулятора, замыкая таким образом цепь обратной связи синусной следящей системы. Напряжение генератора автоматически устанавливается таким образом, чтобы селекторные импульсы были совмещены с синусным импульсом, а так как синусный импульс модулирован

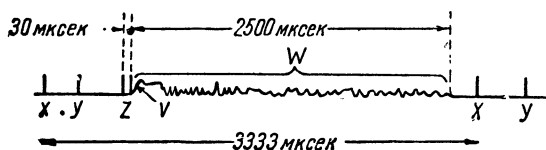


Рис. XI.3. Диаграмма полного сигнала релейной линии передачи:

X — опорный импульс, Y — синусный импульс, Z — косинусный импульс, V — импульс передатчика, W — видеосигналы.

во времени по синусоиде, то несущая частота модулируется по амплитуде также по синусоиде. Косинусный канал ничем не отличается от синусного.

Обе амплитудно-модулированные несущие подаются на статорные обмотки двухфазного управляющего

сельсина механической следящей системы, вращающей отклоняющую катушку вынесенного индикатора кругового обзора синхронно с антенной самолета радиолокатора.

Следует отметить, что абсолютные значения временной модуляции синусного и косинусного импульсов или амплитудной модуляции несущей частоты в расшифровывающем устройстве не имеют решающего значения. Существенно лишь легко осуществляемое постоянство отношения глубины модуляции в обоих каналах, что значительно упрощает задачу.

Импульс передатчика и отраженные сигналы передаются в интервалах между косинусным и последующим опорным импульсами (рис. XI.1). Для того, чтобы видеосигналы не могли накладываться на синхронизирующие, применяется временная селекция видеосигналов. Длительность интервала, выделенного для передачи видеосигналов, соответствует максимальной дальности действия радиолокатора. На рис. XI.3 показаны временные соотношения всех сигналов.

В системе предусмотрена возможность разновременной передачи отраженных от целей сигналов и ответных сигналов системы опознавания. Отраженные и ответные сигналы разделяются во времени и воспроизводятся на разных индикаторах. Управление разделением во времени производится зондирующим импульсом, выключающим-ся в процессе приема ответных сигналов.

2. Синхронизатор

Первой операцией в процессе передачи угловых данных является их преобразование в электрические сигналы. В рассматриваемой системе должно быть передано угловое положение антенны отно-

сительно севера. Двухфазный фазорасщепляющий сельсин, вращающийся синхронно с антенной, вместе с другим двухфазным сельсин-датчиком, управляемым компасом, образует дифференциал. Схема соединения сельсинов показана на рис. XI.4. Синусоидальность питающего сельсины напряжения частоты 400 гц обеспечивается соответствующим фильтром. Напряжение питания подается на однофазную обмотку статора сельсина-датчика, двухфазная обмотка ротора которого включена на двухфазную обмотку статора фазорасщепляющего сельсина. Амплитуды выходных напряжений на обмотках ротора фазорасщепляющего сельсина пропорциональны синусу и косинусу разности углов между направлениями антенны и компаса. Если напряжение питания сельсина-датчика равно $A \sin \omega t$, угол поворота вала сельсина-датчика равен θ_1 , а угол поворота вала фазорасщепляющего сельсина равен θ_2 , то напряжение на одной роторной обмотке фазорасщепляющего сельсина равно

$$(A \sin \omega t) \sin \theta,$$

а на другой

$$(A \sin \omega t) \cos \theta,$$

где $\theta = \theta_2 - \theta_1$.

Следующей операцией является детектирование синусной и косинусной составляющих в фазовом дискриминаторе для получения напряжений вида $A \sin \theta$ и $A \cos \theta$ и добавление постоянной составляющей. Напряжения $K + A \sin \theta$ и $K + A \cos \theta$ преобразуются в соответствующие временные интервалы. Скелетная схема синхронизатора приведена на рис. XI.5, а принципиальная схема на рис. XI.6.

Генератор опорного импульса генерирует импульсы с интервалами в 3 333 мсек. Опорный импульс запускает синусный временной модулятор, выходной импульс которого в свою очередь запускает блокинг-генератор, формирующий синусный импульс через временной интервал, пропорциональный $K + A \sin \theta$. Синусный импульс запускает второй косинусный временной модулятор,

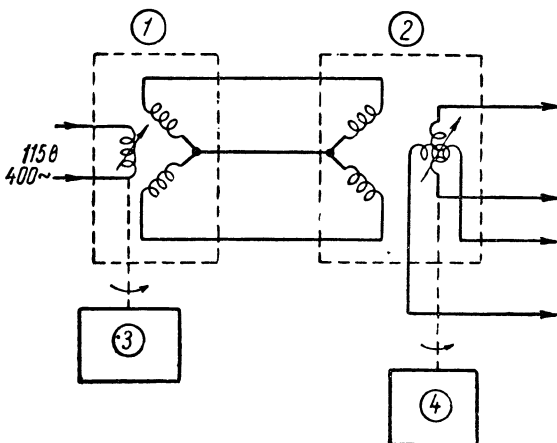


Рис. XI.4. Принципиальная схема включения сельсинов:

1 — двухфазный сельсин-датчик, 2 — двухфазный фазорасщепляющий сельсин, 3 — следящая система компаса, 4 — антенна.

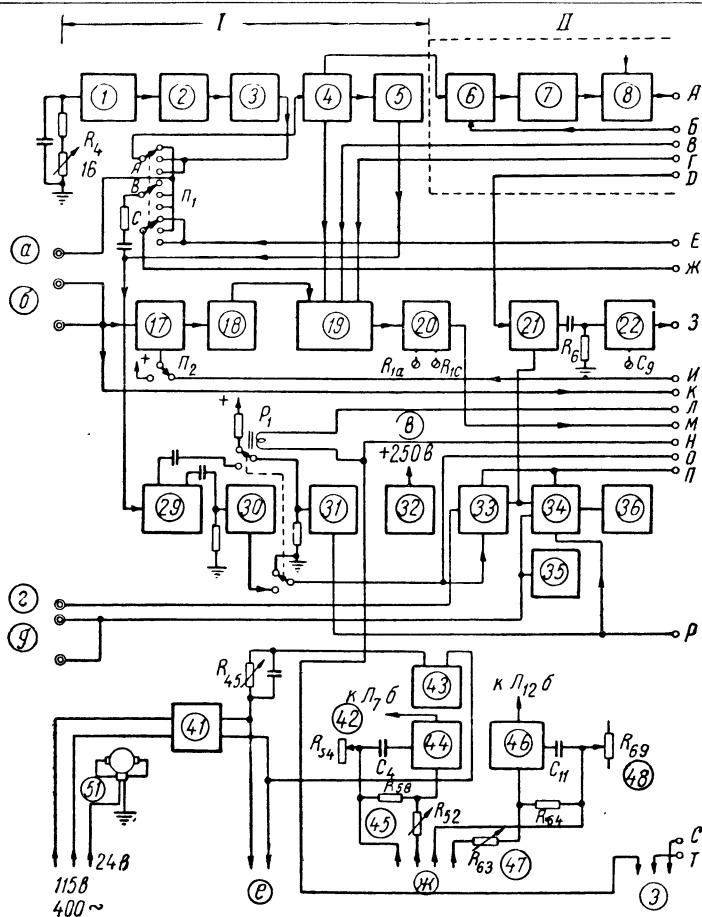
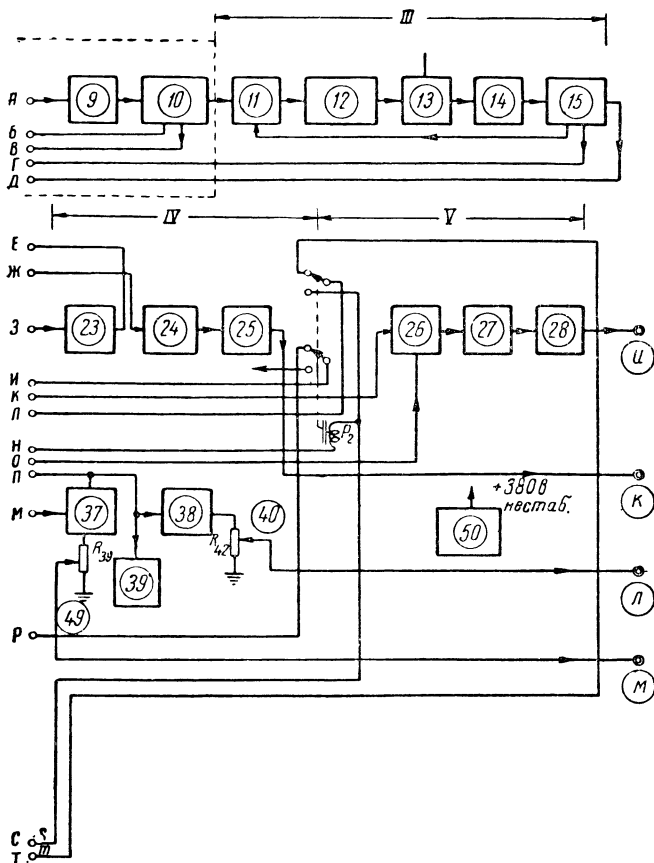


Рис. XI.5. Скелетная схема синхронизации

I—блок формирования опорного импульса, II—блок формирования синусного импульса, III—блок формирования синусного передатчика, V—блок формирования импульса, 1—генератор синусоидальных колебаний L_1 (6SN7), 2—усилитель, формирующий прямоугольный импульс L_{36} (6SN7), 3—катодный повторитель L_{4a} (6SN7), 4—генератор широкого прямоугольного импульса L_{76} (6H6), 5—амплитудный компаратор L_{76} (6H6), 6—импульсный усилитель L_8 (6AC7), 7—усилитель (6SN7), 8—косинусный генератор линейных пилообразных колебаний L_{12a} L_{11} (6H6, 6SN7), 9—блочный генератор L_{14} (6SN7), 10—регулировка частоты повторения, 11—селекторный усилитель L_{17} , L_{18} (6SN7), 12—линии задержки, 13—генератор широкого прямоугольного импульса L_{21a} (6SN7), 14—усилитель и блокинг-генератор L_{22} (6SN7), 15—катодный повторитель L_{246} (6SN7), 16—генератор коммутационного импульса L_{25} (6SN7), 17—близость напряжения L_{27} (6SN7), 18—селекторный усилитель видеосигналов ответчика L_{28} (6SN7), 19—восстановитель постоянной составляющей L_{30a} (6SL7), 20—диодный фиксатор уровня L_{216} (6SN7), 21—восстановитель постоянной составляющей L_{306} (6SL7), 22—установка уровня синхронизирующей составляющей, 23—трансформатор фазового дискриминатора, 24—синусный фазовый дискриминатор L_{33} (6SN7), 25—регулировка величины косинусной составляющей, 26—регулировка величины косинусной составляющей, 27—регулировка величины косинусной составляющей, 28—регулировка величины косинусной составляющей, 29—регулировка величины косинусной составляющей, 30—регулировка величины косинусной составляющей, 31—регулировка величины косинусной составляющей, 32—регулировка величины косинусной составляющей, 33—регулировка величины косинусной составляющей, 34—регулировка величины косинусной составляющей, 35—регулировка величины косинусной составляющей.

а — выход опорного импульса, б — вход пускового импульса от модулятора радиолокатора, в — вход видеосигнала радиодетектора, г — напряжение питания элементов опознавателя, д — выход пускового импульса к опросчику, е — выход синхронизирующего импульса, ж — выход синхронизирующего импульса, з — выход синхронизирующего импульса, и — выход синхронизирующего импульса, к — выход синхронизирующего импульса, л — выход синхронизирующего импульса, м — выход синхронизирующего импульса, н — выход синхронизирующего импульса, о — выход синхронизирующего импульса, п — выход синхронизирующего импульса, р — выход синхронизирующего импульса, с — выход синхронизирующего импульса, т — выход синхронизирующего импульса, ф — выход синхронизирующего импульса, ц — выход синхронизирующего импульса, ч — выход синхронизирующего импульса, ш — выход синхронизирующего импульса, щ — выход синхронизирующего импульса, э — выход синхронизирующего импульса, ю — выход синхронизирующего импульса, я — выход синхронизирующего импульса.



затвора синус-косинусной системы:

блок формирования косинусного импульса, IV—блок формирования пускового импульса реле-пускового импульса опросчика; угольные колебания L_4 (6SN7), 3—катодный повторитель L_{3a} (6SN7), 4—блокинг-генератор импульса L_5 (6SN7), 7—синусный генератор линейных пилообразных колебаний L_{7a} L_6 (6H6, литель и блокинг-генератор L_9 (6SN7), 11—генератор широкого прямоугольного импульса L_{10} 13—амплитудный компаратор L_{126} (6H6), 14—импульсный усилитель L_{13} (6AC7), 15—усилитель L_{15} (6AC7), 18—блокинг-генератор L_{166} (6SN7), 19—катодные повторители кодирующего пулса L_{19} (6SN7), 22—генератор линейных пилообразных колебаний L_{20} (6SN7), 23—амплитуд-повторитель L_{16a} (6SN7), 26—селекторный усилитель L_{23} (6AC7), 27—блокинг-генератор L_{24a} (6SN7), 30—катодный повторитель L_{26a} (6SN7), 31—катодный повторитель L_{266} (6SN7), 32—ста- (6AC7), 34—селекторный усилитель видеосигналов радиолокатора L_{29} (6AC7), 35—восстанови- 37—усилитель синхронизирующих импульсов L_{46} (6SN7), 38—катодный повторитель L_{31} (6AG7), зирующих и видеопульсов R_{19} , 41—фильтр на частоту 400 гц, 42—установка нулевого фазовый дискриминатор L_{42} (6SN7), 45—регулировка величины синусной составляющей R_{32} , составляющей, 48—установка нулевого уровня косинусной составляющей, 49—установка зированный выпрямитель L_{34} (5R4GY), 51—вентилятор; в—выход стабилизированного напряжения питания +250 в на лампы L_1 , L_{2a} , L_{28} , L_{29} , г—вход снов 400 гц, жс—вход напряжения фазоразделяющего сельсинга, з—цепь коммутации сигна- к радиолокационному передатчику, л—выход суммы синхронизирующих и видеосигналов, рующих сигналов.

Рис. XI.6. Принципиальная схема син

импульсы радиолокатора, 22—амплитудный компаратор, 23—блокинг-генератор, 24—катодный генератор, 27—катодный повторитель, 28—генератор коммутирующего импульса длительности 31—селекторный усилитель видеосигналов ответчика, 32—восстановитель постоянной составляющей уровня, 35—усилитель синхронизирующих импульсов, 36—восстановитель постоянной составляющей, 40—фильтр на 400 Гц, 41—синусный фазовый дискриминатор, 42—косинусные частоты вращения пусковым импульсом, положение 2—запуск передатчика радиолокатора частоты поведения, 45—потенциометр установки уровня синхронизирующих сигналов, 46—установка нулевого уровня синусной составляющей, 48—потенциометр установки величины 50—потенциометр установки нулевого уровня косинусной составляющей; а—выход опор и выход из контрольный индикатор, в—вход видеосигнала ответчика, г—вход видеосигнала напряжения питания селеново, ж—вход синусной составляющей фазорасчепляющего сель хронизирующих сигналов на режийный передатчик, к—выход суммы синхронизирующих и передатчика, м—выход пускового импульса опросника, н—к опроснику, о

используемый для запуска блокинг-генератора косинусного импульса. Временной интервал между косинусным и синусным импульсами пропорционален $K + A \cos \theta$. Косинусный импульс запускает временной модулятор с постоянной задержкой в 30 мксек, выходной импульс которого служит пусковым импульсом передатчика радио-

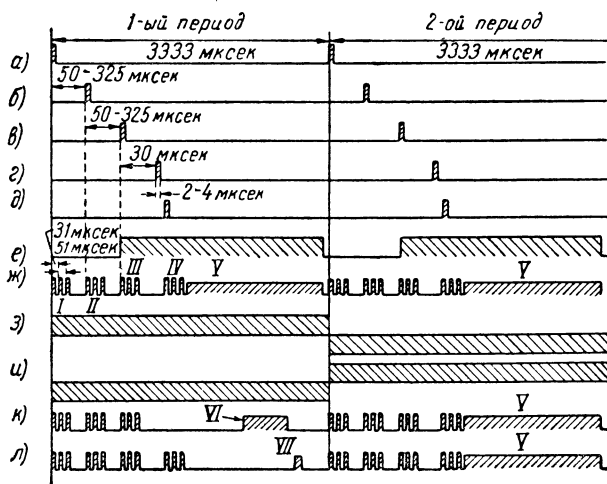


Рис. XI.7. Временные диаграммы синхронизатора:

а — опорный импульс, *б* — синусный импульс, *в* — косинусный импульс, *г* — пусковой импульс радиолокатора, *д* — импульс передатчика и совпадающий с ним пусковой импульс опросчика, *е* — селекторный импульс видеосигналов длительностью 2 500 мксек, *ж* — выходной сигнал на релейный передатчик при передаче радиолокационных видеосигналов без сигналов ответчика *з* — коммутирующий импульс длительностью 3333 мксек на селекторный усилитель ответчика *и* — коммутирующий импульс длительностью 3333 мксек на селекторный усилитель видеосигналов радиолокатора *к* — выходной сигнал на релейный передатчик при работе опросчика в диапазоне А, *л* — выходной сигнал на релейный передатчик при работе опросчика в диапазоне G; *I* — кодированный опорный импульс, *II* — кодированный синусный импульс, *III* — кодированный косинусный импульс, *IV* — кодированный импульс передатчика, *V* — видеосигнал радиолокатора, *VI* — видеосигнал ответчика при работе в диапазоне А, *VII* — видеосигнал ответчика при работе в диапазоне G.

локатора. Небольшая доля импульса модулятора радиолокатора подводится к синхронизатору для запуска блокинг-генератора, формирующего «импульс передатчика». Опорный, синусный, косинусный импульсы и импульс передатчика смешиваются, кодируются с целью повышения помехоустойчивости системы и усиливаются в одном из выходных каналов синхронизатора, используемом для анодной модуляции релейного передатчика. Синхронизирующие импульсы, смешанные с отраженными сигналами (видеосигналами) усиливаются в другом выходном канале синхронизатора, используемом для сеточной модуляции релейного передатчика. Применяются два типа модуляции релейного передатчика потому, что коэффициент заполнения видеосигналов очень велик, вследствие чего они долж-

ны передаваться небольшой импульсной мощностью релейного передатчика, в то время как малый коэффициент заполнения синхронизирующих импульсов допускает использование большой импульсной мощности.

Косинусный импульс запускает также широкий «селекторный импульс видеосигналов», длительностью 2 500 мксек (350 км). Этот импульс (рис. XI.7) служит для запираания релейного передатчика по видеосигналам после 350 км во избежание их наложения на синхронизирующие импульсы за пределами максимальной дальности радиолокатора. Селекторный импульс видеосигналов имеет пологий передний фронт и достигает максимального значения только после появления зондирующего импульса. Выходное напряжение селекторного видеоусилителя смешивается с синхронизирующими импульсами только в канале сеточной модуляции, так что импульсная мощность видеосигналов меньше, чем синхронизирующих.

Принципиальная схема синхронизатора состоит из нормальных элементов и поэтому не будет описана.

3. Приемное оборудование

Приемное устройство называется «расшифровывающим», хотя его операции сложнее простой расшифровки тройных кодовых синхронизирующих импульсов. Расшифровывающее устройство использует выходное напряжение релейного приемника, состоящее из синхронизирующих импульсов и видеосигналов, для осуществления вращения отклоняющей катушки индикатора синхронно с антенной радиолокатора и соответствующего распределения видеосигналов в индикаторах.

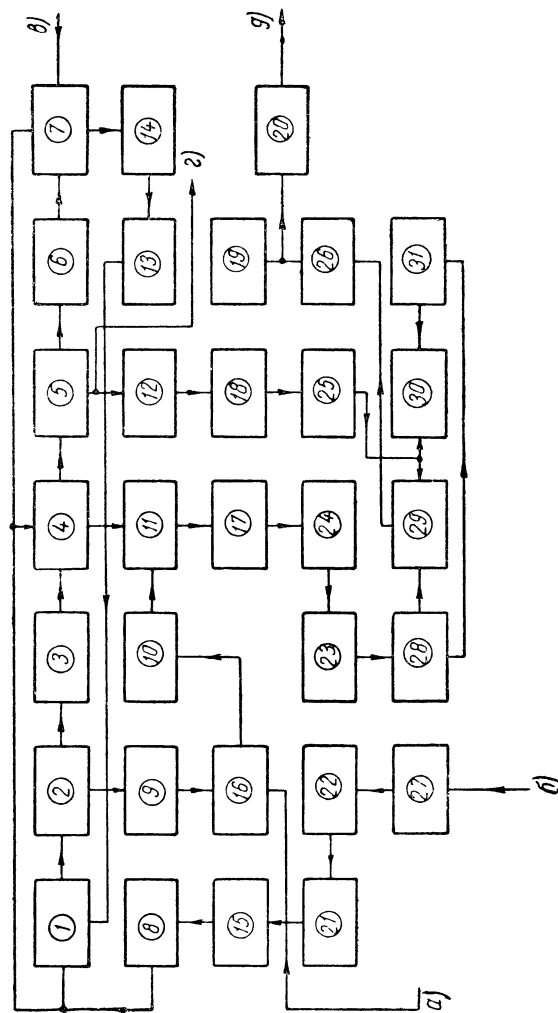
Расшифровывающее устройство может быть разделено на шесть основных элементов:

1. Селектор синхронизирующих импульсов и декодирующее устройство.
2. Цепь последовательных временных селекторов и линейных временных модуляторов.
3. Временные дискриминаторы.
4. Синусный и косинусный модуляторы и фазовые дискриминаторы.
5. Двухфазный управляющий сельсин и сервоусилитель.
6. Цепи коммутации и распределения видеосигналов.

Селектор синхронизирующих импульсов отделяет синхронизирующие импульсы от видеосигналов и шумов, после чего из тройных кодированных импульсов формируются одиночные «декодированные синхронизирующие импульсы».

Декодированные синхронизирующие импульсы запускают ряд генераторов селекторных импульсов и временных селекторов, в которых синхронизирующие импульсы разделяются. Опорный и синусный импульсы запускают временные модуляторы (генераторы линейных разверток) того же типа, что в синхронизаторе, напряжение

Рис. XI.8. Скелетная схема декодирующего устройства и канала синусного постоянного напряжения:



1 — временной селектор опорного импульса, 2 — генератор синусного селективного импульса, 3 — катодный повторитель, 4 — синусный временной селектор, 5 — генератор косинусного селективного импульса, 6 — катодный повторитель, 7 — косинусный временной селектор, 8 — декодирующая лампа совпадения, 9 — генератор линейного пилообразного напряжения синусного временного модулятора, 10 — усилитель, 11 — генератор узкого синусного селективного импульса, 12 — дифференцирующая цепь, 13 — катодный повторитель, востанавливающий постоянную составляющую, 14 — генератор селективного импульса видеосигналов, 15 — декодирующая линия зидержки, 16 — амплитудный компаратор, 17 — генератор ступенчатого селективного импульса, 18 — усилитель, 19 — диодный интегратор, 20 — двойной инвертор, 21 — катодный повторитель, 22 — усилитель, 23 — усилитель, 24 — формирующая линия зидержки, 25 — синусный блок-инвертор, 26 — диодный инвертор, 27 — инвертор, 28 — усилитель, 29 — лампа совпадения временного дискриминатора, 30 — лампа совпадения временного дискриминатора, 31 — инвертор;

а — вход синусного управляющего напряжения, б — вход синхронизирующих и видеосигналов из регулируемого приемника, в — вход косинусного узкого селективного импульса, г — выход из генератора пилообразного напряжения косинусного временного модулятора, д — выход синусного постоянного напряжения.

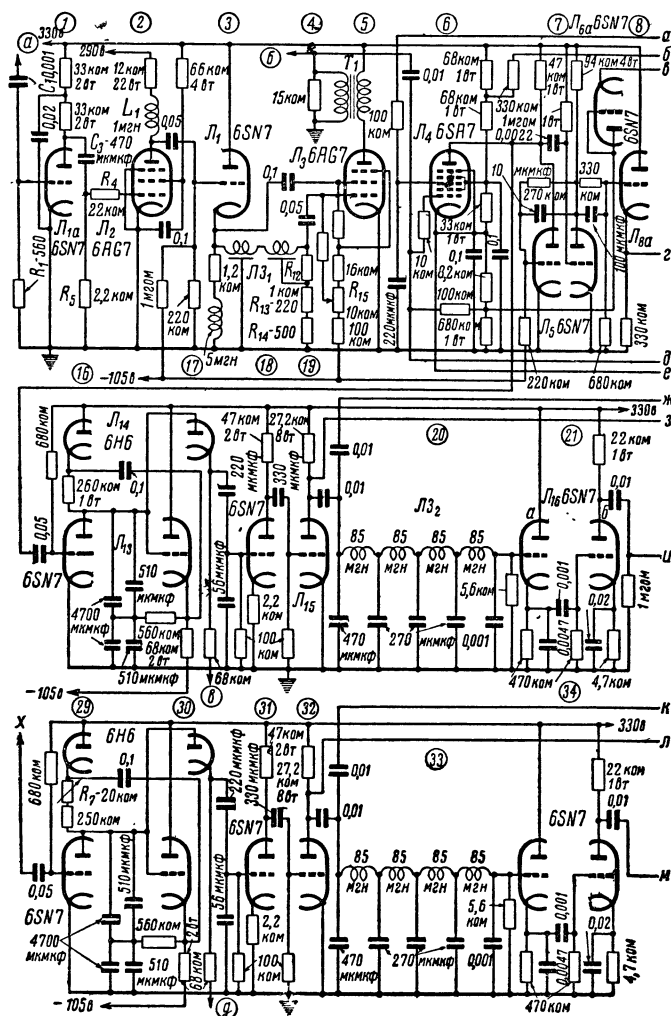


Рис. XI. 10. Принципиальная схема

1 — инвертор, 2 — усилитель, 3 — катодный повторитель, 4 — декодирующая линия задерж генератор синусного селекторного импульса, 8 — катодный повторитель, 9 — синусный время селекторного импульса, 12 — катодный повторитель, 13 — косинусный временной селектор, навливающий постоянную составляющую, 16 — генератор линейного пилообразного напряжения узкого селекторного импульса, 19 — генератор синусного ступенчатого селектор тель синусного ступенчатого импульса, 22 — усилитель синусного ступенчатого импульса, совпадения синусного временного дискриминатора, 25 — диодные интеграторы, 25 — двойной ратор линейного пилообразного напряжения косинусного временного модулятора, 30 — 32 — генератор косинусного ступенчатого селекторного импульса, 33 — формирующая линия ступенчатого импульса, 36 — инвертор косинусного ступенчатого импульса, 37 — вторая косинусного временного дискриминатора, 39 — диодные интеграторы, 40 — двойной интегратор а — вход синхронизирующих и видеосигналов, б — выход декодированного синусного импульса напряжения, д — вход косинусного управляющего напряжения, е — выход



щих 3 в. Полярность сигналов меняется в инверторе L_{1a} , который является также в некоторой степени амплитудным ограничителем сильных сигналов (ограничение сеточными токами). Отрицательные видеосигналы из анодной цепи лампы L_{1a} подаются через вторую цепь с малой постоянной времени (R_5C_3) на сетку усилителя L_2 . Положительные выбросы, появляющиеся при дифференцировании сигналов в цепях с малой постоянной времени, срезаются в результате падения напряжения в сопротивлении R_4 при появлении сеточных токов. Величина сигналов ограничивается нижним загибом характеристики лампы. Катушка индуктивности L_1 служит для уве-

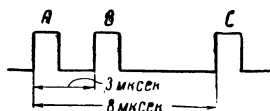
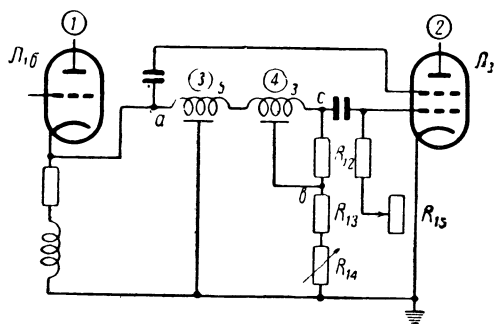


Рис. XI. 11. Принципиальная схема декодирующей линии задержки:

1 — катодный повторитель, 2 — лампа совпадения, 3 — линия задержки на 5 мксек, 4 — линия задержки на 3 мксек.

значительно более низком, чем максимальное значение, так что изменение величины сигнала не отражается на процессе декодировки.

В катодной цепи катодного повторителя L_{1b} синхронизирующие сигналы состоят из трёх кодовых импульсов. На кодирующую лампу совпадения L_2 задано большое отрицательное напряжение смещения. Для прохождения тока через эту лампу на её управляющую и экранирующую сетки нужно одновременно подать положительные сигналы большой величины. На рис. XI.11 первый кодовый импульс обозначен буквой А, второй, следующий через 3 мксек, буквой В, а третий, следующий через 8 мксек, буквой С. На экранирующей сетке лампы L_{2a} в точке а, все три импульса появляются без временной задержки. В точке б, на сопротивлениях R_{13} , R_{14} , импульсы появляются с задержкой в 5 мксек. Напряжение в этой точке возникает после прохождения импульса через пятимикросекундную

линии крутизны синхронизирующих импульсов. Ограниченный сигнал положительной полярности подаётся из анодной цепи усилителя L_2 на сетку катодного повторителя L_{1b} , питающего декодирующую линию задержки.

Двойное дифференцирование видеосигналов применяется для того, чтобы исключить возможность прохождения длинных сигналов помехи или отражённых сигналов. Один из импульсов, возникающих в процессе дифференцирования, срезается. Форма узких синхронизирующих импульсов почти не меняется в результате дифференцирования. Все сигналы ограничиваются на уровне

линию в результате ёмкостного тока через ёмкость катушка — экран трехмикросекундной линии. В точке c на сопротивлении R_{12} импульсы появляются со сдвигом в 8 мксек. Напряжение в точке c относительно земли равно сумме напряжений в точке b и на сопротивлении R_{12} . Таким образом, для того чтобы через лампу L_3 прошёл ток, необходимо совпадение во времени трёх импульсов в точках a и b и между точками b и c . В аноде лампы L_3 появляется единственный импульс в момент подачи последнего кодового импульса C через 8 мксек после подачи первого кодового импульса A . Режим лампы совпадения L_3 устанавливается с помощью потенциометра R_{15} . Декодированный синхронизирующий импульс снимается со вторичной обмотки импульсного трансформатора T_1 . Сопротивление R_3 служит для гашения колебаний, ударно возбуждаемых в контуре, состоящем из распределенной индуктивности и ёмкости трансформатора.

5. Временные селекторы и временные модуляторы

Временные селекторы, разделяющие синхронизирующие импульсы, образуют замкнутую цепочку. На вход цепи временных селекторов подаются декодированные синхронизирующие импульсы со вторичной обмотки трансформатора T_1 . Выходными сигналами цепи являются синусный импульс, косинусный импульс и широкие прямоугольные импульсы для запуска генераторов линейных пилообразных напряжений синусного и косинусного временных модуляторов.

Цепь начинается с «временного селектора опорного импульса» L_4 . Режим лампы выбран таким образом, что на третью сетку должно быть подано большое положительное напряжение для того, чтобы синхронизирующие импульсы, подаваемые на первую сетку, были усилены лампой. Допустим, что такое положительное напряжение на третью сетку подано. При этом в анодной цепи лампы появляется положительный опорный импульс. Анодное напряжение лампы L_4 резко падает, вследствие чего срабатывает одноперiodный мультивибратор L_5 , являющийся генератором «синусного селекторного импульса». Положительный импульс подаётся с анода лампы L_{56} на катодный повторитель L_{8a} .

Длительность синусного селекторного импульса (600 мксек) определяется интервалом временной модуляции синусного импульса. Синусный селекторный импульс подаётся с катода лампы L_{8a} на экранирующую сетку «синусного временного селектора» L_9 , на первую сетку которого включены декодированные синхронизирующие импульсы. На третью сетку временного селектора L_9 подаётся, кроме того, узкий положительный прямоугольный импульс, однако его функции будут описаны ниже, и пока примем, что на третью сетку задано положительное напряжение. Катод лампы L_9 находится под большим положительным потенциалом, так что для

усиления синхронизирующего импульса нужно подать на экранирующую сетку большой положительный импульс.

Первый из усиленных лампой L_9 синхронизирующих импульсов (синусный импульс) служит для запуска генератора «косинусного селекторного импульса» L_{10} , совершенно аналогичного синусному так же, как и «косинусный временной селектор» L_{11} . Лампа L_{11} усиливает таким образом косинусный импульс и «импульс передатчика». Косинусный импульс запускает генератор «селекторного импульса видеосигнала» L_{12} , длительность которого составляет приблизительно 2 500 мксек.

Генератор селекторного импульса видеосигнала является таким же одно-периодным мультивибратором, как и генераторы синусного и косинусного селекторных импульсов, за исключением катодного повторителя L_{66} для восстановления постоянной составляющей.

Катодный повторитель включается между анодом лампы L_{12a} и сеткой лампы L_{126} . Он необходим вследствие большого коэффициента заполнения селекторного импульса видеосигнала (см. главу V книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы» этой серии). С катода лампы L_{66} снимается отрицательный селекторный импульс видеосигнала, который начинается вскоре после косинусного импульса и оканчивается за 100 мксек до следующего опорного импульса. Он может также рассматриваться как положительный импульс, начинающийся за 100 мксек до следующего опорного импульса и оканчивающийся вскоре после косинусного импульса, охватывая таким образом интервал, в течение которого

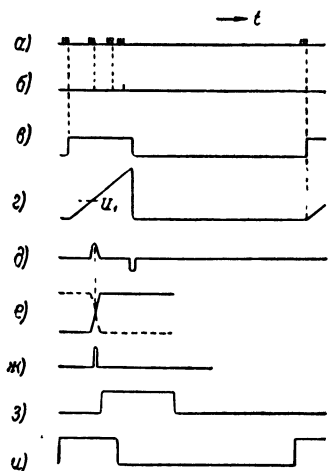


Рис. XI. 12. Временные диаграммы приемного устройства:

а — кодовые синхронизирующие импульсы, б — декодированные синхронизирующие импульсы, в — синусный селекторный импульс (широкий) г — синусное линейное пилообразное напряжение, д — синусный узкий селекторный импульс, е — синусные ступенчатые селекторные импульсы (импульсы сопровождения), ж — импульс синусного блокинг-генератора, з — косинусный селекторный импульс (широкий), и — селекторный импульс видеосигнала.

рого возникают опорный, синусный и косинусный импульсы, а также импульс передатчика. Положительный импульс подается на третью сетку временного селектора L_4 опорного импульса, потенциал которой был раньше условно принят положительным в момент возникновения опорного импульса.

Эта связь замыкает цепь временных селекторов. Цепь временных селекторов может длительно работать только описанным выше образом, так как длительности селекторных импульсов, глубина временной модуляции синхронизирующих импульсов и частота повторения опорного импульса жестко фиксированы.

Случайный импульс помехи может вызвать срабатывание цепи временных селекторов в течение нескольких периодов. Для уменьшения влияния помехи на третьи сетки синусного и косинусного временных селекторов L_9 и L_{11} подаются узкие положительные селекторные импульсы (50 мксек), опущенные в предшествовавшем описании. Временные селекторы могут усилить импульсы, поданные на первые сетки, только в случае их совпадения с узкими синусным и косинусным селекторными импульсами. Процесс формирования узких селекторных импульсов будет описан в следующем параграфе.

Синусный и косинусный селекторные импульсы (широкие) отрицательной полярности используются для запуска генераторов пилообразных генераторов со следящей лампой синусного и косинусного временных модуляторов. Диаграммы синхронизирующих и селекторных импульсов, импульсов сопровождения и линейных развёрток временных модуляторов приведены на рис. XI.12.

6. Система автоматического сопровождения

Система автоматического сопровождения применяется для выработки несущей частоты, модулированной по закону синуса и косинуса, для питания двухфазного управляющего сельсина следящей системы. Синусный и косинусный каналы совершенно одинаковы, поэтому будет описан только один из них. Кроме того, будет приведено описание процесса формирования узких селекторных импульсов.

Лампа L_{146} является диодным амплитудным компаратором, на который подаётся „синусное управляющее напряжение“ u_1 . Выделенная амплитудным компаратором часть пилообразного напряжения усиливается лампой L_{15a} . Лампа L_{156} и искусственная линия LZ_2 , формирующая узкий селекторный импульс, образуют генератор синусного узкого селекторного импульса. Этот импульс, как было упомянуто в предыдущем параграфе, подаётся на третью сетку синусного временного селектора L_9 . Отрицательный выброс узких селекторных импульсов срезается диодным ограничителем L_{6a} .

Каскад „ввода узких селекторных импульсов“ L_7 является устройством, выключающим узкие селекторные импульсы каждый раз, как количество косинусных импульсов недостаточно велико, то-есть когда узкие селекторные импульсы оказываются смещёнными во времени. Это необходимо для возобновления работы цепи временных селекторов. Каскад L_7 является детектором — катодным повторителем, повышающим напряжение на третьих сетках временных селекторов L_9 и L_{11} каждый раз как частота косинусного блокинг-генератора L_{23} подаёт ниже 300 гц.

Линия LZ_2 нагружена на сопротивление, величина которого меньше характеристического сопротивления линии. Поэтому передний фронт импульса на конце линии расположен в середине между

передним и задним фронтами узкого селекторного импульса, иными словами он совпадает с синусным импульсом. Этот импульс растягивается катодным повторителем \mathcal{L}_{16a} , являющимся генератором

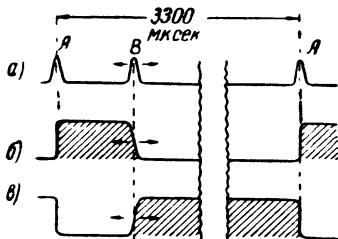


Рис. XI. 13. Синусные ступенчатые селекторные импульсы (сопровождения):

a — опорный (*A*) и синусный (*B*) импульсы, *б* — первый синусный ступенчатый селекторный импульс, *в* — второй синусный ступенчатый селекторный импульс.

„ступенчатого селекторного импульса“ или „ступенчатого импульса сопровождения“. Растянутый импульс усиливается и формируется лампами \mathcal{L}_{166} и \mathcal{L}_{17a} , в результате чего образуется ступенька с плоской верхушкой и пологим фронтом, оканчивающаяся у конца синусного селекторного импульса. Инвертор \mathcal{L}_{176} формирует такой же ступенчатый импульс противоположной полярности. На рис. XI.13 изображены диаграммы ступенчатых импульсов сопровождения. Как раньше было показано, синусный импульс запускает генератор косинусного селек-

торного импульса. Передним фронтом косинусного селекторного импульса запускается „синусный блокинг-генератор“ \mathcal{L}_{226} .

Лампы \mathcal{L}_{18} , \mathcal{L}_{19} и \mathcal{L}_{20} образуют временной дискриминатор, определяющий степень рассогласования между импульсом синусного блокинг-генератора и ступенчатыми импульсами сопровождения. Выходное напряжение временного дискриминатора подается на двойной интегратор следящего типа \mathcal{L}_{21a} , выходным напряжением которого является «синусное постоянное напряжение». Следует напомнить, что синусное управляющее напряжение u_1 , подаваемое на синусный диодный компаратор \mathcal{L}_{14} , является функцией синусного постоянного напряжения. Эта цепь замыкает автоматическую систему сопровождения, благодаря чему ступенчатые селекторные импульсы непрерывно совмещаются с импульсом синусного блокинг-генератора.

Двойной интегратор является одновременно элементом запоминания, благодаря которому при постоянной скорости вращения антенны радиолокатора управляющий двухфазный сельсин продолжает вращаться при появлении помехи или пропадании сигналов релейного передатчика без заметной ошибки в течение продолжительного времени. Для того, чтобы можно было передать секторный обзор, постоянная времени цепи R_{10} , C_{10} выбрана не слишком большой.

Косинусный временной демодулятор совершенно подобен синусному.

7. Модуляторы и фазовые дискриминаторы

Конечной целью синусной следящей системы является образование переменного напряжения, амплитуда и фаза которого зависят определенным образом от временной модуляции синусного импуль-

са. Наиболее подходящей формой этого напряжения является такое, чтобы напряжение было равно нулю в момент нахождения синусного импульса в середине временного интервала (185,4 мксек), было максимальным при максимальном смещении синусного импульса (321,4 мксек) и тоже максимальным, но противоположного знака при минимальном смещении синусного импульса (49,4 мксек). Иными словами это напряжение должно быть совершенно подобно синусной составляющей двухфазного фазорасщепляющего сельсина синхронизатора.

Такая форма модулированного переменного напряжения формируется в «синусном модуляторе», принципиальная схема которого приведена на рис. XI.14, модулируемом синусным постоянным напряжением. Синусный модулятор состоит из ламп L_1 и L_2 . На вход модулятора подается напряжение силовой сети (60 гц) через трансформатор T_1 (около 100 в. эфф.). Выходное напряжение снимается с точек a и b . Напряжение на сетках обеих половин лампы L_2 постоянно и определяется делителем напряжения R_8, R_9 . Напряжение на сетках лампы L_1 задается синусным постоянным напряжением через делитель напряжения. Управляющее напряжение модулятора является разностью этих двух напряжений. Амплитуда и фаза выходного напряжения переменного тока определяется величиной и полярностью разности напряжений на сетках модулятора.

На рис. XI.15 приведена упрощенная схема модулятора. Из рисунка видно, что он является симметричным балансным модулятором, работа которого определяется изменением сопротивления ламп при изменении сеточного напряжения. Модулятор линейно работает в большом диапазоне изменения сеточного напряжения, благодаря сильной катодной отрицательной обратной связи.

Двойной симметричный T -образный фильтр на выходе модулятора применен для подавления второй гармоники, появляющейся в результате нелинейности характеристик ламп. Выходное напряжение модулятора усиливается двухтактным «синусным усилителем» L_3 и подается на «синусный управляющий каскад» — двухтактный катодный повторитель L_4 . Трансформатор T_2 в катодной цепи лампы L_4 имеет две вторичных обмотки. Одна из них (клеммы 6 и 7) имеет низкое выходное сопротивление и предназначена для питания одной из статорных обмоток двухфазного управляющего сельсина. Другая обмотка (клеммы 4 и 5) питает фазовый дискриминатор L_5 , вырабатывающий синусное управляющее напряжение u_1 диодного амплитудного компаратора временного модулятора (лампа L_{14} схемы рис. XI.10), замыкая таким образом цепь обратной связи автоматической системы сопровождения.

Фазовый дискриминатор подобен фазовому дискриминатору синхронизатора. Конденсатор C_1 заряжается до амплитудного значения напряжения на обмотке трансформатора T_2 , причём знак выпрямленного напряжения зависит от фазы напряжения на обмотке. Одна из пластин конденсатора C_1 присоединена к движку потенциометра R_5 , которым устанавливается постоянная составляющая K'

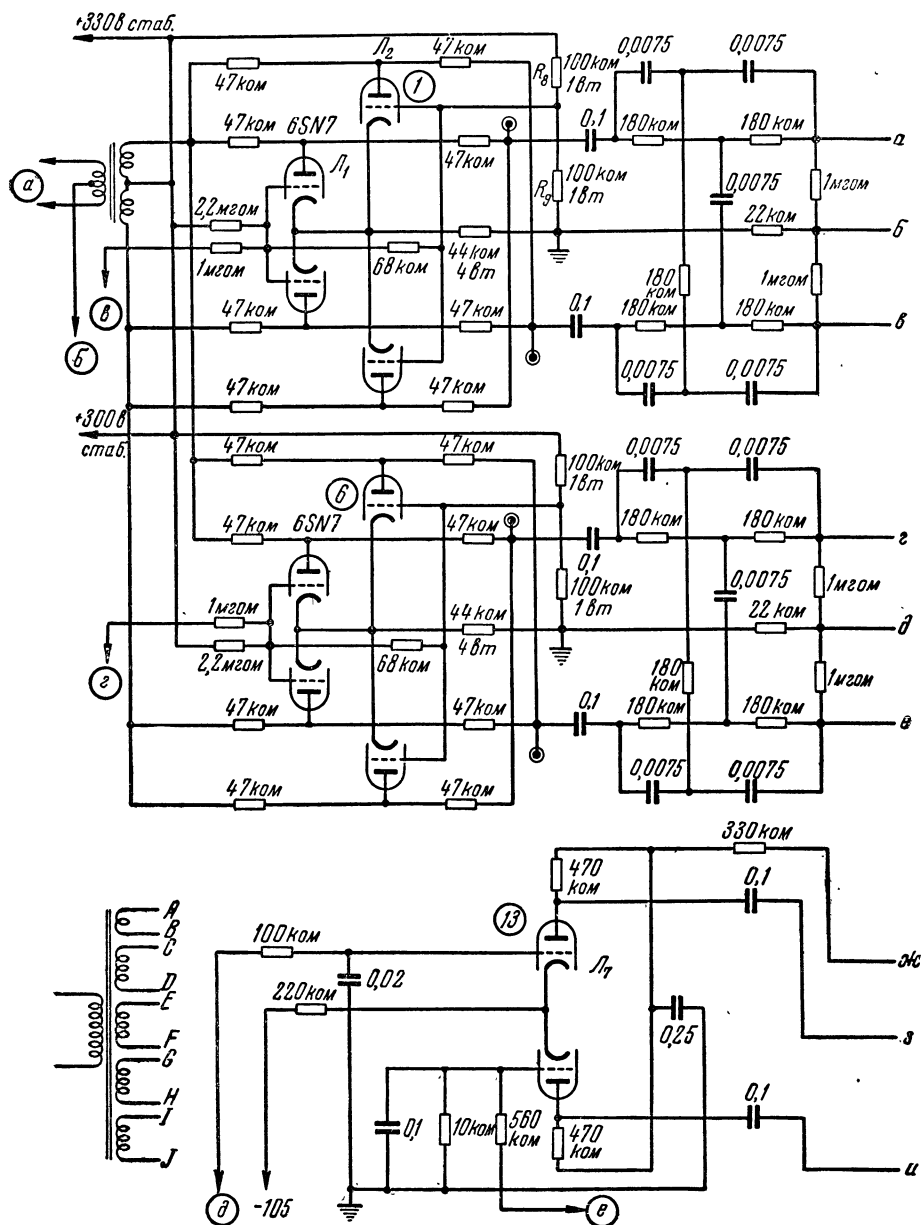


Рис. XI. 14. Принципиаль

1 — синусный модулятор, 2 — синусный усилитель, 3 — синусный управляющий усилитель, 4 — косинусный усилитель, 5 — косинусный управляющий усилитель, 9 — косинусный фазовый дисного управляющего напряжения, 12 — потенциометр установки нулевого уровня косинусного 15 — мощный двух α — вход сетевого напряжения 115 в, 6 — выход питания одной фазы управляющего мотора ния, δ — вход сигнала ошибки (от двухфазного управляющего сельсина), ϵ — вход напряжения дулятора, ζ — выход косинусного управляющего напряжения на временной модулятор, η — выход

управляющего напряжения. Таким образом, $u_1 = K' + A \sin \theta$. Управляющее напряжение амплитудного компаратора снимается с катодного повторителя L_6 .

Следует отметить, что точность работы модулятора зависит

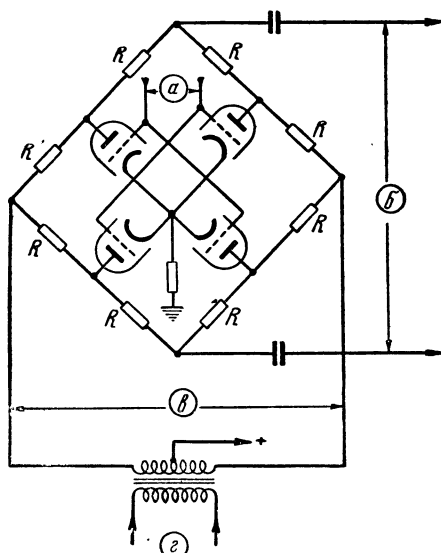


Рис. XI. 15. Упрощенная принципиальная схема модулятора:

a — входной сигнал, $б$ — выходной сигнал, $в$ — вход несущей частоты, $г$ — вход сетевого напряжения.

только от установки движка потенциометра R_5 , с помощью которого нулевая линия синусоиды совмещается со средним значением временной модуляции синусного импульса.

Косинусный канал модулятора совершенно подобен синусному. Установка нулевого уровня косинусоиды производится с помощью потенциометра R_6 . Следует еще раз отметить, что существенно равенство крутизны характеристики синусной и косинусной систем автоматического сопровождения, а не их абсолютные значения. Поэтому в цепи косинусного временного модулятора (рис. XI.10) предусмотрено переменное сопротивление R_7 , с помощью которого крутизна характеристики косинусного канала может быть сделана равной крутизне синусного канала.

8. Двухфазный управляющий сельсин и сервоусилитель

Синусная и косинусная составляющие переменного напряжения 60 гц подаются на две статорных обмотки двухфазного управляющего сельсина. Напряжение ротора подаётся на сервоусилитель.

Ротор управляющего сельсина вращается двухфазным управляющим мотором через редуктор. Мотор приводится во вращение сервоусилителем с тахогенераторной обратной связью. Тахогенератор переменного тока сидит на одной оси с мотором и вырабатывает напряжение частоты 60 гц, амплитуда которого пропорциональна числу оборотов, а фаза зависит от направления вращения. Тахогенератор включается таким образом, чтобы фаза его напряжения совпадала с фазой напряжения ошибки. Напряжение тахогенератора подаётся на одну из сеток дифференциального усилителя L_7 , а напряжение ошибки на другую сетку. Дифференциальный усилитель питает через усилитель напряжения L_8 мощный двухтактный усилитель L_9, L_{10} . Напряжение на управляющий мотор снимается со вторичной обмотки выходного трансформатора мощного усилителя.

Равновесие следящей системы устанавливается тогда, когда управляющий мотор вращается со скоростью, при которой амплитуда и фаза напряжения тахогенератора и напряжения ошибки одинаковы. Если передаваемый азимут не меняется, напряжение ошибки равно нулю и соответственно скорость также будет равна нулю. Система слегка покачивается вокруг среднего положения из-за наличия трения. При вращении антенны по азимуту с постоянной скоростью появляется сигнал ошибки, вследствие чего управляющий мотор начинает вращаться с такой скоростью, чтобы напряжение тахогенератора было равно напряжению ошибки (по величине и фазе). Отстающая ошибка следящей системы не превосходит 3° . Описанная следящая система называется иногда «скоростной следящей системой».

9. Характеристики системы

В релейных системах, в которых передатчик или приёмник подвижны, могут наблюдаться сильные замирания сигналов. В приёмнике предусмотрена автоматическая регулировка усиления, напряжение которой получается от декодированных синхронизирующих импульсов. Это обеспечивает довольно постоянное значение величины сигналов. (Общее описание релейных систем приведено в главе XVII книги «Радиолокационная техника» этой серии).

Влияние пропадания сигналов уменьшается благодаря применению двойного интегрирования и тахогенераторной обратной связи. Благодаря применению узких селекторных импульсов (синусного и косинусного) ложное срабатывание системы ограничено очень коротким интервалом времени. Точно так же опорный импульс защищён селекторным импульсом видеосигнала. Кодирование синхронизирующих импульсов и применение автоматической регулировки усиления* защищает от одиночных импульсов помехи, не считая того, что при перегрузке приёмника может наблюдаться потеря полезных сигналов. Изредка помеха может создаваться несколькими соседними взаимно несинхронизированными радиолокаторами, зондирующие импульсы которых могут образовать кодовую группу. В результате помехи наблюдается неравномерное вращение развёртки, ведущее к образованию «спиц». Шумы пройдут через расшифровывающее устройство в том случае, если сигнал слишком

* При наличии сильных сигналов помехи кодирование синхронизирующих импульсов само по себе недостаточно для защиты цепей автоматической регулировки усиления. Во избежание демодуляции длительных сигналов постоянная времени автоматической регулировки усиления должна быть порядка 1 сек. Даже если сигнал помехи будет возникать один раз в секунду, усиление приемника окажется ниже необходимого уровня. Работа системы значительно улучшается в том случае, когда напряжение автоматической регулировки усиления формируется из косинусного импульса, причем в дополнение к кодированию синхронизирующих импульсов применена непрерывная цепь временных селекторов, защищенных узкими селекторными импульсами.

мал для приведения в действие автоматической регулировки усиления. Правда, уже при двойном превышении синхронизирующих импульсов над эффективным значением шумов влияние шумовой помехи становится незаметным.

При большой постоянной времени сглаживающих цепей следящей системы явление образования «спиц» на круговой развёртке значительно уменьшается, но появляются ошибки, искажающие изображение.

Большая постоянная времени затрудняет также передачу секторного обзора. При выбранной постоянной времени отстающая ошибка не превосходит $0,5^\circ$. Были сделаны попытки создать такую систему, чтобы радиально-круговая развёртка не нарушалась даже при полностью забывающей изображению помехе. Однако вся система получилась неоправданно сложной. Она может быть значительно упрощена при сильно сигнале, свободном от помех.

10. Дальнейшее развитие приемной системы

Значительное усовершенствование приёмной системы может быть получено в случае замены двухфазного сельсина фазорасщепляющим устройством постоянного тока, при котором получается значительная экономия в количестве ламп, весе и потребляемой мощности. Однако такое устройство не было полностью испытано.

Как и в двухфазном сельсине, фазорасщепитель постоянного тока имеет две статорных взаимно ортогональных катушки. Катушки питаются катодными повторителями, на сетки которых подается синусное и косинусное постоянные напряжения. В результате образуется магнитное поле, расположенное под углом θ к выбранному начальному направлению. Поля каждой катушки меняются пропорционально синусной и косинусной составляющих тока, а векторная сумма полей вращается синхронно с антенной радиолокатора.

Ротор устроен следующим образом. Две катушки, образующие первичную обмотку, намотаны на расположенные рядом сердечники из прямых полосок

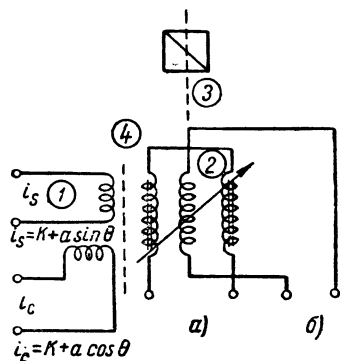


Рис. XI. 16. Фазорасщепляющее устройство постоянного тока.

1 — статор, 2 — ротор, 3 — ось вращения, 4 — вектор результирующего магнитного поля; а — вход частоты питания f , б — выход вторичной роторной обмотки, частота $2f$.

из пермалоя. Вторичная обмотка нанесена на первичную обмотку. Ротор укреплен на вращающейся оси таким образом, что оси первичных обмоток перпендикулярны оси вращения, причём потоки первичных катушек направлены в противоположные стороны (рис. XI.16). На первичную обмотку подается переменное напряжение частоты f . Параметры сердечников выбра-

ны таким образом, чтобы работа происходила в нелинейной части кривой намагничивания. Таким образом, во вторичной обмотке наводятся гармоники, в то время как основная частота скомпенсирована.

На рис. XI.17 приведена принципиальная схема устройства, с помощью которого ротор расщепителя постоянного тока поворачивается таким образом, чтобы напряжение на вторичной ротор-

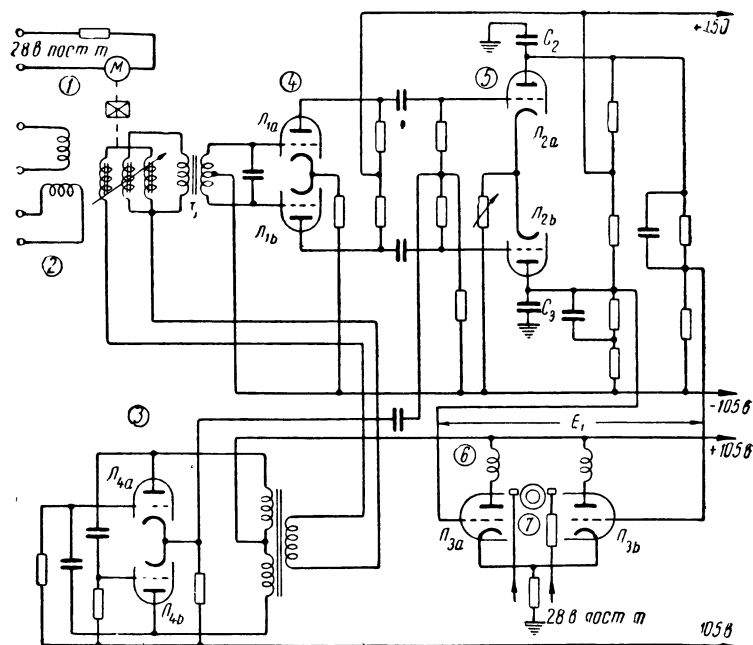


Рис. XI. 17. Схема включения фазорасщепляющего устройства постоянного тока:

1 — управляющий мотор с расщепленным полем, 2 — фазорасщепляющее устройство постоянного тока, 3 — генератор частоты f , 4 — двухтактный усилитель, 5 — фазовый дискриминатор, 6 — мощный усилитель, 7 — управляющий мотор с расщепленным полем.

ной обмотке было равно нулю. Настроенный контур, состоящий из вторичной обмотки трансформатора T_1 и конденсатора C_1 , выделяет вторую гармонику напряжения на вторичной роторной обмотке. Лампы L_{1a} и L_{1b} являются обычным двухтактным усилителем, а лампы L_{2a} и L_{2b} — фазовым дискриминатором. Конденсаторы C_2 и C_3 заряжаются до амплитудного значения напряжения второй гармоники. Коммутирующим напряжением фазового дискриминатора является вторая гармоника того же генератора, который питает первичную обмотку фазорасщепителя. Выпрямленное напряжение подаётся на сетки ламп L_{3a} и L_{3b} , в анодные

цепи которых включены катушки управляющего мотора с расщеплённым полем. Направление вращения мотора зависит от знака разности выпрямленных напряжений на конденсаторах C_2 и C_3 .

Эта схема не была полностью испытана, поэтому цепи стабилизации опущены.

ИМПУЛЬСНАЯ СИСТЕМА С ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

11. Введение

Один из методов дистанционной передачи угловых координат базируется на использовании двух синусоидальных колебаний одинаковой частоты, но разной фазы. Одно из колебаний является опорным, с фазой которого сравнивается другое колебание (см. главу X). С помощью двух таких колебаний можно осуществить непрерывную передачу угловых координат, если сдвиг фазы второго колебания в градусах будет равен передаваемому углу. Оба колебания могут быть переданы на приёмную станцию по двум проводным или радиоканалам и использованы на приёмной станции для воспроизведения угловой координаты. Такой метод передачи угловых координат применяется совместно с ёмкостными фазовращателями.

12. Импульсная передача модулированных по фазе синусоидальных колебаний

Вместо синусоидальных колебаний можно передать импульсы, по которым на приёмном конце воспроизводятся синусоидальные колебания. Смысл такого преобразования будет виден из дальнейшего изложения.

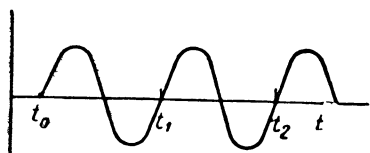


Рис. XI. 18. Диаграмма преобразования синусоидального колебания в серию импульсов.

Импульсная передача синусоиды может быть осуществлена различными путями. Простейший из них показан на рис. XI.18.

В моменты перехода синусоиды через нулевые значения, в точках t_0 , t_1 , t_2 и т. д., возникают короткие импульсы длительностью около 1 мксек. Необходимо ввести какое-то отличие между двумя

соседними импульсами, так как синусоида за один период дважды пересекает нулевой уровень. Можно выбрать такие нулевые точки, в которых производная синусоиды имеет положительное значение. При этом получится однозначное преобразование синусоиды в импульсы, разделенные равными интервалами. Передача импульсов, длительность которых значительно меньше интервала между ними, гарантирует точную передачу фазы синусоиды. Однако следует иметь в виду, что искажение формы синусоиды в процессе передачи

и преобразования может значительно нарушить правильные фазовые соотношения.

На приёмном конце из импульсов должно быть восстановлено исходное синусоидальное колебание. Один из способов заключается в ударном возбуждении каким-либо импульсом колебательного контура (см. главу IV книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы»). Фаза таких колебаний постоянна относительно импульса, возбуждающего контур. Частота ударно возбуждённых колебаний равна частоте исходных колебаний, а фаза находится в некотором постоянном соотношении. С помощью линейного фазосдвигающего устройства можно добиться равенства фаз ударно возбуждённых и исходных колебаний. Так как частота ударно возбуждённых колебаний не может быть точно равна частоте исходных колебаний, процесс ударного возбуждения необходимо возобновлять через несколько периодов*. Задача передачи двух синусоидальных колебаний по двум каналам сводится к задаче передачи двух серий импульсов по одному каналу.

13. Аппаратура импульсной передачи модулированных по фазе колебаний

На рис. XI.19 изображена временная диаграмма импульсной системы, а на рис. XI.20 скелетная схема такого устройства. Блокинг-генератор формирует опорные импульсы с периодом повторения T . Опорный импульс ударно возбуждает генератор частоты 16 кГц. Емкостный фазовращатель сдвигает фазу ударно возбуждённых колебаний на угол, равный углу, подлежащему передаче. После того, как режим колебаний полностью установится, четыре периода преобразуются в четыре разноотстоящих импульса. Через несколько периодов колебания генератора с ударным возбуждением гасятся, и с ближайшим опорным импульсом весь процесс возобновляется. Эти четыре импульса вместе с опорным импульсом передаются по одному каналу на приёмную установку.

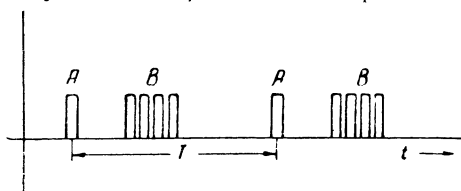


Рис. XI. 19. Временная диаграмма импульсной системы с фазовой модуляцией:

А — опорный импульс, В — импульсы, соответствующие нулевым значениям фазомодулированного синусоидального напряжения.

* В тех случаях, когда частота повторения радиолокатора очень стабильна, можно получать модулированные по фазе синусоидальные колебания умножением частоты повторения. При этом сравнение с опорным импульсом производится таким же методом, как в английском всенаправленном радиомаяке (гл. X) и в индикаторе прямого отсчета системы Лоран (гл. IV). При очень стабильной частоте повторения можно защитить от помехи опорный импульс, пусковой импульс индикатора и цепи автоматической регулировки частоты с помощью очень узких селекторных импульсов.

Опорный импульс в приёмной установке ударно возбуждает такой же генератор, как и в передающей установке. Ударно возбуждённые колебания сдвигаются по фазе с помощью ёмкостного фазовращателя и сравниваются с принятой группой из четырех импульсов. Сигнал ошибки используется для автоматического сопровождения принятых импульсов.

Передающее устройство. Принципиальная схема передающего устройства (синхронизатора) приведена на рис. XI.21. Блокинг-генератор L_{1a} является генератором опорного импульса. Положительный выброс в анодной цепи усиливается лампой L_{126} и служит для запуска выходного блокинг-генератора L_{12a} . Импульс длительностью в 1 мксек подаётся через катодный повторитель

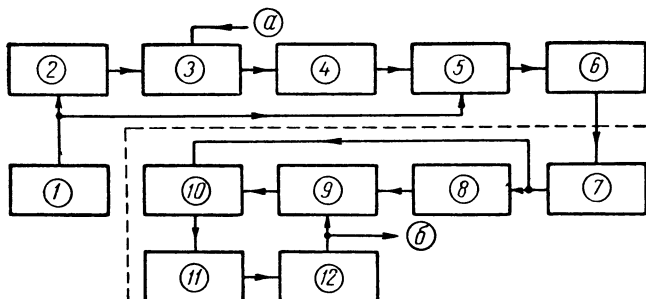


Рис. XI. 20. Скелетная схема импульсной системы с фазовой модуляцией:

1 — генератор опорного импульса, 2 — генератор синусоидальных колебаний с ударным возбуждением, 3 — емкостный фазовращатель, 4 — цепь формирования импульсов, 5 — смеситель, 6 — передатчик, 7 — приемник, 8 — генератор синусоидальных колебаний с ударным возбуждением, 9 — емкостный фазовращатель, 10 — фазовый дискриминатор, 11 — усилитель сигнала ошибки, 12 — управляющий мотор;

a — вход угловых данных, b — выход угловых данных.

на кодирующее устройство. В кодирующем устройстве формируется тройной импульс с интервалами в 3 мксек и 5 мксек таким же способом, как в синус-косинусной системе. Кодированный импульс подаётся на модулятор релейного передатчика через катодный повторитель L_{13} .

Однопериодный мультивибратор L_2 формирует широкий отрицательный импульс ударного возбуждения генератора L_3 . Длительность импульса соответствует восьми периодам ударно возбуждённых колебаний. Ударно возбуждённые колебания подаются на одну из пластин трёхфазного ёмкостного фазовращателя, вращающегося синхронно с антенной. На две другие пластины колебания подаются через фазосдвигающие каскады L_4 и L_5 . Модулированные по фазе колебания усиливаются лампой L_6 , детектируются с отсечкой в 90° лампой L_{7a} , усиливаются лампой L_{76} и дифференцируются трансформатором. Дифференцируемые импульсы подаются на управляющую сетку временного селектора L_{11} , защит-



1-генератор опорного импульса, 2-генератор широкого прямоугольного импульса, 3-генератор синусоидальных колебаний с ударным возбуждением, 4-фазовый модулятор, 5-катодный повторитель, 6-коллекторная линия задержки, 7-катодный повторитель, 8-усилитель, 9-катодный повторитель, 10-цепь формирования импульсов, 11-генератор пилообразного напряжения, 12-амплитудный компаратор, 13-генератор секторного импульса, 14-временной селектор, 15-выходной блок-генератор, 16-качественный трехфазный колпесатор; 6-выход на емкостный фазовращатель, 8-выход от емкостного фазовращателя.

ная сетка которого возбуждается селекторным импульсом, формируемым лампой L_9 . Длительность селекторного импульса соответствует четырём периодам. Генератор селекторного импульса L_9 запускается амплитудным компаратором L_{86} , на сетку которого подана сумма пилообразного напряжения (L_{8a}) и дифференцированных импульсов. Амплитудный компаратор усиливает третий фазомодулированный импульс. Таким образом, временной селектор выделяет четвёртый, пятый, шестой и седьмой импульсы, интервалы между которыми строго одинаковы, так как режим генератора с ударным возбуждением успевает установиться к четвертому импульсу. Селектированные импульсы подаются на лампу L_{12a} и кодируются так же, как опорный импульс. На рис. XI.22a показана фотография импульсов на выходе релейной линии передачи.

Приёмное устройство. На рис. XI.23 показана принципиальная схема приёмного устройства. Напряжение приёмника (уровень 3 в) через 70-омный кабель подаётся на усилитель L_{1a} и затем через катодный повторитель L_{20} на индикатор. Синхронизирующие импульсы усиливаются лампой L_2 и дифференцируются в её анодной цепи с помощью индуктивности. После этого они вновь усиливаются и ограничиваются по амплитуде лампой L_3 и подаются на декодирующее устройство. Первые два импульса подаются на управляющую сетку, а третий на экранирующую сетку лампы L_4 . При правильных интервалах между импульсами в анодной цепи лампы L_4 появляется декодированный импульс, полярность которого меняется трансформатором в её анодной цепи. Декодированный импульс после усиления в лампе L_5 запускает мультивибратор L_6 . Лампы L_6 , L_7 , L_8 и L_9 образуют такой же фазовый модулятор с ударным возбуждением, как в передающем устройстве. Выходное напряжение ёмкостного фазовращателя усиливается лампами L_{10} и L_{11} и подаётся на сетки фазового дискриминатора L_{12} . Декодированные импульсы, совпадающие во времени с ударно возбуждёнными колебаниями, усиливаются временным селектором L_{14} и запускают блокинг-генератор L_{13a} . Напряжение блокинг-генератора подаётся на аноды фазового дискриминатора. Конденсатор фазового дискриминатора (цепь запоминания) заряжается положительно при совпадении декодированных импульсов с положительными полупериодами ударно возбуждённых колебаний и отрицательно при совпадении с отрицательными полупериодами. Напряжение фазового дискриминатора является сигналом ошибки следящей системы, поворачивающей ёмкостный фазовращатель до совпадения нулевых точек ударно возбуждённой синусоиды с синхронизирующими импульсами.

В этом устройстве применена несколько необычная следящая система. Когда переключатель выбора рода работы L_1 стоит в положении 1, следящая система работает обычным образом.

Сигнал ошибки модулирует колебания вибрационного модулятора с частотой 60 гц. Модулированная несущая фильтруется несамовозбуждающимся RC -генератором L_{16} . Положительная обратная связь RC -генератора осуществляется с анода лампы L_{16a} на сетку лампы L_{165} через ёмкость и сопротивление. Сетка лампы L_{166}

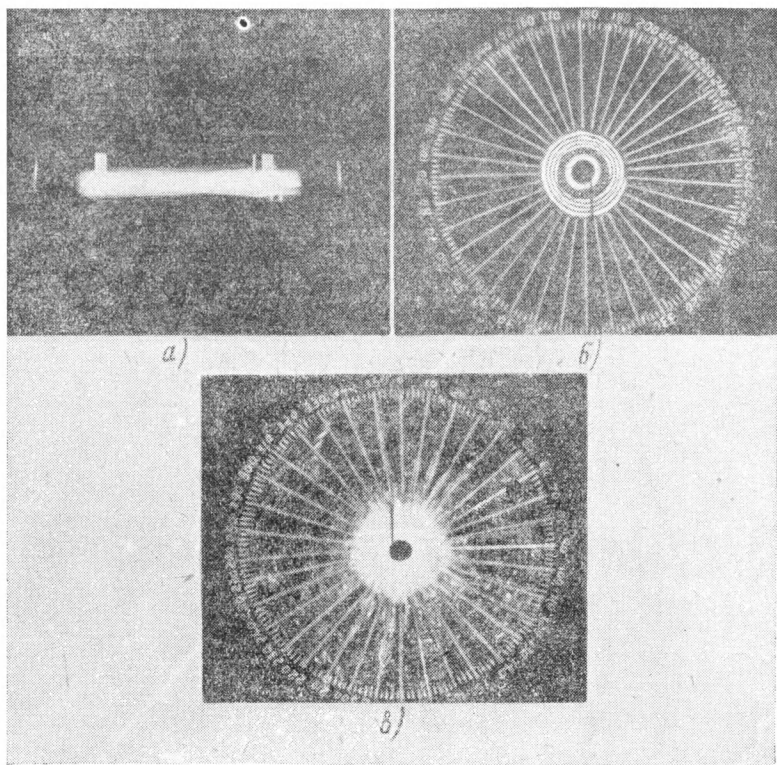
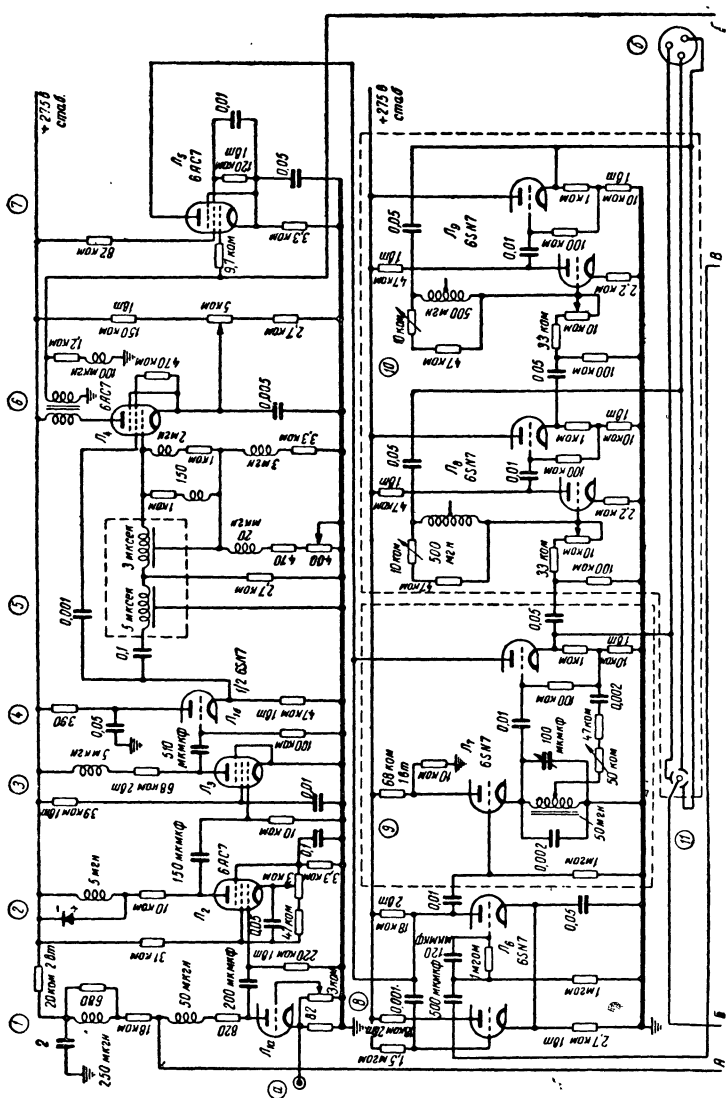


Рис. XI.22. Фотографии, иллюстрирующие качество работы импульсной системы с фазовой модуляцией.

шунтирована параллельно соединёнными ёмкостью и сопротивлением. Цепь обратной связи замыкается через сопротивление, соединяющее катоды ламп L_{16a} и L_{166} . (Вместо RC -генератора лучше было бы использовать усилитель с отрицательной обратной связью через двойной T -образный фильтр). Отфильтрованное напряжение усиливается лампами L_{17} , L_{18} и L_{19} и подаётся на одну из обмоток двухфазного управляющего мотора. Стабилизирующим элементом является „фазоопережающая цепь“ L_{15}^6 , хорошо пропускающая высокочастотные составляющие сигнала ошибки и подавляющая низкочастотные.



При установке переключателя рода работы Π_1 в положение 2 следящая система «изучает» в течение регулируемого отрезка времени скорость, с которой она должна следовать за передаваемыми данными. При пропадании сигнала она «запоминает» эту скорость также на регулируемый отрезок времени, который может быть сделан очень значительным. В результате система усредняет выработанную скорость вращения, причём степень усреднения может изменяться в зависимости от режима работы.

Схема работает следующим образом. Лампа J_{21a} является ёмкостью, равной действительной ёмкости сеточной цепи, умноженной на коэффициент усиления лампы. Сопротивление утечки такой ёмкости значительно превосходит сопротивление утечки обычного конденсатора эквивалентной ёмкости. Лампа J_{21a} служит в качестве цепи «запоминания». Лампа J_{22} является фазопередающей стабилизирующей цепью. Благодаря применению тахогенераторной обратной связи скорость вращения управляющего мотора пропорциональна напряжению в катодной цепи лампы J_{22} . При модуляции синхронизирующих импульсов по времени цепь «запоминания» вырабатывает сигнал ошибки. При этом управляющий мотор вращается с такой скоростью, чтобы сигнал ошибки сохранял постоянное небольшое значение. В случае пропадания сигнала управляющий мотор продолжает вращаться благодаря заряду на цепи «запоминания» с выработанным значением скорости впредь до появления сигнала или разряда конденсатора токами утечки. Такое устройство эквивалентно системе с двумя интеграторами, описанной в главе VIII.

Сравнительные испытания показали, что импульсная система с фазовой модуляцией работает при наличии шумов и помехи так же хорошо, как и синус-косинусная система несмотря на то, что в системе с фазовой модуляцией отсутствовала защита узкими селекторными импульсами и селекторным импульсом видеосигнала (хотя она и могла быть легко добавлена). При этом система с фазовой модуляцией содержит меньше элементов и проще в конструктивном отношении.

Частоты контуров с ударным возбуждением передающей и приёмной систем не должны совпадать идеально точно, так как они возбуждаются в каждом периоде повторения. Разность частот до 10% еще не оказывает заметного влияния. Поэтому настройка колебательных контуров может быть произведена в процессе производства. Ёмкостные фазовращатели настраиваются по калибровочному трёхфазному конденсатору без роторной пластины, встроенному в аппаратуру. Эта калибровка является единственной в системе и соответствует установке нуля и регулировке крутизны характеристики временных модуляторов синус-косинусной системы.

Качество работы системы с фазовой модуляцией иллюстрируется фотографией экрана кругового обзора на рис. XI.22,б. Вместо 184

видеосигналов по релейной линии передавались угловые отметки с интервалом в 10° . При сравнении с нанесенной шкалой видна периодическая ошибка с максимальным значением $\pm 4^\circ$. На рис. XI.22,в приведена фотография того же экрана при наличии сильных асинхронных сигналов помехи.

УПРОЩЕННАЯ РЕЛЕЙНАЯ РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ВРАЩЕНИЯ С ПОСТОЯННОЙ СКОРОСТЬЮ

14. Введение

Описываемая ниже система пригодна в тех случаях, когда отсутствуют замирания сигналов и антенна радиолокатора вращается с постоянной скоростью, так что вращение может быть передано с другой скоростью, чем вращение антенны (многоскоростная система передачи). Как видно из временной диаграммы рис. XI.24, зондирующий импульс передатчика радиолокатора запускает кодо-

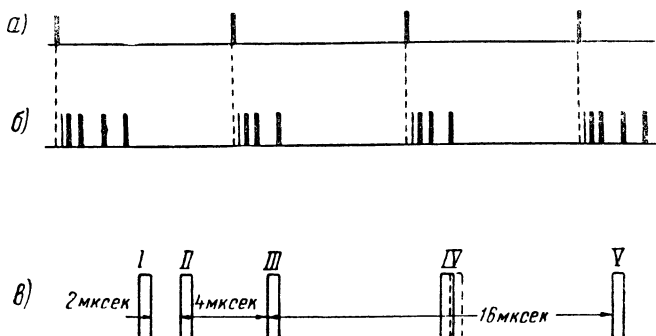


Рис. XI.24. Временные диаграммы синхронизирующих импульсов упрощенной релейной системы:

а—зондирующий импульс передатчика радиолокационной станции, *б*—три кодовых импульса, импульс, модулированный по времени, и коммутирующий импульс; во втором и третьем периодах коммутирующий импульс отсутствует, *в*—I, II и III—кодовые импульсы, IV—импульс, модулированный по времени, передающий угловые данные, V—коммутирующий импульс.

вую группу синхронизирующих сигналов. Кодовая группа отстоит от зондирующего импульса на 10 мксек и занимает интервал в 22 мксек. Для того, чтобы этот интервал мог быть занят синхронизирующими импульсами, приемник радиолокатора запирается в течение 30 мксек после зондирующего импульса. Такая потеря нескольких километров по дальности в начале шкалы не существенна, поскольку обычно она заполнена интенсивными отражениями от местных предметов.

Первые три импульса группы, разделенные интервалами в 2 и 4 мксек, являются собственно кодовой группой для защиты пускового импульса индикатора и импульса, передающего данные. Чет-

вертый импульс модулирован по времени переменным током генератора, скорость вращения которого пропорциональна скорости вращения антенны радиолокатора. Частота генератора равна 60 гц при 4 оборотах антенны в минуту.

Через 16 мксек после третьего кодового импульса передается «коммутирующий импульс». Коммутирующий импульс включается через каждые два периода повторения на третий и управляет ламповым переключателем, с помощью которого в релейную линию передачи может быть включен еще один радиолокатор. Таким образом, по одной релейной линии могут быть переданы угловые данные двух независимых радиолокаторов. Видеосигналы, синхронизирующие импульсы, временные и угловые отметки смешиваются перед подачей в линию передачи.

Принятые сигналы декодируются и возбуждают пусковой импульс индикатора непосредственно вслед за третьим кодовым импульсом. Импульс, модулированный по времени, демодулируется, фильтруется, усиливается и используется для питания управляющего мотора. Мотор вращается с такой же скоростью, как и генератор, связанный с антенной радиолокатора. Мотор связан с синхронной системой через редуктор, так что скорость вращения синхронной системы равна скорости вращения антенны радиолокатора. Изображение на вынесенном индикаторе фазировается с изображением радиолокационной станции вручную по угловым отметкам, передаваемым вместе с видеосигналами. Во время работы фазировка изображения обычно не нарушается.

15. Элементы системы

Синхронизатор. На рис. XI.25 приведена принципиальная схема кодирующего устройства. Положительный пусковой импульс радиолокатора усиливается лампой L_{56} и запускает мультивибратор задержки L_1 . Прямоугольный импульс мультивибратора длительностью 10 мксек дифференцируется трансформатором T_1 . Дифференцированный импульс от заднего фронта десятимикросекундного импульса служит для запуска блокинг-генератора L_{2a} , длительность импульса которого составляет 0,75 мксек. Этот импульс после задержки в линии $LЗ_1$ и усиления в лампе L_{26} снова запускает через 2 мксек блокинг-генератор L_{2a} . После второго импульса блокинг-генератор выключается благодаря отрицательному заряду на конденсаторе C_4 . Импульс в катодной цепи лампы L_{26} задерживается на 4 мксек линией $LЗ_2$ и запускает блокинг-генератор L_{3a} с длительностью импульса 0,75 мксек. На конденсаторе сеточного смещения лампы $LЗ_a$ возникает большое отрицательное напряжение (спадающее по экспоненте), которое запирает разрядную лампу L_{36} . В анодной цепи лампы L_{36} возникает пилообразное напряжение положительной полярности. Амплитудный компаратор L_{4a} определяет момент за-

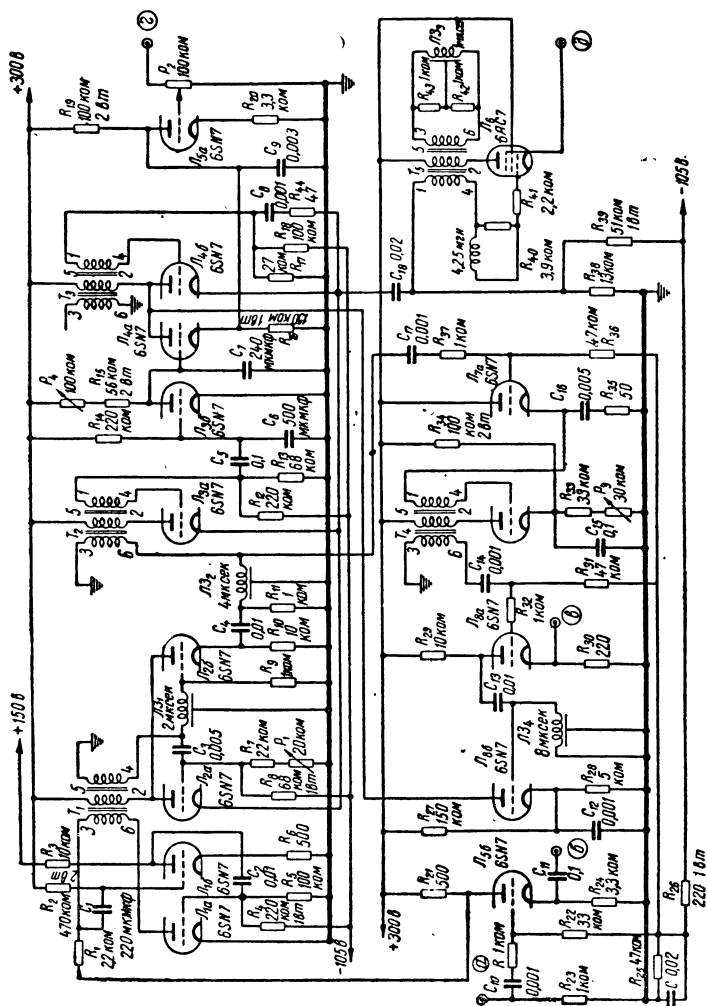


Рис. XI.25. Принципиальная схема кодирующего устройства упрощенной релейной системы:

a—вход пускового импульса от радиолокационного передатчика, *б*—выход импульса № 1 на блок смесителя, *в*—выход импульса № 2 на блок смесителя, *г*—вход напряжения генератора переменного тока, *д*—выход синхронизирующих импульсов на блок смесителя через 70-омный кабель.

пуска пилообразным напряжением блокинг-генератора L_{46} . Длительность задержки зависит от величины опорного напряжения на амплитудном компараторе и крутизны пилообразного напряжения. Опорное напряжение модулируется через L_{5a} напряжением генератора переменного тока, связанного механически с антенной. Благодаря этому импульс смещается на 8 $\mu\text{сек}$ и модулируется по времени на $\pm 0,5 \mu\text{сек}$.

Импульс блокинг-генератора L_{3a} запускает через катодный повторитель L_{7a} блокинг-генератор L_{76} , являющийся делителем частоты с коэффициентом деления 3. Импульс делителя частоты подается на блок смесителя видеосигналов через лампу L_{8a} .

Отрицательный импульс в анодной цепи лампы L_{8a} проходит через линию задержки L_{34} . Отраженный от замкнутого конца линии положительный импульс запускает через 16 $\mu\text{сек}$ блокинг-генератор L_{46} через лампу L_{86} .

Импульсные токи в катодных цепях ламп L_{2a} , L_{3a} и L_{46} складываются в общем сопротивлении, падение напряжения на котором подается на сетку блокинг-генератора L_6 . Лампа L_6 формирует на 75-омном выходном кабеле импульсы прямоугольной формы напряжением 20 в, длительностью в 1 $\mu\text{сек}$ с временем нарастания и спада около 0,1 $\mu\text{сек}$. Время восстановления режима этого блокинг-генератора очень мало, так что его запуск может производиться последовательно всеми импульсами кодовой группы. Длительность импульсов точно определяется линией L_{33} .

Смеситель видеосигналов. Принципиальная схема смесителя приведена на рис. XI.26. Видеосигналы от двух радиолокаторов подводятся к смесительным лампам L_{2a} и L_{3a} . Лампы L_{1a} и L_{16} являются восстановителями постоянной составляющей. Соответствующие угловые отметки подаются на сетки ламп L_{26} и L_{36} . Катоды ламп L_2 и L_3 присоединены к временным селекторам L_{4a} и L_{5a} с общей анодной нагрузкой. Для чередования во времени видеосигналов двух радиолокаторов временные селекторы переключаются полупериодным мультивибратором L_8 . Запуск полупериодного мультивибратора осуществляется путем подачи пускового импульса (импульс № 1 на рис. XI.25) на сетку и коммутирующего импульса (импульс № 2 на рис. XI.25) на катод лампы L_{8a} . При подаче коммутирующего импульса передаются видеосигналы второго радиолокатора.

Напряжение временных селекторов подается на сетку лампы L_{46} . Лампы L_{46} и L_{56} образуют временной селектор, переключаемый однопериодным мультивибратором L_9 , длительность импульса которого равна 35 $\mu\text{сек}$. На сетку лампы L_{56} подаются синхронизирующие импульсы, усиливаемые в течение 35- $\mu\text{сек}$ прямоугольного импульса. В течение всего остального времени передаются видеосигналы. Отметки дальности смешиваются с видео-

сигналом через лампу L_{66} . Перед подачей на релейный передатчик смешанные сигналы усиливаются лампой L_{6a} и катодным повторителем L_7 .

Декодирующее устройство. Принципиальная схема декодирующего устройства приведена на рис. XI.27. Положительные видеосигналы релейного приёмника (уровень 2 в) подаются через цепь с постоянной времени в 1,5 мксек на сетку лампы L_{1a} . Через лампу L_{1a} проходит ток, когда лампа L_{116} заперта. Цепь с малой постоянной времени предназначена для подавления сигналов помехи большой длительности. Видеосигналы усиливаются до 8 в и ограничиваются по амплитуде лампой L_2 , напряжение отсечки которой равно 4 в. Уровень видеосигнала в анодной цепи лампы L_2 составляет +70 в. Этот сигнал подаётся на линию задержки LZ_1 через лампу L_{3a} . Импульс на сетке лампы L_{36} появляется с задержкой в 2 мксек, а на сопротивлении 430 ом одновременно с импульсом в анодной цепи лампы L_{3a} . При подаче второго импульса с правильным кодовым интервалом задержанный первый импульс складывается с незадержанным вторым. Так как их сумма превышает напряжение смещения лампы L_{36} , эта лампа усиливает второй кодовый импульс.

Выходное напряжение лампы L_{36} подаётся через линию задержки LZ_2 с задержкой в 4 мксек на катод лампы L_4 . Обмотки трансформатора в обеих половинах лампы L_4 включены навстречу, поэтому в отсутствии третьего кодового импульса напряжение в анодной цепи лампы L_4 равно нулю. Однако при подаче третьего кодового импульса отрицательной полярности из анодной цепи лампы L_{3a} на сетку лампы L_{4a} равновесие лампы L_4 нарушается, и лампа L_{46} возбуждает блокинг-генератор L_{5a} . Выходное напряжение лампы L_{5a} используется в качестве пускового импульса электронно-лучевых индикаторов. Напряжение на конденсаторе в сеточной цепи блокинг-генератора служит в качестве отрицательного широкого импульса для запуска генератора пилообразных колебаний L_{56} . Опорное напряжение амплитудного компаратора L_{6a} установлено таким образом, что через 8 мксек после начала нарастания пилообразного напряжения запускается блокинг-генератор L_{66} . Импульс блокинг-генератора проходит через линию LZ_3 с задержкой в 1 мксек, усиливается лампой L_{7a} и благодаря цепи отрицательной обратной связи прекращается через 1 мксек. Таким образом, лампы L_{66} и L_{7a} формируют два одномикросекундных импульса с интервалом между ними в 1 мксек. Эти импульсы используются в качестве селекторных во временных селекторах L_{8a} и L_{86} . Импульс из анодной цепи лампы L_{3a} , модулированный по времени в соответствии с изменением передаваемой угловой координаты, подаётся на общее катодное сопротивление временных селекторов. Он совпадает во времени с селекторными импульсами. Напряжение временных селекторов выпрямляется дифферен-

циальным детектором L_9 , который восстанавливает форму напряжения генератора, связанного с антенной радиолокатора. Напряжение, непосредственно содержащее данные передаваемой угловой координаты, подаётся в блок „генератора угловой координаты“ через катодный повторитель L_{10a} .

Во избежание ложного срабатывания декодирующего устройства от видеоимпульсов, интервалы между которыми могут оказаться случайно такими же, как и выбранные кодовые интервалы, применяется цепь выключения декодирующего устройства во время подачи видеосигналов. С этой целью декодированный импульс из анодной цепи лампы L_{5a} подаётся на сетку лампы L_{12a} . Отрицательный анодный импульс лампы L_{12a} проходит через линию задержки LZ_5 , отражается от замкнутого конца, и отражённый положительный импульс через 16 $\mu\text{сек}$ подаётся на сетку лампы L_{10b} . Этот импульс задерживается еще на 2 $\mu\text{сек}$ в линии LZ_4 и запускает одноперiodный мультивибратор L_{11} , формирующий импульс длительностью 3000 $\mu\text{сек}$ и запирающий лампу L_{1a} на всё время приёма видеосигналов. Лампа L_{1b} служит для компенсации образующегося при этом опорного сигнала (пьедестала), хотя нет особой нужды в её применении.

Коммутирующий импульс селектируется лампой L_{12b} . Декодированный пусковой импульс подаётся на сетку этой лампы с задержкой в 16 $\mu\text{сек}$, так что коммутирующий импульс, подаваемый на катод, совпадает во времени с задержанным пусковым импульсом и усиливается лампой. Выходное напряжение лампы L_{12b} подаётся на блок разделения видеоканалов.

Блок разделения видеоканалов. Принципиальная схема блока разделения видеоканалов изображена на рис. XI.28. Отрицательный видеосигнал подаётся на общее катодное сопротивление ламп L_{2a} и L_{4a} через лампу L_{7b} декодирующего устройства. Коммутирующие сигналы подаются на сетки ламп L_{2a} и L_{4a} от полупериодного мультивибратора L_1 , который работает так же, как в смесителе видеосигналов (рис. XI.26). Лампа L_{1a} выключается пусковым импульсом индикатора и включается при каждой подаче коммутирующего сигнала. Лампы L_{3a} и L_{3b} применены для компенсации опорного импульса (пьедестала). Ток покоя ламп L_{3a} и L_{3b} равен току покоя ламп L_{2a} и L_{4a} . Видеосигналы первого канала усиливаются лампой L_{2b} и подаются на линию через катодный повторитель L_5 . Ту же роль во втором канале выполняют лампы L_{4b} и L_6 .

Генератор угловой координаты. Принципиальная схема генератора приведена на рис. XI.29. Демодулированное напряжение переменного тока подаётся на полосовой фильтр с полосой пропускания от 30 до 90 гц . Такая полоса пропускания фильтра даёт возможность менять скорость вращения антенны радиолокатора от 2 до

6 об/мин. Отфильтрованное напряжение усиливается обычным усилителем L_1, L_2, L_3, L_4 и подаётся на небольшой синхронный мотор, связанный с сельсином, вращающим отклоняющие катушки индикатора.

Испытания показали, что эта система удовлетворительно работает при большой импульсной помехе. Фаза изображения не сбивается в течение нескольких часов. Эта система проще в настройке и эксплуатации, чем ранее описанные, так как форма выходных импульсов не имеет решающего значения. Кроме того, так как угловые координаты передаются со скоростью, в 900 раз превышающей скорость вращения антенны радиолокатора ($0,33^\circ$ на оборот), то небольшая расстройка временного модулятора или демодулятора не имеет сколько-нибудь существенного значения.

РЕЛЕЙНАЯ РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СИСТЕМА С ПОСТОЯННЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

В этой системе для передачи угловых координат антенны применены звуковые частоты, модулированные по синусоиде. Система известна под названием AN/ART-18 и AN/ARR-17. В системе применены три поднесущих звуковой частоты. Поднесущие модулируют по частоте основную поднесущую (частота 2 мГц). Основная поднесущая складывается с радиолокационными видеосигналом и синхронизирующим импульсом и модулирует по частоте несущую частоту (около 100 мГц). Поднесущие отделяются в приёмной установке от видеоимпульсов с помощью фильтров и после демодуляции преобразуются в напряжения постоянного тока, пропорциональные синусу и косинусу угла поворота антенны. Эти напряжения модулируют синусную и косинусную составляющие линейной развёртки, питающей неподвижную отклоняющую катушку индикатора кругового обзора.

16. Передающее устройство

На рис. XI.30 приведена скелетная схема передающего устройства. С антенной радиолокатора связан передачей с отношением 1:1 сельсин с однофазным ротором и двухфазным статором. Статорные катушки возбуждаются двумя генераторами с частотами 885 и 2250 гц. Напряжение на роторе состоит из двух составляющих. Составляющая с частотой 885 гц модулирована по амплитуде по закону $E_1 \sin \theta$, а составляющая с частотой 2250 гц по закону $E_1 \cos \theta$, где θ — угол поворота ротора. При отрицательных значениях $E_1 \sin \theta$ или $E_1 \cos \theta$ фаза несущих частот меняется на 180° (см. главу XII книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы»). С целью различения в приёмном оборудовании фазы несущей к напряжению сельсина добавляются немодулированные несущие тех же частот, но с более высоким уровнем E_2 . Эти напряжения служат для передачи опорной фазы.

Напряжения каждой частоты на выходе смесителя (делителя напряжения) всегда в фазе с напряжениями звуковых генераторов и никогда не достигают нулевого значения. Напряжение делителя смешивается с колебаниями третьего генератора с частотой 5090 гц. Третья частота применяется для создания опорного уровня для колебаний E_2 и может быть вычтена в приёмном устройстве при демодуляции сигнала. Смешанный сигнал используется для частотной модуляции генератора 2 мгц с помощью реактивной лампы.

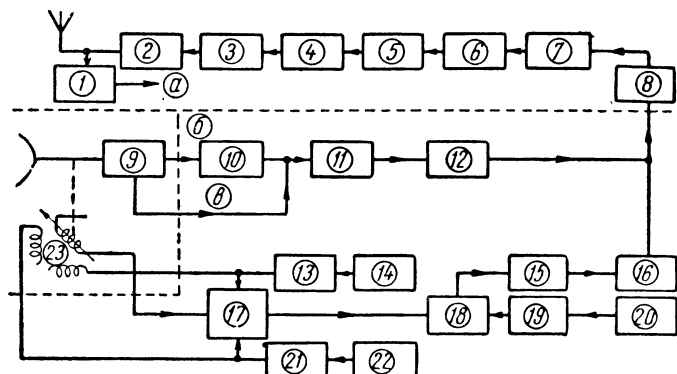


Рис. XI.30. Скелетная схема релейной радиолокационной передающей установки ART-18:

1—контрольный детектор и частотный дискриминатор, 2—мощный усилитель, 3—удвоитель частоты, 4—удвоитель частоты, 5—генератор-удвоитель частоты, 6—частотный модулятор, 7—усилитель-инвертор, 8—усилитель, 9—радиолокационная станция, 10—усилитель-амплитудный ограничитель, 11—видеоусилитель, 12—катодный повторитель, 13—катодный повторитель, 14—генератор (частота 2250 гц), 15—частотный модулятор, 16—генератор (частота 2 мгц), 17—делитель напряжения и смеситель, 18—катодный повторитель смесителя, 19—катодный повторитель, 20—генератор (частота 5090 гц), 21—катодный повторитель, 22—генератор (частота 885 гц), 23—двухфазный фазорасщепляющий сельсин;

а—выход на контрольный индикатор, б—пусковые импульсы, в—видео-сигнал.

Синхронизирующий импульс временной развёртки индикатора кругового обзора формируется из зондирующего импульса радиолокационного передатчика. Он ограничивается по амплитуде и смешивается с видеосигналом радиолокационного приёмника в противоположной полярности. Видеосигналы приёмника гасятся во время подачи пускового импульса.

Импульсные сигналы и колебания, передающие угловую координату, смешиваются и модулируют по частоте генератор на 12 мгц с помощью частотного модулятора. Несущая частота трижды удваивается и образует колебания около 100 мгц с частотным отклонением ± 4 мгц.

Полоса пропускания всех элементов рассчитана на усиление импульсов длительностью в 1 мксек. Синхронизирующий импульс легко отличим от видеоимпульсов, так как он отклоняет частоту передатчика в противоположную сторону.

17. Приемное устройство

На рис. XI.31 приведена скелетная схема приёмного устройства. Приёмник является обычным супергетеродином с полосой пропускания 8 мГц. Выходной импульс приёмника состоит из суммы синхронизирующего и видеосигналов и частотно-модулированной поднесущей (2 мГц). Импульсные сигналы выделяются и подаются на электронно-лучевой индикатор, находящийся в «блоке разделения». Поднесущая отфильтровывается, усиливается, ограничивается по амплитуде и демодулируется. Три звуковые частоты разделяются полосовыми фильтрами. Частоты 885 и 2 250 Гц демодулируются и подаются на катодные повторители. Частота 5 090 Гц отфильтровывается и демодулируется. Постоянное напряжение, полученное в результате демодуляции опорной частоты 5 090 Гц, вычитывается из демодулированных синусной и косинусной составляющих угловой координаты для восстановления правильного нулевого уровня этих составляющих.

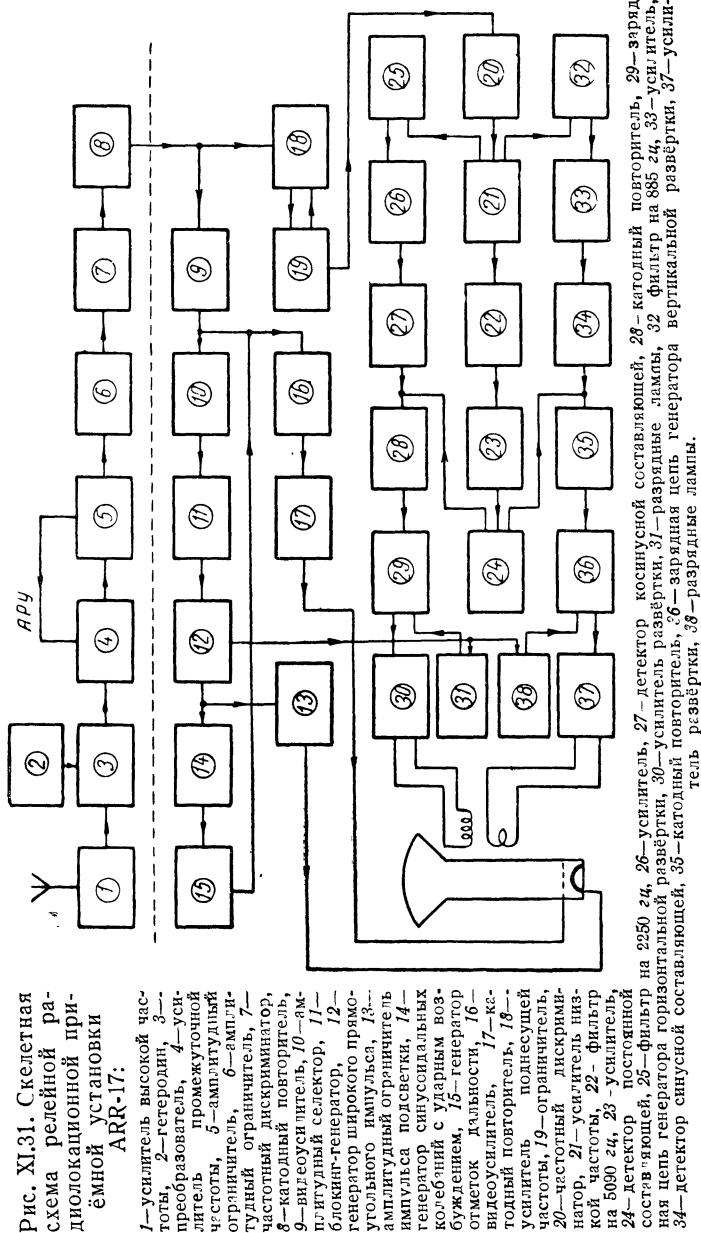
Синусная и косинусная составляющие используются в качестве анодных напряжений питания генераторов горизонтальной и вертикальной развёртки электронно-лучевого индикатора. Напряжения генераторов развёртки усиливаются и питают неподвижную отклоняющую катушку электронно-лучевой трубки. Крутизна пилообразного напряжения в первом приближении пропорциональна напряжению питания. Поэтому радиальная временная развёртка индикатора кругового обзора вращается синхронно с антенной радиолокатора.

Выходное напряжение приёмника усиливается видеоусилителем, полоса которого рассчитана таким образом, что он почти не пропускает поднесущей 2 мГц. Синхронизирующий импульс отделяется от видеосигнала с помощью усилителя с большим напряжением смещения и блокинг-генератора. Синхронизирующий импульс запускает генератор широкого прямоугольного импульса, используемого для ударного возбуждения генератора отметок дальности. Отметки дальности, формируемые путём амплитудного ограничения и дифференцирования ударно возбуждённых синусоидальных колебаний, смешиваются с видеосигналом. Смешанный сигнал усиливается и подаётся на управляющую сетку электронно-лучевой трубки. Синхронизирующий импульс не отфильтровывается из видеоканала, так как он предшествует развёртке. Широкий прямоугольный импульс используется также после амплитудного ограничения для подсветки электронно-лучевой трубки и для запуска разрядных ламп развёрток дальности.

18. Элементы системы

Смеситель. На рис. XI.32 приведена принципиальная схема смесителя. Генераторы звуковых частот являются обычными RC-генераторами с трёхзвенными широкополосными фильтрами обратной связи (см. главу IV книги «Генерирование электрических колеба-

Рис. XI.31. Скелетная схема релейной радиолокационной приёмной установки ARR-17:



ний специальной формы»). Генераторы помещены в термостат. В термостате находится также потенциометр, с помощью которого к напряжению на статорных обмотках сельсина добавляется переменное напряжение постоянного уровня, так как очень важно, чтобы отношение напряжения питания сельсина к напряжению постоянного уровня не менялось *. Частоты генераторов устанавливаются в процессе производства и настолько стабильны, что не требуют дальнейшей подстройки. Статорные обмотки питаются через катодные повторители с регулируемым коэффициентом усиления. Регулировка усиления предусмотрена также в канале 5 090 гц.

В частотном модуляторе L_6 применена обычная реактивная лампа с обратной связью через анодно-сеточную ёмкость. Реактивная лампа служит переменной ёмкостью колебательного контура генератора 2 мгц. При увеличении модулирующего сигнала положительной полярности растёт эффективная ёмкость контура и, следовательно, частота уменьшается.

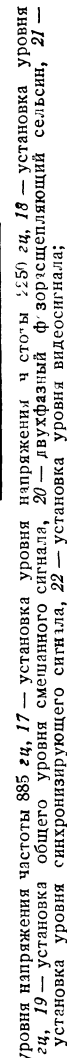
Генератор L_7 собран по трёхточечной схеме, причём анодом является экранирующая сетка пентода. Колебательный контур в анодной цепи связан с генератором электронной связью. Анодный колебательный контур сильно нагружён выходным делителем напряжения и имеет широкую полосу пропускания.

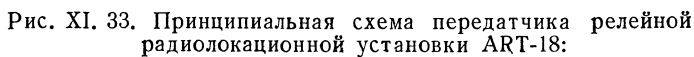
Положительные видеосигналы подаются на усилитель L_8 , коэффициент усиления которого меньше единицы. Падение напряжения на параллельно соединённых сопротивлении R_{41} и конденсаторе C_{30} используется для запираания катодного повторителя синхронизирующего импульса L_{96} . Полярность отрицательных видеосигналов в анодной цепи лампы L_{8a} меняется лампой L_{86} и подаётся на катодный повторитель видеосигналов и синхронизирующих импульсов L_{10} . Выходное напряжение катодного повторителя L_{10} смешивается с напряжением поднесущей 2 мгц и подаётся на релейный передатчик. Отрицательный синхронизирующий импульс ограничивается по амплитуде лампой L_{97} . В момент подачи синхронизирующего импульса напряжение в катодной цепи лампы L_{96} увеличивается, вследствие чего запирается усилитель видеосигналов L_{8a} . При этом возрастает анодное напряжение лампы L_{8a} , благодаря чему на релейный передатчик подаётся синхронизирующий импульс отрицательной полярности. Напряжение на катоде лампы L_{8a} в момент подачи синхронизирующего импульса достаточно для запираания видеоканала.

Релейный передатчик. Принципиальная схема передатчика приведена на рис. XI.33. Положительные видеосигналы, отрицательный синхронизирующий импульс и поднесущая 2 мгц подаются на видеоусилитель и инвертор. Напряжение усилителя-инвертора по-

* Эта система напоминает синус-косинусную систему, так как напряжение переменного тока частоты 885 гц равно $K + A \sin \theta$, а напряжение переменного тока частоты 2250 гц равно $K + A \cos \theta$. Напряжение переменного тока частоты 5090 гц равно K .

1 – терморегулятор (на 5000 С), 2 – генератор (5000 г), 3 – генератор (2250 г), 4 – генератор (985 г), 5 – катодный повторитель (канала на 885 г), 6 – канал на 885 г, 7 – канал на 275 г, 8 – катодный повторитель (канала на 5000 г), 9 – усилитель, 10 – генератор, 11 – усилитель, 12 – усилитель видео-сигналов и синхронизирующих импульсов, 13 – усилитель синхронизирующих импульсов, 14 – лампа, ком-мутирующая видеосигналы, 15 – катодный повторитель, 16 – катодный повторитель и синхронизирующих им-





а — вход видеосигнала, **б** — выход на контрольный индикатор, **в** — выход на контрольный осциллоскоп, **г** — антенный вывод.

даётся на сетки двух реактивных ламп в противоположных полярностях. Одна лампа является эффективной индуктивностью, включённой параллельно колебательному контуру, а другая эффективной ёмкостью. Действие ламп взаимно противоположно, так что при увеличении сопротивления одной из ламп и одновременном уменьшении другой можно получить в широких пределах линейное частотное отклонение.

Экранирующие сетки пентодных генераторных ламп используются в качестве анодов, а анодные цепи связаны с генератором электронной связью. Генератор соединён по двухтактной схеме, а аноды параллельно, так что нечётные гармоники компенсируются. Двухконтурная колебательная цепь в аноде настроена на вторую гармонику. Два удвоителя частоты являются обычными усилителями в режиме класса *C* с двухконтурными колебательными цепями, настроенными на вторую гармонику анодного тока соответствующей лампы. В мощном двухтактном усилителе применены пентоды типа 4E27. Благодаря хорошей внутренней экранировке ламп этот каскад не требует дополнительной нейтрализации. Для контроля за работой передатчика предусмотрены пиковый детектор и частотный дискриминатор. Во всех каскадах применена сильная связь между контурами. Усиление в пределах необходимой полосы 8 мгц обеспечивается малым *Q* контуров.

Релейный приемник. На рис. XI.34 изображена принципиальная схема приемника. В усилителе высокой частоты, преобразователе, гетеродине и усилителе промежуточной частоты применены лампы типа 6AK5. Колебательные контуры, антенны и преобразователи настраиваются в процессе производства. Для подстройки гетеродина предусмотрен полупеременный конденсатор.

Восьмиламповый усилитель промежуточной частоты состоит из четырех групп по два взаимно расстроенных каскада (55 и 65 мгц) с коэффициентом усиления каждого каскада, равным 10. Общая полоса пропускания равна 8 мгц. Напряжение автоматической регулировки усиления подается на управляющие сетки третьего и четвертого каскадов.

В приемнике применено два ограничителя. Ограничение осуществляется в результате сеточного детектирования (см. главу IX книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы»). Напряжение сеточного смещения первого ограничителя используется также для автоматической регулировки усиления. Постоянная времени цепи автоматической регулировки усиления выбрана возможно малой для того, чтобы импульсная помеха подавляла незатухающие колебания на небольшой отрезок времени.

Частотный дискриминатор обычного типа включен после второго ограничителя. В катодном повторителе, питающем блок разделения через 75-омный кабель, включены параллельно четыре лампы типа 6AK5.

Блок разделения. Принципиальная схема блока разделения изображена на рис. XI.35. Выходной сигнал приемника состоит из по-

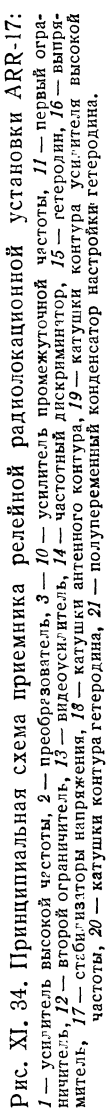


Рис. XI. 34. Принципиальная схема приемника релейной радиолокационной установки ARR-17: 1 — усилитель высокой частоты, 2 — преобразователь, 3 — 10 — усилитель промежуточной частоты, 11 — первый ограничитель, 12 — второй ограничитель, 13 — видеосигнализатор, 14 — частотный дискриминатор, 15 — гетеродина, 16 — выпрямитель, 17 — створизаторы напряжения, 18 — катушки антенного контура, 19 — катушки контура усилителя высокой частоты, 20 — катушки контура гетеродина, 21 — полупеременный конденсатор настройки тетродина.

ложительных видеосигналов, отрицательного синхронизирующего импульса и частотно-модулированной поднесущей частоты 2 мГц. Поднесущая выделяется двумя каскадами усиления и ограничивается по амплитуде двумя ограничителями. Напряжение сеточного смещения первого ограничителя используется в качестве напряжения автоматической регулировки усиления обоих усилительных каскадов. Поднесущая демодулируется в частотном дискриминаторе, настроенном на 2 мГц. После усиления смешанные звуковые частоты разделяются двухконтурными фильтрами и усиливаются мощными усилителями на лампах типа 6V6 в режиме класса А с индивидуальными регулировками усиления.

Частоты 885 и 2 250 гц демодулируются по двухполупериодной схеме с помощью двух пиковых детекторов, включенных таким образом, чтобы выпрямленные напряжения на сетках выходных катодных повторителей были в противофазе. Частота 5 090 гц демодулируется по однополупериодной схеме с помощью двух детекторов, выходные напряжения которых пропорциональны среднему значению поднесущей. Это напряжение вычитается из выходных напряжений демодуляторов на 885 и 2 250 гц. Таким образом напряжения выходных катодных повторителей строго симметричны относительно нулевой оси времени и пропорциональны $\sin \theta$ и $\cos \theta$ соответственно. Эти напряжения служат в качестве источников анодного питания разрядных ламп четырех генераторов пилообразных колебаний. Два из этих генераторов предназначены для горизонтального отклонения электронного луча трубки индикатора и два для вертикального. Так как каждая пара генераторов питается двумя напряжениями, находящимися в противофазе, она формирует пилообразные напряжения положительной и отрицательной полярности. Эти напряжения усиливаются мощными усилителями на лампах 6L6GA и подаются на отклоняющие катушки со средней точкой. Центрирование изображения на индикаторе кругового обзора осуществляется путем регулировки начального уровня напряжения на разрядных лампах одного из генераторов каждой пары. Разрядные лампы с двухсторонней проводимостью описаны в главе III книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы».

Синхронизирующий и видеоимпульсы усиливаются лампой \mathcal{L}_1 . Синхронизирующий импульс в аноде этой лампы имеет положительную полярность, а видеоимпульсы отрицательную. Синхронизирующий импульс выделяется в амплитудном селекторе \mathcal{L}_{4a} , сеточное опорное напряжение смещения которого определяет уровень подрезания импульса. Лампа \mathcal{L}_{4a} запускает блокинг-генератор \mathcal{L}_{4b} , в свою очередь запускающий однопериодный мультивибратор, являющийся генератором широкого прямоугольного импульса. Длительность широкого импульса слегка превышает требуемую длительность развертки дальности. Емкость мультивибратора и генераторов развертки, а также контуры генератора

отметок дальности коммутируются с помощью спаренного переключателя таким образом, чтобы длительность широкого импульса, скорость развертки и временные интервалы отметок дальности соответствовали выбранной шкале дальности.

Отрицательный импульс подсветки подается на катод электронно-лучевой трубки через кабель и катодный повторитель $L_{16\delta}$. Отрицательным широким импульсом также ударно возбуждается генератор отметок дальности L_{14a} . Положительные полупериоды ударно возбужденных синусоидальных колебаний срезаются сеточными токами лампы $L_{14\delta}$. Отрицательные полупериоды формируются в колебания прямоугольной формы с помощью ламп $L_{14\delta}$ и L_{15a} . Для наибольшей шкалы дальности предусмотрена положительная обратная связь с анода лампы L_{15a} на контур L_1 . Для других шкал затухание колебаний не имеет особого значения, так как Q контуров достаточно велико.

В сеточной цепи лампы $L_{15\delta}$ нормально проходит ток (через сопротивление R_{35}). При подаче прямоугольных отрицательных импульсов, сформированных из синусоиды, сеточный ток прерывается и ударно возбуждает контур L_5 с критическим значением затухания. Полупериод этих колебаний усиливается лампой L_{16a} и

отрицательный импульс смешивается с видеосигналами в сеточной цепи лампы L_2 .

Схема генерирования отметок дальности, выбранная в этой аппаратуре, не экономична. Она требует пяти триодов, в то время как достаточно трех или, в крайнем случае, четырех. При этом все лампы, кроме одной, потребляют большой ток.

Смешанные видеосигналы и отметки дальности усиливаются лампой L_2 и подаются на управляющий электрод электронно-лучевой трубки через катодный повторитель L_3 .

19. Выводы

Аппаратура хорошо спроектирована и проста в эксплуатации. Число органов управления доведено до минимума. Схема достаточно проста, аппаратура имеет малые размеры и её вес незначителен. Система хорошо работает как над земной, так и над водной поверхностью и обеспечивает хорошее воспроизведение радиолокационного изображения в пределах до 150 км при условии, что высота расположения приемной антенны не менее 15 м и что обеспечена прямая видимость. Для получения хорошего изображения приемный сигнал должен быть не менее 20 мкв.

При испытании аппаратуры было установлено, что значительные искажения вплоть до полного нарушения связи наблюдаются при помехе, частота которой незначительно отличается от промежуточной частоты приемника. (При соответствующей экранировке

усилителя промежуточной частоты эту помеху можно значительно уменьшить).

Помеха наблюдается также в тех случаях, когда недалеко от приемной установки расположена какая-нибудь установка с непрерывным излучением или радиолокационная станция обнаружения, работающие на той же или смежной волне.

Точность воспроизведения угловых координат не ниже (ошибка менее $\pm 5^\circ$), чем в радиолокационной станции AN/APS-2, изображения экрана которой транслировались описанной установкой.

ГЛАВА XII

УСТРОЙСТВА ДЛЯ ЗАДЕРЖКИ И КОМПЕНСАЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

1. Введение

В этой главе рассматриваются устройства, с помощью которых можно какое-либо меняющееся во времени напряжение U сдвинуть на временной интервал D и затем вычесть его из исходного напряжения, то есть произвести операцию $U(t+D) - U(t)$. Компенсация будет полной в том случае, когда период $U(t)$ равен D . Однако, если интервалы между отдельными колебаниями не точно равны, этим методом можно обнаружить столь малую разность интервалов, которая осталась бы незамеченной в любом другом случае. Таким путём можно выделить очень малые изменения амплитуды или фазы повторяющегося электрического процесса и после усиления иметь представление об относительном изменении его величины или временного распределения.

Применение этого метода оказалось очень полезным в ряде областей техники. Такая аппаратура может и должна найти широкое распространение. В этой главе нет возможности привести полное описание всех её возможных применений в настоящем и будущем. Хотя этот метод был разработан для одного частного специального случая, это не снижает его общего значения. В главе II была показана возможность измерения скорости цели методом взаимной компенсации серии отражённых импульсов. Этот метод был также использован для точного измерения скорости распространения ультразвуковых колебаний в ртути.

Применяемая аппаратура. Один из методов задержки и компенсации сигналов состоит в применении электронно-лучевой трубки с накоплением зарядов, описанной в главе XXI книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы». Напряжение $U(t)$ наносится с помощью электронного луча на экран трубки из изоляционного материала в виде того или иного потенциального изображения. Запись может быть использована через некоторое время при вторичной развертке электронного луча. Может быть также ряд других вариантов её включения. Система обладает гиб-

костью в том отношении, что интервал может меняться в произвольных пределах. Разработка этой системы в целом еще не закончена.

Другой метод, рассматриваемый в этой главе, заключается в применении ультразвуковой линии задержки. Работа ультразвуковых линий задержки рассматривается в главе XXIII книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы». На рис XII.1 приведена схема её использования для компенсации периоди-

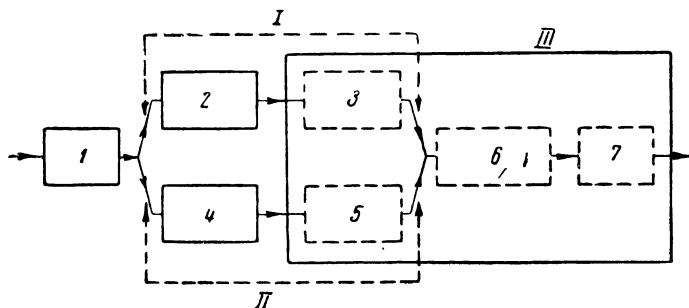


Рис. XII. 1. Скелетная схема устройства для задержки и компенсации импульсных периодических колебаний:

I — задержанный канал, *II* — незадержанный канал, *III* — компенсирующий усилитель; 1 — возбуждатель линии, 2 — линия задержки, 3 — усилитель задержанного канала, 4 — делитель напряжения, 5 — усилитель незадержанного канала, 6 — цепь вычитания (компенсирующая цепь), 7 — видеоусилитель.

ческих сигналов. Ниже будут рассмотрены четыре основных звена этой скелетной схемы: линия задержки, возбуждатель линии задержки, компенсирующий усилитель и блок управления частотой повторения.

В компенсирующем усилителе производится вычитание сигналов «задержанного канала» из сигналов «незадержанного канала». При этом полосы пропускания частот обоих каналов должны быть согласованы. Видеоусилитель усиливает некомпенсированный остаток. Период повторения сигнала определяется входным сигналом. Необходимо, чтобы он был точно равен интервалу задержки в линии.

Кратко перечисленные ниже основные требования к такой системе и её свойства будут подробно развиты в дальнейших разделах. С помощью ультразвуковой линии можно получить задержку в несколько миллисекунд, хотя линия уже на 3 000 мксек получается очень громоздкой. В зависимости от механического оформления задержка может быть очень стабильной, и её колебания во всяком случае не превышают 1 %.

Очень важной величиной, характеризующей качество работы всей системы в целом, является «степень компенсации» в децибелах или «коэффициент пропускания», определяемый как отношение выходного напряжения компенсирующей цепи к входному. Качество компенсации определяется обычно с помощью прямоугольных

импульсов с очень точным интервалом повторения. В технических условиях на хорошую линию обычно задаётся коэффициент пропускания, равный 1% (-40 дБ).

Должны быть предусмотрены специальные стабилизирующие устройства для того, чтобы, во-первых, задержка в линии была точно равна интервалу повторения, и, во-вторых, чтобы напряжения в обоих каналах были одинаковы. Задача стабилизации интервала задержки особенно сложна, так как скорость распространения ультразвуковых колебаний является функцией температуры. Для того чтобы коэффициент пропускания не превосходил 1% при времени возрастания импульса порядка 1 мксек, сравниваемые временные интервалы не должны различаться более, чем на 0,01 мксек.

Для питания анодных и экранирующих цепей усилителей обычно применяются стабилизированные выпрямители. Наиболее простой и точной гарантией сохранения одинаковой степени компенсации в пределах всего диапазона изменений входного сигнала является линейность характеристик усилителей обоих каналов в этом диапазоне. В этом случае при не точно периодических колебаниях некомпенсированный остаток будет пропорционален изменению периода сигнала за период. Это свойство представляет в ряде случаев большую ценность.

На рис. XII.2, XII.3, XII.4 и XII.5 приведены фотографии устройства для компенсации периодических колебаний с помощью ртутной линии задержки.

ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ

2. Введение

При конструировании ультразвуковой линии задержки должны быть удовлетворены основные технические требования в отношении величины задержки, ширины полосы пропускания и длительности импульса. Для удовлетворения этих требований могут меняться следующие параметры: состав среды, несущая частота, величина кварцевых пластин, размеры линии и механические допуски. К ультразвуковым линиям, применяемым в схемах компенсации импульсных периодических колебаний, добавляется три специфических дополнительных требования: подавление отраженных сигналов, придание кривой полосы пропускания определенной формы и поддержание равенства задержки и периода повторения входного сигнала.

3. Подавление отраженных сигналов

Одним из основных требований, предъявляемых к линии задержки в схеме компенсации импульсных периодических сигналов, является отсутствие каких-либо других выходных сигналов, кроме основного с расчётной временной задержкой. Однако в таких лини-

ях легко возникают многократные отражения, поэтому обычно допускается их существование при условии, что уровень этих сигналов ниже выбранной расчётной степени компенсации (-40 дБ). В частности, всегда следует считаться с возможностью появления одного дополнительного сигнала на приёмном кварце, появляющегося в результате двукратного отражения от приёмного и передающего кварцев и называемого «эхо-сигналом с трёхкратной задержкой». Может, конечно, наблюдаться и большее число эхо-сигналов с нечётной кратностью от основного интервала задержки. Для уменьшения отражённых сигналов существует два принципиально различных пути.

Первый путь уменьшения отражения от поверхности кварцевой пластины состоит в поглощении энергии в пространстве за пластиной. Для этого полное акустическое сопротивление среды*, соприкасающейся с тыльной стороной кварца, должно быть согласовано с полным акустическим сопротивлением среды линии так, чтобы коэффициент отражения не превышал 10%. Сопротивления хорошо согласуются, когда пространство за пластиной заполнено той же жидкостью, что и самая линия. В ртутных линиях пластина может быть припаяна к основанию из свинца или олова, сопротивления которых также одинаково хорошо согласуются со ртутью. Однако недостаточно избежать отражения от кварца. Необходимо еще поглотить или рассеять энергию в пространстве за кварцем во избежание отражения на этом участке. С этой точки зрения следует предпочесть свинец, так как его коэффициент поглощения больше. Кварцевая пластинка, прижатая к металлическому основанию, не погружённому в жидкость, совершенно подобна пластине с воздушной прослойкой сзади, так как контакт между пластиной и основанием всегда осуществляется лишь в нескольких точках.

Второй путь уменьшения многократного отражения заключается в создании такого поглощения отражённой волны в самой линии, чтобы уровень выходного сигнала после трёхкратного прохождения длины линии не превосходил заданной величины. В этом случае можно применять не припаянные, а прижатые электроды, не погружённые в жидкость. Этот путь пригоден лишь для линий с большой длиной и, следовательно, задержкой (не менее 1000 мксек). Если необходимо, чтобы сигнал отсутствовал уже после второго отражения, поглощение на одном пути должно быть порядка 20 дБ. Потери могут быть осуществлены несколькими способами.

Потери в среде, заполняющей линию, делятся на потери в свободном пространстве и в трубе, в которую заключена жидкость. Потери в свободном пространстве увеличиваются пропорционально квадрату частоты, а потери в трубе пропорционально квадратному корню из частоты и обратно пропорционально внутреннему диа-

* Акустическое сопротивление самой кварцевой пластины не играет роли, так как из условий резонанса ее толщина всегда равна нечетному числу полуволн.

метру трубы*. Третьим возможным источником потерь являются отражатели в коленчатых трубах. Отражатели устанавливаются обычно под прямым углом один к другому и под 45° к направлению распространения луча и служат для излома луча и возврата его по параллельным трубам. Хотя материал отражателей выбирается таким образом, что полное отражение наступает при углах, меньших 45° , на поверхности отражателей наблюдаются некоторые потери. Наконец, многократное отражение может быть уменьшено путём небольшого искривления системы, мало сказывающегося на прямом луче.

Уменьшение многократного отражения методом введения потерь на пути распространения зависит от сочетания следующих параметров линии задержки: состава среды, несущей частоты, диаметра труб, формы линии и механических допусков. Выбор среды ограничен, как будет показано в § 4, требуемой полосой пропускания. Кроме того, некоторые материалы исключаются вследствие чрезмерных потерь. Влияние остальных параметров рассмотрено ниже.

Выбор несущей частоты определяется также заданной полосой пропускания, однако следует брать такую частоту, которая соответствует требуемому затуханию на пути распространения. Необходимо при этом также помнить, что в тех случаях, когда компенсация производится после детектирования несущей, её частота должна быть достаточно велика для обеспечения необходимого числа колебаний на импульс для хорошего воспроизведения формы импульса независимо от фазы несущей. Опытным путём было установлено, что для компенсации в 40 дБ при времени нарастания импульса, равном половине длительности импульса, число колебаний несущей на импульс должно быть порядка семи. Так например, для хорошей компенсации 0,5-микросекундных импульсов несущая 10 мГц недостаточна.

Уменьшение внутреннего диаметра трубы позволяет снизить размеры и вес установки. Кроме того, с точки зрения передачи всей полосы частот, как будет показано ниже, выгоднее использовать потери в трубе, а не в свободном пространстве. Однако следует иметь в виду, что наилучшей частотной характеристике поглощения соответствует равенство ёмкости активной поверхности кварца и шунтирующей ёмкости. При слишком малом внутреннем диаметре трубы активная поверхность кварца также мала, что может привести к рассогласованию сопротивлений. Кроме того, при очень малом диаметре трубы появляется зависимость скорости распространения от частоты, вследствие чего форма импульса искажается. Такое явление наблюдалось в ртутной линии длиной 7 м, диаметром 12,5 мм при несущей частоте 5 мГц. В ртутной линии длиной 5 м при несущей частоте 10 мГц и внутреннем диаметре трубы 16 мм искажения импульса не были заметны. Искажения были исследо-

* Последнее верно при хорошем акустическом контакте между средой и стенками трубы.

ваны теоретически для случая, когда граничным условием являлось отсутствие давления на стенки трубы. В этом случае искажения зависят от параметра

$$\gamma = \left(\frac{\Delta f}{f_0} \right)^2 \frac{\lambda d}{A},$$

где Δf — спектр импульса, f_0 — несущая частота, λ — длина волны, d — длина пути распространения и A — площадь сечения трубы.

С точки зрения формы линии задержки самым существенным является определение количества изгибов. При расчёте общего поглощения можно принять потери на каждую шлифованную отражающую поверхность от 1 до 3 дБ. При отражении от полированной или слегка шероховатой поверхности практически потери не наблюдаются.

При уменьшении многократного отражения методом небольшого искривления линии необходимо очень тщательное согласование или включение приспособлений для настройки линии после сборки. Однако ни то, ни другое не следует рекомендовать. Кроме того, в искривлённой линии часто наблюдается искажение формы импульса.

4. Полоса пропускания

Для получения хорошей компенсации необходимо хорошо согласовать полосы пропускания задержанного и незадержанного каналов. Следовательно, частотно-амплитудная характеристика линии задержки должна иметь возможно более плоский участок в области спектра передаваемых частот.

Добротность пьезоэлектрической пластинки, погружённой в однородную среду, в случае использования n -й гармоники основной частоты пластинки, равна

$$Q = \frac{n\pi R_{an}}{4 R_{ac}},$$

где R_{an} — полное акустическое сопротивление пьезоэлектрического материала, а R_{ac} — полное акустическое сопротивление среды. Для получения низкого значения Q нужно применять среду с высоким акустическим сопротивлением. Поэтому ртуть нашла такое широкое применение (вода является очень хорошей средой для узкополосных систем). Ртутные линии обеспечивают значительную свободу выбора несущей частоты.

Как видно из приведённого выше выражения для Q , полоса частот обратно пропорциональна использованному номеру гармоники пластинки. Кроме того, напряжение возбуждения пластинки растёт пропорционально номеру гармоники. Поэтому к работе на гармонике следует прибегать лишь в том случае, когда толщина пластинки оказывается слишком малой при работе на основной частоте.

Частотная характеристика передающей кварцевой пластинки в ртути имеет достаточно плоскую часть в области резонанса. Плоская часть частотной характеристики кварца с воздушной прослойкой с тыльной стороны теоретически несколько больше. Такая форма частотной характеристики позволила применять кварцы, частота свободных колебаний которых лежит непосредственно за пределами полосы пропускания компенсирующего устройства. Так например, оказалось возможным работать с кварцем с собственной частотой 26 мГц на несущей частоте 30 мГц без каких-либо заметных искажений в пределах полосы в 6 мГц. Такое соотношение частот выгодно в том отношении, что в случае большой нагрузки кварцевых пластин иногда на резонансной частоте кварца наблюдаются выбросы или провалы частотной характеристики. (Предполагают, что это явление вызывается наличием воздушных пузырьков или пылинок между поверхностью кварца и ртутью). Такие выбросы или провалы существенно ухудшают работу компенсирующего устройства.

Зависимость потерь в линии от частоты является основным источником искажения частотной характеристики. С этой точки зрения потери в трубе, увеличивающиеся пропорционально квадрату корню из частоты, выгоднее потерь в свободном пространстве, увеличивающихся прямо пропорционально частоте. Методы коррекции частотной характеристики описаны в § 19.

5. Уравнивание времени задержки и периода повторения

Уравнивание времени задержки и периода повторения достигается путём конструктивного усложнения линии. Существует два метода уравнивания — изменением в небольших пределах времени задержки в линии и введением дополнительных цепей задержки для изменения периода повторения импульсов, запускающих компенсируемые импульсные периодические колебания.

В настоящее время разработано два типа ртутных линий с переменным временем задержки, пригодных для военной аппаратуры. В одном из них положение кварца или отражателя регулируется с помощью механического привода. Часть приводной оси погружена в ртуть и снабжена уплотняющим устройством во избежание утечки ртути. Хорошим сальником для ртути является плотно спрессованная пряжа, пропитанная в церезине. Во втором типе применены сильфоны, полностью изолирующие приводной механизм от среды, заполняющей линию. Для ртути применяются сильфоны из нержавеющей стали, покрытые изнутри лаком во избежание загрязнения ртути.

Простейшим устройством для регулировки периода повторения является вторая «пусковая» линия задержки, находящаяся при той же температуре, что и основная «сигнальная» линия. Время задержки пусковой линии должно быть приблизительно на 1 мксек меньше для того, чтобы можно было располагать достаточным

временем для усиления импульса и запуска сигнальной линии. Преимуществом такого устройства является отсутствие новых конструктивных элементов. Недостатками являются увеличенные размеры и вес и необходимость поддержания одинаковой температуры среды обеих линий.

В варианте такой системы длина пусковых линий уменьшена вдвое с последующим делением частоты на два. Можно также применять в четыре раза более короткие пусковые линии с использованием одного и того же кварца в качестве передающего и приёмного. Однако при испытании оказалось, что создаются большие непредвиденные трудности в результате совпадения многократных отражений с случайными фазами с очередными пусковыми импульсами, несмотря на расчётное ослабление отражений на 8—10 дб. Расчёт был основан на том, что коэффициент отражения стального зеркала, помещённого перпендикулярно направлению распространения, должен быть очень мал. Однако, повидимому, поверхность зеркала не была достаточно гладкой для обеспечения хорошего акустического контакта, вследствие чего упрощённая теория оказалась неприменимой. Пусковые линии, укороченные в два или четыре раза, были конструктивно оформлены в виде одного блока с сигнальной линией и питались из того же ртутного бачка. Поэтому размеры устройства не слишком увеличивались и облегчалась задача поддержания одинаковой температуры в обеих линиях.

Для регулировки частоты повторения можно применять также не две линии задержки, а третью кварцевую пластинку. Непосредственно перед приёмным кварцем помещается под углом в 45° отражатель, направляющий часть энергии на третий кварц, укреплённый в особом кармане на трубе. Для регулировки задержки пускового импульса отражатель может слегка смещаться. В этой системе размеры и вес не увеличиваются, однако усложняется концевое устройство линии. Так как пусковой импульс и сигнал распространяются по одному и тому же пути, отпадает задача поддержания одинаковых температур. Должны быть приняты меры предосторожности против запуска генератора частоты повторения сильными видеосигналами. Одним из возможных методов является использование разных несущих частот для пускового импульса и сигнала, расположенных по разные стороны от резонансной частоты кварца. Полоса пропускания третьего кварца должна быть достаточно узкой для исключения импульсов видеосигнала.

Конструкции линий задержки

6. Ртутные линии

Линия, фотография которой изображена на рис. XII.2, работает с несущей частотой 15 мггц и создает задержку в 1000 мксек. Сигнал проходит через четыре колена из трубы с внутренним диаметром 9,5 мм, соединенных угловыми отражателями. Расчётное значение затухания вдоль пути распространения должно было со-

ставлять 20 дб, однако в действительности оно оказалось выше, вероятно вследствие добавочных потерь на шести отражающих поверхностях, расположенных под углами в 45° . Благодаря этому отсутствует помеха от отражённых сигналов. Резонансная частота кварцевой пластины выбрана равной 17,5 мгц во избежание по-

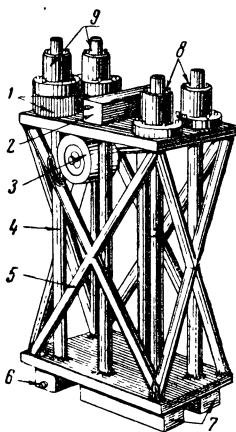


Рис. XII. 2. Внешний вид ртутной линии задержки:

1 — регулировочные манжеты, 2 — чехол отражателей, 3 — сильфоны для регулировки давления, 4 — пусковая линия задержки, 5 — распорки каркаса, 6 — спусковое отверстие отражателей, 7 — чехол отражателей, 8 — концевые устройства сигнальной линии задержки, 9 — концевые устройства пусковой линии задержки.

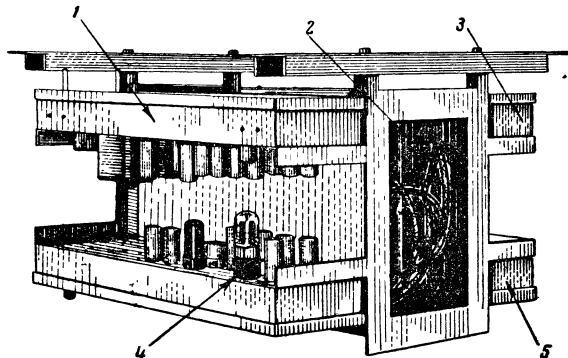


Рис. XII. 3. Общий вид компенсирующего устройства:

1 — компенсирующий усилитель, 2 — кожух линии задержки, 3 — возбудитель линии задержки, 4 — пусковая цепь, 5 — соединительный щиток.

явления выбросов или провалов в частотной характеристике. Регулировка интервала между соседними пусковыми импульсами производится с помощью добавочной пусковой линии половинной длины, состоящей из двух колен. Грубая регулировка интервала задержки осуществляется с помощью двух концевых муфт, а точная настройка — специальной ламповой схемой с переменной задержкой (см. §§ 29 и 30). Общий вид компенсирующего устройства показан на рис. XII.3—XII.5.

На рис. XII.6 приведена фотография другого типа ртутной линии задержки, применяемой в компенсирующих устройствах. Линия создает задержку, несколько превышающую 3300 мксек, на несущей частоте 10 мгц. Более низкая несущая при более значительной задержке необходима во избежание слишком большого затухания. Линия составлена из двух колен, соединённых угловыми отражателями. Для регулировки задержки в небольших пределах одно из концевых устройств содержит механизм для перемещения кварцевой пластины. Для регулировки частоты повторения на том же каркасе крепится вторая, точно такая же линия. Близкое расположение линий обеспечивает одинаковые температурные условия.

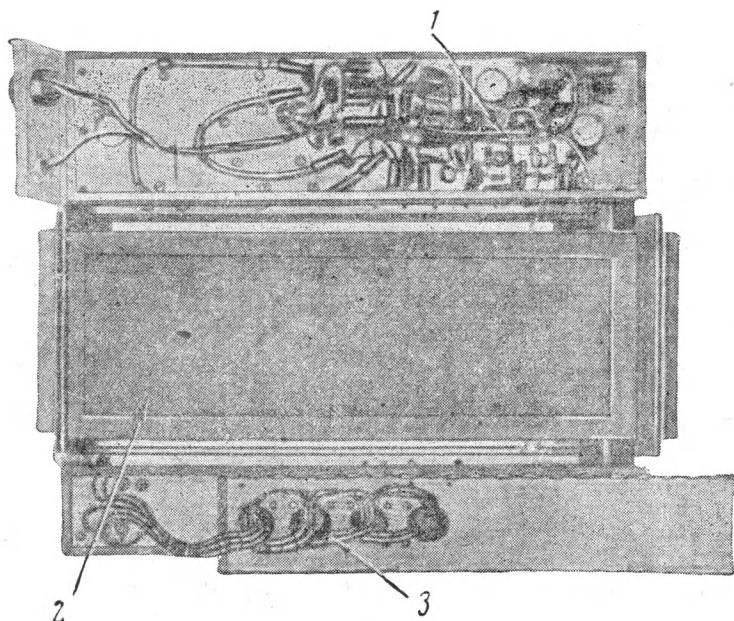


Рис. XII. 4. Вид снизу на компенсирующее устройство:
1 — пусковая цепь, 2 — кожух линии задержки, 3 — соединительный щиток.

7. Водяные линии задержки

На рис. XII.7 приведены фотографии английской линии задержки с водой в качестве заполняющей среды. При длине водяного столба около 3 м задержка составляет приблизительно 1700 мксек. Несущая частота равна 10 мгц. Линия состоит из двух колен с точно изготовленными латунными угловыми отражателями, положение которых может регулироваться для точной выверки линии. Длина труб может немного изменяться для установки требуемого значения задержки. Трубы помещены в бак с водой, температура которой поддерживается на уровне 72,5° Ц. При этой температуре скорость распространения звука в воде имеет максимальную величину, благодаря чему уменьшаются трудности, связанные с токами проводимости и с рефракцией. Кроме того, при высокой температуре потери в воде значительно ниже, чем при комнатной. Концевые устройства с кварцевыми пластинами укреплены на стенке водяного бака.

Потери в воде настолько значительны, что многократные отражения практически отсутствуют. Однако акустическая связь с водой выше, чем с ртутью, что восполняет увеличение потерь в среде. Полоса пропускания водяной линии уже, чем ртутной, вследствие чего её область применения ограничена длинными импульсами.

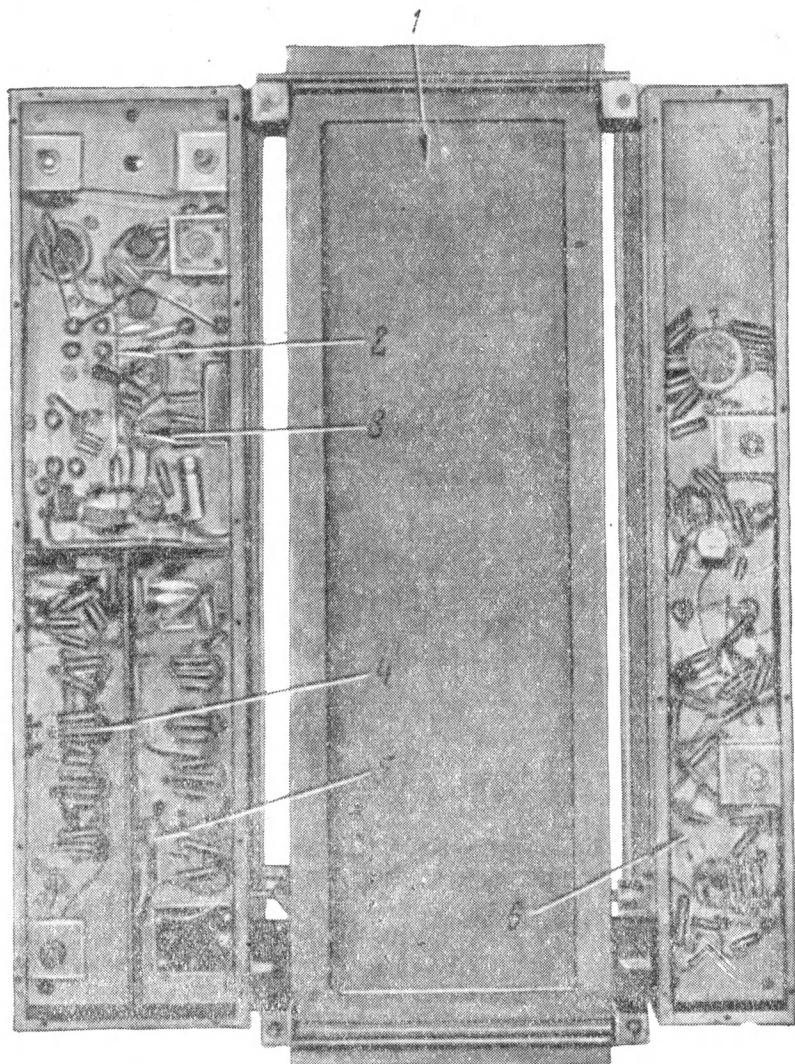


Рис. XII. 5. Общий вид компенсирующего усилителя:

1 — кожух линии задержки, 2 — видеоусилитель, 3 — цепь компенсации, 4 — усилитель незадержанного канала, 5 — усилитель задержанного канала, 6 — возбуждатель линии.

Задача компенсации периодических импульсных колебаний несколько проще в случае водяной линии, так как при более узкой полосе меньше сказывается зависимость затухания от частоты.

Задержка может быть выбрана в соответствии с интервалом повторения с помощью устройства для регулировки длины линии. После настройки повторная регулировка обычно не требуется, так как задержка в линии при постоянной температуре не меняется.

8. Возможности использования задержки в твердых телах

Хотя во всех современных линиях применяются жидкости, был поставлен ряд исследований с целью определения возможности применения твердых тел для создания временной задержки. Применение жидкостей связано с рядом проблем, как, например, образованием воздушных пузырьков, утечек и трещин. В ртутных линиях значительные трудности связаны с механическим загрязнением ртути и медленным образованием амальгам. В связи с этим очень заманчиво использование в линиях задержки для компенсирующих устройств твердой среды.

Первое затруднение, возникающее при применении твердых тел, связано с тем, что скорость распространения звуковых коле-

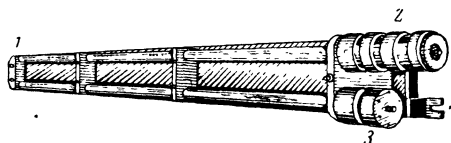


Рис. XII. 6. Общий вид ртутной линии задержки:

1 — отражатели, 2 — концевое устройство с регулировкой величины задержки, 3 — концевое устройство.

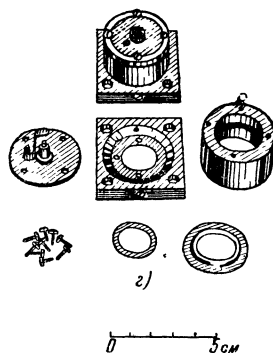
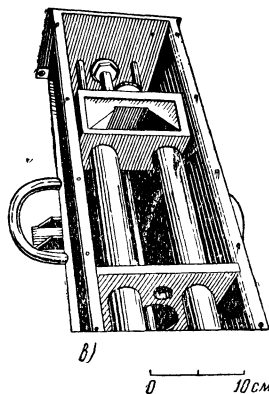
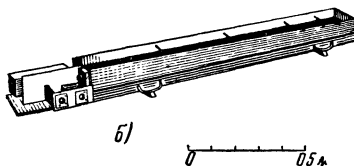
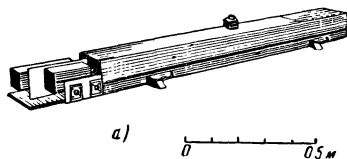


Рис. XII. 7. Водяная линия задержки:

а — общий вид линии задержки, б — общий вид линии задержки со снятой крышкой, в — устройство для регулировки длины линии и блок отражателей, г — держатель кварца в разобранном виде.

баний в них в три — пять раз выше, чем в жидкостях. Вследствие этого не только линия должна быть во столько же раз длиннее, но и сечение луча в конце пути увеличивается пропорционально квадрату этой величины, так как угловой раcтвор луча пропорционален длине волны, то-есть скорости распространения. Вторая трудность связана с тем, что в твёрдом теле могут существовать три вида звуковых колебаний, в то время как в жидкости наблюдается только один вид продольных колебаний. При падении луча на границу двух сред с разными акустическими параметрами один вид колебаний может перейти в другой.

Дополнительно к этим трудностям принципиального характера возникает еще ряд технологических трудностей в процессе изготовления твёрдой среды и её включения в схему. Одной из них является обеспечение хорошего акустического контакта между кварцевой пластинкой и твёрдой средой. Кроме того, ультразвуковой луч высокой частоты легко рассеивается в твёрдых телах при наличии посторонних вкраплений, остаточных деформаций и в случае поликристаллической структуры самого материала. Ряд сортов стекла, лишённых перечисленных выше недостатков, обладает слишком большим затуханием.

Все эти трудности не играют заметной роли при конструировании линий для задержек, не превышающих 25 мксек. Ряд таких устройств был изготовлен и успешно применён для различных целей. Последние исследования показали целесообразность применения твёрдых сред для линий также и в компенсирующих устройствах. Ниже будут подробнее описаны такие «твёрдые линии».

Наиболее подходящим материалом для твёрдой линии является хорошо исследованный плавленый кварц. Затухание в плавленном кварце очень мало, как это и должно следовать из высокого Q кварцевой пластинки. Его можно изготавливать в производственных масштабах очень чистыми дисками до 25 см диаметром в несколько сантиметров толщиной без особых внутренних напряжений. Однако обычно присутствующие воздушные пузырьки должны вызывать некоторое рассеяние. Затухание вдоль пути распространения столь незначительно, что с трудом может быть точно измерено. Есть основания полагать, что вдали от резонанса затухание должно быть линейной функцией частоты.

В современных твёрдых линиях кварцевая пластинка прикрепляется с помощью тонкой пленки расплавленного парафина. При тщательной очистке парафина от возможных загрязнений, а также удалении воздушных пузырьков и излишнего парафина из-под кристалла можно получить хорошее воспроизведение одномоментного импульса на несущей частоте 15 мгц. Частотная характеристика почти не уступает ртутной линии. Q кварцевой пластинки, нагружённой с одной стороны блоком из плавленного кварца, получается порядка единицы. При этом на несущей ча-

стоте 15 мггц измеренная полоса пропускания составляет около 3,25 мггц.

Было предложено по меньшей мере два метода, предотвращающих разложение луча при отражении на несколько видов колебаний. Один из них называется методом «двухмерного пути». Из кварцевого диска вырезается прямоугольник и на двух углах снимаются фаски под углом в 45° (рис. XII.8). Одна из нескольких изготовленных таким образом пластин дала вполне удовлетворительные результаты. Второй метод, называемый методом «трехмерного пути» несколько сложнее и требует специального оборудования. Фаски имеют сложную конфигурацию. Однако есть основания полагать, что при трёхмерном пути луча в кварце результаты будут во всяком случае не хуже, чем полученные в настоящее время при двухмерном пути.

Для каждого однородного твёрдого тела существует для продольных колебаний такой внутренний угол падения, при котором продольные колебания полностью преобразуются при отражении в поперечные колебания. Для кварца этот угол близок к 45° . Это явление используется в методе двухмерного пути. Луч на рис. XII.8 начинается от одной из фасок (направление продольных колебаний изображено сплошными линиями, а поперечных — пунктирными). Он обладает продольными колебаниями, так как возбуждается кварцевой пластинкой со срезом по оси X. Луч пересекает кварцевый блок и на границе между кварцем и воздухом отражается с уже поперечными колебаниями. Из-за разных скоростей распространения продольных и поперечных колебаний угол падения не равен углу отражения. Угол падения при втором отражении меньше критического угла, при котором происходит изменение вида колебания, и луч просто полностью отражается. Третье отражение подобно первому, за исключением порядка следования видов колебаний. Таким образом, луч при последовательных отражениях все время меняет вид колебания. Через каждые три отражения повторяется цикл смены видов колебаний, после чего луч с продольными колебаниями падает на вторую фаску под прямым углом. Таким образом, в блоке имеется n однотипных путей, причем $3n$ даёт число отражений. Число n определяется отношением сторон блока. На рис. XII.8 число n равно пяти. Такой блок при испытании дал наилучшие результаты. Задержка несколько превышает 400 мксек.

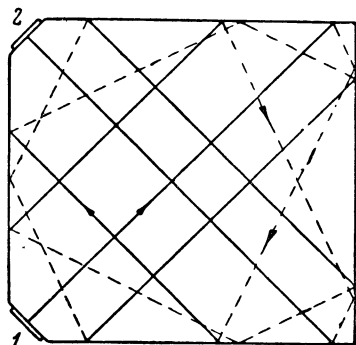


Рис. XII. 8. Двухмерный путь в блоке из плавленного кварца (путь продольных колебаний показан сплошной линией, а поперечных — пунктирной):

1 — передающий кварц, 2 — приемный кварц.

Разработка твёрдой линии задержки для компенсирующих устройств ещё не закончена. Получена вполне удовлетворительная полоса пропускания частот, но ещё велики сигналы помехи, уровень которых в лучшем случае только на 30 дб ниже полезного сигнала.

СХЕМЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ

9. Требуемая форма сигнала

Взаимно компенсируемые сигналы должны быть поданы на задержанный и незадержанный каналы в таком виде, чтобы была обеспечена правильность их воспроизведения для получения требуемой степени компенсации.

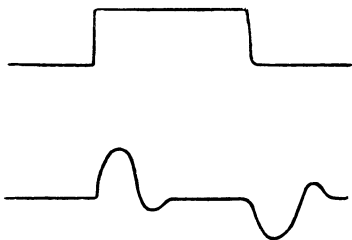


Рис. XII. 9. Воспроизведение видеосигнала на выходе ртутной линии. Явно выраженные колебания приблизительно соответствуют частоте кварцевой пластинки.

Несущая частота. Полоса пропускания ультразвуковой линии, возбужденной кварцем, пропорциональна резонансной частоте кварца. Видеосигналы, спектры которых симметричны относительно нулевой частоты, не могут быть переданы по такой линии без серьезных искажений. Переданный сигнал имеет такую же форму, как на выходе квазидифференцирующей цепи (рис. XII.9). Можно удовлетворительно сохранить форму передаваемого импульса

в ртутной линии, если взять резонансную частоту кварца равной $\frac{1}{\tau}$, где τ — длительность импульса. Системы с такими низко-

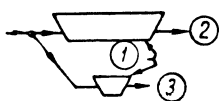


Рис. XII. 10. Метод коррекции искажений видеосигналов. В короткой линии должна быть применена поглощающая насадка: 1 — линия задержки, 2 — задержанный канал, 3 — незадержанный канал.

частотными кварцевыми пластинками не были испытаны с реально встречающимися диаметрами труб линий задержки, и поэтому трудно предсказать, насколько удовлетворительную работу можно получить при достаточно больших задержках (превышающих 1 000 мксек). Если компенсирующее устройство предназначено для обнаружения изменения сигнала от периода к периоду, то можно рассчитывать на удовлетворительную работу при условии применения устройства для коррекции искажений (рис. XII.10). Аппаратура для непосредствен-

ной передачи видеосигналов значительно проще, чем в случае общепринятой передачи на несущей частоте.

Сигнал может быть передан через линию задержки без искажений при передаче на несущей, частота которой достаточно велика для обеспечения соответствующей полосы пропускания. (Другие соображения по выбору несущей были изложены в § 2.) Метод передачи на несущей нашел исключительное применение.

Уровень несущей частоты. На рис. XII.11 показан амплитудно-модулированный сигнал, применяемый обычно в ртутных линиях. В этом разделе рассматриваются требования к величине немодулированной несущей E_0 . В частности, необходимо определить, может ли E_0 иметь настолько малый уровень, чтобы огибающая достигала нулевого значения для некоторых сигналов или в отсутствии сигнала. Этот вопрос интересен вследствие того, что в сложном оборудовании может оказаться необходимым, чтобы огибающая никогда не достигала нулевых значений. Задача «добавления» несущей к сигналу рассматривается в § 10.

Вопрос о допустимой глубине модуляции определяется выбором метода компенсации в компенсирующем усилителе. Существует два метода компенсации: «компенсация по несущей», когда сравниваются каждые отдельные высокочастотные колебания, и «компенсация по огибающей», когда сравниваются детектированные сигналы.

В случае компенсации по несущей отсутствуют какие-либо соображения, которые требовали бы ограничения глубины модуляции. В случае компенсации по огибающей огибающие в задержанном

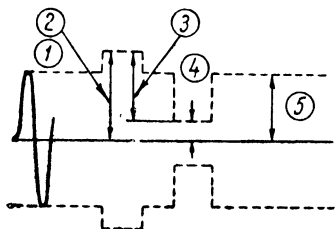


Рис. XII.11. Передача видеосигнала на несущей частоте: 1—огибающая, 2—максимальное напряжение E_{\max} , 3—максимальное изменение напряжения при модуляции $E_{\text{мод}}$, 4—минимальное напряжение E_{\min} , 5—уровень несущей E_0 в отсутствие модуляции.

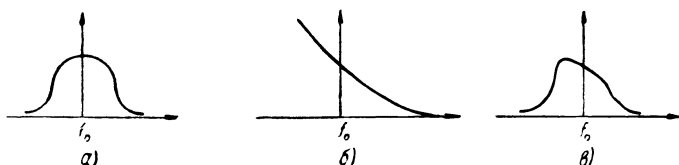


Рис. XII.12. Типичные искажения частотной характеристики задержанного канала:

a—типичная частотная характеристика без линии задержки, *б*—возможная частотная характеристика линии задержки, *в*—результующая частотная характеристика задержанного канала.

и незадержанном каналах должны быть для хорошей компенсации одинаково точно воспроизведены. Однако для точного воспроизведения огибающей минимальный уровень сигнала E_{\min} на детекторе должен быть достаточно велик, для того чтобы не работать в нелинейной части характеристики детектора. Таким образом, при компенсации по огибающей уровень несущей должен быть больше амплитуды отрицательного полупериода огибающей.

Другим фактором, влияющим на выбор уровня несущей частоты, правда менее существенным, является зависимость искажений формы импульса от уровня несущей, возникающая в цепях, затухание которых является функцией частоты. В некоторых случаях

затухание линии настолько сильно зависит от частоты, что частотная характеристика задержанного канала искажается в соответствии с рис. XII.12. Передача с характеристикой вида рис. XII.12, в называется «полуоднополосной передачей». Уровень искажений при полуоднополосной передаче зависит от глубины модуляции. Чем меньше отношение $E_{мсд}$ к E_0 (рис. XII.11), тем меньше искажения. Однако обычно по другим соображениям (см. § 19) в системе предусматривается коррекция частотной характеристики, поэтому нет особой необходимости увеличивать уровень несущей. Следует также отметить, что в большинстве случаев искажения частотной характеристики линии задержки настолько малы, что ими можно пренебречь.

10. Методы получения необходимой формы сигнала

Видеосигналы. Сравнимые видеосигналы должны быть переданы на несущей частоте. Ниже описываются соответствующие преобразователи.

Сигналы на несущей частоте. Сигналы на несущей могут быть непосредственно поданы на линию задержки при следующих условиях:

1) в случае компенсации по несущей, если несущая частота сохраняет от периода к периоду одинаковые фазовые соотношения с пусковыми импульсами, и

2) в случае компенсации по огибающей, если глубина модуляции меньше 100%. (Если несущая частота не соответствует требуемой для линии задержки, можно воспользоваться преобразованием частоты методами, описанными в § 12.)

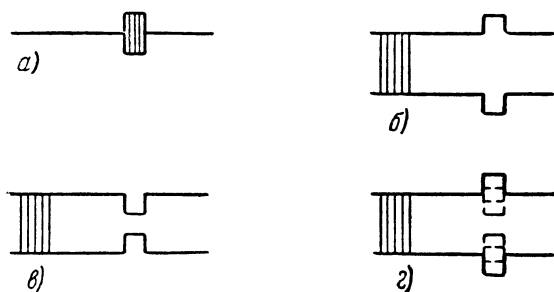


Рис. XII.13. Колебания интенсивности сигнала при сложении некогерентных колебаний:

а—импульс на несущей частоте, б—колебания в импульсе и добавленной несущей в фазе, в—колебания в импульсе и добавленной несущей в противофазе, г—фаза колебаний в импульсе и добавленной несущей непрерывно меняется.

Для увеличения уровня несущей при слишком глубокой модуляции можно протектировать сигнал и снова промодулировать специальный генератор несущей частоты, либо добавить несущую частоту.

Добавление несущей частоты от независимого источника невозможно, так как при этом сигнал с постоянным уровнем преобразуется в сигнал с переменным уровнем, который невозможно скомпенсировать. Изменение уровня возникает в результате биений несущей сигнала и добавляемой несущей (рис. XII.13). На рис. XII.14

приведена обобщенная скелетная схема когерентной передачи *. В этой схеме может применяться как регулировка фазы импульсного генератора когерентным гетеродином (генератором незатухающих колебаний), так и регулировка фазы когерентного гетеродина импульсным генератором. «Измеряемая цепь» на рис. XII.14 является тем устройством, изменение параметров которого от периода к периоду должно быть обнаружено компенсирующим устройством. Так как эта цепь передает обычно сигналы с задержкой, когерентный гетеродин должен быть достаточно стабильным, чтобы его колебания были в фазе с задержанным сигналом (если, конечно, фаза сигнала не изменилась). Таким образом, добавление колебаний когерентного гетеродина к выходному напряжению измеряемой цепи может дать чувствительный метод определения изменения величины задержки от периода к периоду.

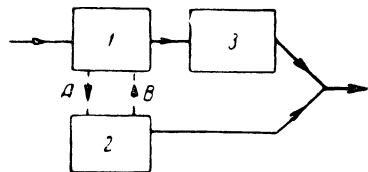


Рис. XII. 14. Скелетная схема включения когерентного гетеродина. При связи по стрелке А колебания когерентного гетеродина синхронизируются колебаниями импульсного генератора, а при связи по стрелке В когерентный гетеродин синхронизирует импульсный генератор:

1—импульсный генератор несущей частоты, 2—когерентный гетеродин (с постоянным излучением), 3—измеряемая цепь.

Генератор несущей частоты и модулятор

В этом разделе описана аппаратура для передачи видеосигналов на несущей частоте, пригодная для системы с компенсацией по огибающей. Однако приведенный материал в большой степени может быть использован и для систем с компенсацией по несущей, а также в том случае, когда входной сигнал передан на несущей частоте.

Генератор несущей частоты, фотография которого была приведена на рис. XII.3, является типичным примером такого устройства. Его принципиальная схема приведена на рис. XII.15.

11. Генератор

Генератор L_3 является простым устройством. Его стабильность должна быть такой, чтобы сигнал не выходил за пределы полосы пропускания системы. Амплитуда колебаний не должна меняться во избежание появления ложных модулирующих сигналов. Применение стабилизированных источников питания анодных и экранирующих цепей, как и вообще во всех лампах до компенсирующего устройства, обеспечивает достаточную стабильность генератора.

* Когерентные гетеродины описаны в главе XXI книги „Приемники радиолокационных станций“, изд-во „Советское радио“ 1949.

бы огибающая воспроизводила сигналы с заданным временем нарастания. Последнее требование определяет наименьшую возможную полосу пропускания модулятора, а первое требует отсутствия «просачивания» сигнала через модулятор.

«Просачивание» сигнала при модуляции. Просачивание сигнала может возникнуть в том случае, когда модулирующий сигнал содержит частотные составляющие того же порядка, что и несущая

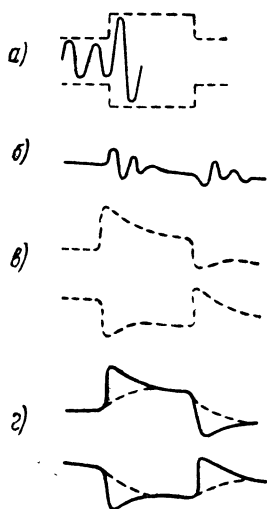


Рис. XII.16. Влияние просочившихся модулирующих колебаний:

a — модулированная несущая частота, *б* — просочившееся модулирующее колебание, *в* — огибающая результирующего сигнала в случае, когда несущая и просочившееся колебания находятся в фазе, *г* — флюктуация результирующего сигнала в случае, когда фаза между несущей и просочившимися колебаниями меняется.

Вследствие этого сумма модулированной несущей и просочившегося сигнала будет меняться от периода к периоду даже в том случае, когда величина модулирующего сигнала не меняется. На рис. XII. 16 показаны диаграммы, иллюстрирующие этот процесс.

Просачивание сигнала может быть уменьшено или совсем устранено с помощью балансного модулятора, выходное напряжение которого не содержит составляющих модулирующего сигнала (см. главу XI книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы»). На рис. XII.15 одноктактный модулирующий сигнал подаётся на параллельно соединённые управляющие сетки балансного модулятора \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 . Двухтактное напряжение несущей частоты подаётся на защитные сетки. Выходное напряжение снимается

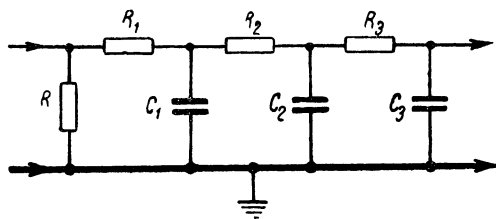


Рис. XII.17. Простой RC -фильтр для сглаживания флюктуации импульса:

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 = R_3 C_3; R_3 > 5R_2; R_2 > 5R_1.$$

частота, причём эти составляющие появляются на выходе модулятора. В этом случае просочившийся сигнал будет иметь частоту порядка несущей, а фаза его будет связана определённым образом с фазой модулирующего сигнала. Частотный спектр просочившегося сигнала зависит от спектра модулирующего сигнала и от полосы пропускания тех цепей, через которые он просочился. В том случае, когда модулирующий сигнал имеет форму скачка (ступеньки), а частотная характеристика цепей симметрична относительно несущей частоты, частота просочившегося сигнала будет приблизительно равна несущей. Фаза несущей частоты, вообще говоря, меняется от периода к периоду относительно фазы модулирующего сигнала.

с анодов модулятора. Переменное сопротивление 100 ом в цепи сетки лампы \mathcal{L}_4 служит для компенсации просачивающихся сигналов. В такой схеме можно довести уровень просачивающихся сигналов до 0,1% от полезного сигнала.

Другим способом уменьшения влияния просочившихся сигналов является применение цепи сглаживания импульсов. На рис. XII.17 показан простой RC -фильтр для сглаживания импульсов, применяемый в тех случаях, когда допустима трансформация полных сопротивлений.

Цепь сглаживания не только уменьшает влияние просочившихся сигналов, но и облегчает согласование полос пропускания каналов

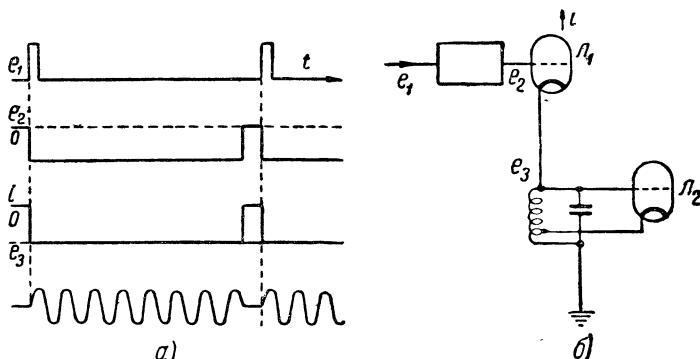


Рис. XII.18. Генератор несущей частоты с ударным возбуждением.

до компенсирующего усилителя. Степень сглаживания выбирается, с одной стороны, с точки зрения приведённых выше преимуществ, а, с другой стороны, с точки зрения допустимого неизбежного расширения импульса.

Если бы фаза несущей частоты не менялась в момент возникновения модулирующего сигнала (постоянного от периода к периоду), просачивающиеся сигналы не вызывали бы колебаний интенсивности сигнала. Такие фазовые соотношения могут быть получены при регулировке фазы несущей при каждом пусковом импульсе, то-есть в случае применения генератора несущей частоты с ударным возбуждением. Частота генератора должна быть достаточно стабильной, чтобы колебания были когерентны с сигналом, сдвинутым во времени относительно пускового импульса.

Схема генератора с ударным возбуждением, приведённая на рис. XII.18, не была испытана. В интервале, в течение которого через лампу \mathcal{L}_1 проходит ток, сопротивление её катодной цепи настолько мало, что колебания не могут возникнуть. При каждом пусковом импульсе лампа \mathcal{L}_1 выключается, и контур начинает генерировать с одной и той же фазой.

Просачивающиеся сигналы опасны лишь в том случае, если вызываемая ими модуляция глубже, чем от наименьшего полезного

сигнала. Таким образом, глубина модуляции просочившимися сигналами должна быть обратно пропорциональна отношению наибольшего модулирующего сигнала к наименьшему. Это отношение называется «динамическим диапазоном» сигналов. Относительное влияние просочившихся сигналов может быть уменьшено путём сжатия динамического диапазона. Методы сжатия динамического диапазона описаны в §§ 15 и 16.

13. Усилитель

Уровень самых слабых сигналов на выходе линии задержки должен быть выше уровня шумов компенсирующего усилителя. Наибольшее напряжение возбуждения линии зависит от её затухания и от динамического диапазона сигналов. Если генератор несущей модулированной частоты не может обеспечить требуемого уровня сигнала, необходимо прибегнуть к усилению.

Усилитель может быть установлен между генератором и модулятором (если они не объединены в одном устройстве) или после модулятора. Преимущество первой схемы заключается в том, что усилитель не должен быть широкополосным и что между генератором и модулятором нет непосредственной связи. Однако при модуляции сигналом с высоким уровнем могут появиться нелинейные искажения из-за сеточных токов или нижнего загиба характеристики ламп. В то же время требования к линейности в балансных модуляторах очень велики. На схеме рис. XII.15 применена модуляция сигналом с низким уровнем с последующим усилением широкополосным усилителем.

14. Выходные цепи

Для того чтобы обеспечить достаточный уровень сигнала на выходе линии задержки обычно необходимо получить в выходной цепи модулирующего устройства максимально возможное произведение усиления (или передаточного сопротивления) на полосу пропускания. Величина этого произведения зависит от общей выходной ёмкости и от конфигурации выходной цепи.

Выходная цепь должна быть расположена возможно ближе к входным зажимам линии задержки с целью уменьшения выходной ёмкости и во избежание необходимости применения выходного кабеля. Любой выходной кабель является чисто ёмкостной нагрузкой, так как его длина мала по сравнению с длиной волны несущей частоты, и он не может быть согласован с конечной нагрузкой. Согласованный кабель обычно не применяется, когда нужно получить высокую отдачу в цепи связи, так как хотя он и может быть взят любой длины, но не обеспечивает столь высокой отдачи, как другие типы цепей связи.

Требуемая высокая отдача цепей связи определяет их структуру. Обычно это одноконтурная или двухконтурная колебательная цепь. Одноконтурная цепь проще и меньше зависит от колебаний выход-

ной ёмкости при замене линии задержки или выходной лампы, но двухконтурная цепь обеспечивает более высокое значение произведения усиления на полосу пропускания. Небольшая возможная расстройка такой цепи не имеет особого значения, так как одинаково влияет на задержанный и незадержанный каналы.

Сигналы, подаваемые на оба канала, должны быть одинаковы. Это обеспечивается тем, что напряжение на незадержанный канал подаётся с делителя напряжения, независимого от частоты, устанавливаемого непосредственно перед входными зажимами линии задержки. Делитель является нагрузкой модулирующего устройства. Сигнал на незадержанный канал подаётся с помощью согласованного низкоомного кабеля.

В схеме рис. XII.15 применена двухконтурная цепь с нагрузкой на вторичный контур. Делитель напряжения, питающий незадержанный канал, смонтирован не на линии задержки, а на шасси модулятора. Это оказалось возможным благодаря небольшой длине соединительных проводов от делителя до кварцевой пластинки, являющихся чистой ёмкостью. Максимальное выходное напряжение усилителя модулятора составляет 10 в (эфф) при полосе пропускания 6 мгц, входной ёмкости кварцевой пластинки 30 мкмкф и ёмкости соединительных проводов 5 мкмкф.

Сжатие динамического диапазона

15. Преимущества сжатого динамического диапазона

Выше уже указывалось, что ряд трудностей связан непосредственно с величиной динамического диапазона сигналов или, иными словами, от отношения максимального передаваемого сигнала к минимальному. Ниже будут описаны методы сжатия динамического диапазона без нарушения постоянства величины сигналов от периода к периоду.

В результате сжатия динамического диапазона получают следующие преимущества:

1. Не требуется столь высокая степень компенсации. Степень компенсации должна быть такой, чтобы некомпенсированный остаток неменяющегося сигнала был меньше наименьших возможных флюктуаций сигнала. При уменьшении отношения максимального сигнала к минимальному задача компенсации упрощается.

2. Уменьшается требуемое максимальное напряжение возбуждения линии задержки. При заданном же максимальном напряжении возбуждения может быть уменьшена глубина модуляции или увеличена задержка (потери в линии).

3. Не требуется очень малый шумфактор компенсирующего усилителя, так как при заданном максимальном напряжении возбуждения линии и сжатом динамическом диапазоне увеличивается уровень самых слабых сигналов на выходе линии.

4. Просачивание модулирующих сигналов не столь сильно сказывается.

5. Усиление двухполярного видеоусилителя в компенсирующем устройстве может быть уменьшено, так как при заданном максимальном модулирующем напряжении на детекторе компенсирующего усилителя уровень слабых сигналов возрастает при сжатии динамического диапазона. (Этот усилитель часто достаточно сложен. Уменьшение коэффициента усиления и передаваемого динамического диапазона даёт возможность существенно упростить его.)

16. Методы сжатия динамического диапазона

Был испытан ряд способов сжатия динамического диапазона. Наиболее перспективным является сжатие пилообразного типа.

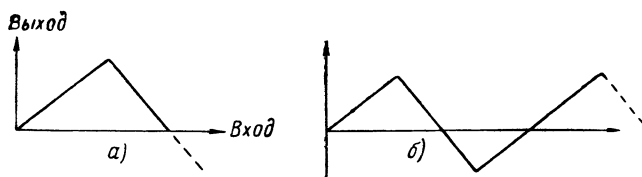


Рис. XII.19. Пилообразные характеристики для сжатия динамического диапазона.

Метод основан на использовании амплитудной характеристики с постоянной, изменяющейся скачками, крутизной на отдельных участках (рис. XII.19).

Эффективность такой характеристики зависит от остроты вершин, в которых происходит сжатие диапазона. Достаточно острые вершины можно получить в схеме с обратной связью. На рис. XII.20 показана упрощённая принципиальная схема цепи с характеристикой типа XII.19а. Эффективное напряжение шумов должно быть мало (на 20—30 дБ ниже) по сравнению с амплитудой пила. В противном случае вероятность обнаружения небольшого изменения величины сигнала сильно падает, так как смещение с одной ветви на другую может дать изменение амплитуды, не превышающее уровня шумов.

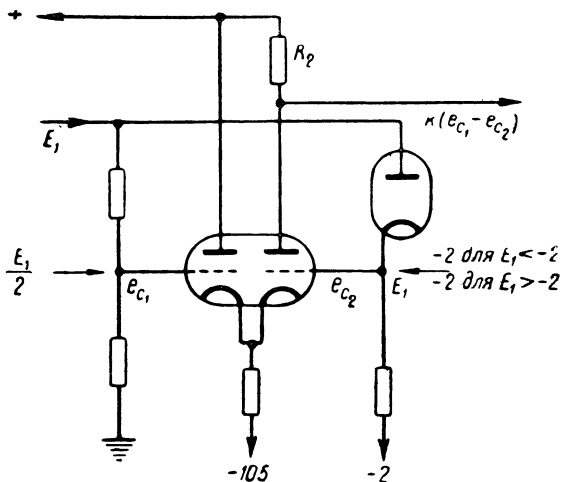


Рис. XII.20. Принципиальная схема усилителя с пилообразной характеристикой (рис. XII.19,а).

КОМПЕНСИРУЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

17. Введение

Компенсирующий усилитель служит для вычитания чередующихся колебаний и компенсации неизменяющейся составляющей. Компенсирующий усилитель состоит из четырёх основных частей: двух усилителей несущей частоты в задержанном и незадержанном каналах, цепи вычитания и видеоусилителя для усиления некомпенсированного остатка (см. рис. XII.1).

Для хорошей компенсации частотные и амплитудные характеристики обоих каналов должны быть одинаковы. Особое внимание должно быть уделено получению высокой отдачи в цепи связи между линией задержки и усилителем.

Требования к видеоусилителю определяются характером некомпенсированного сигнала, который может иметь как положительный, так и отрицательный знак. При этом максимальное значение некомпенсированного сигнала может быть во много раз больше наименьшего возможного. Для эффективного использования некомпенсированного сигнала необходимо двухполупериодное выпрямление.

В компенсирующий усилитель должны входить специальные цепи для автоматической регулировки компенсации и коэффициента усиления.

18. Методы компенсации

Как было показано в § 9, существует два метода компенсации. Однако практически применяется только компенсация по огибающей, хотя компенсирующий усилитель в системе компенсации по несущей значительно проще. Причина заключается в требованиях к стабильности периода повторения. При компенсации по огибающей флюктуации периода повторения могут составлять некоторую долю длительности импульса, в то время как при компенсации по несущей флюктуации не могут превышать такой же доли периода несущей частоты, что требует значительно более высокой стабильности. Получить необходимую стабильность при компенсации по огибающей с применяемыми длительностями импульсов достаточно легко, при компенсации же по несущей это очень сложная задача. Однако в будущем метод компенсации по несущей должен найти применение.

При точной компенсации по огибающей необходимо, чтобы огибающая была воспроизведена без нелинейных искажений на выходе как задержанного, так и незадержанного каналов. Так как на выходе стоят детекторы, уровень сигнала должен быть достаточно высок. Уровень сигнала на выходе линии задержки обычно невелик, вследствие чего коэффициент усиления в задержанном канале должен быть достаточно большим. В то же время при компенсации по несущей усиление перед компенсацией вообще не требуется,

и вычитание может быть произведено с помощью пассивных элементов. При компенсации по огибающей некомпенсированный остаток может быть обеих полярностей («двухполярный» сигнал). При компенсации по несущей некомпенсированный остаток может иметь «положительную» или «отрицательную» фазу, но детектированный сигнал обладает только одной полярностью. Трудности усиления двухполярных видеосигналов рассматриваются в §§ 25, 26 и 27.

Усилители несущей частоты и компенсирующая цепь

19. Полоса пропускания

Для хорошей компенсации возможные изменения формы сигналов в обоих каналах должны быть одинаковыми. Это условие тем легче соблюдается, чем меньше абсолютные значения возможных изменений. С этой точки зрения следует увеличивать полосу пропускания частот в обоих каналах.

Форма сигнала в обоих каналах определяется частотной характеристикой всей компенсирующей системы в целом. Усилители несущей частоты в обоих каналах вносят незначительные искажения, если их полосы пропускания шире, чем у всей системы в целом. Во избежание чрезмерного увеличения количества ламп следует считать целесообразным увеличение полосы пропускания этих усилителей в два раза.

Коррекция частотных характеристик. Для получения одинаковых частотных характеристик в задержанном и незадержанном каналах нужно предусмотреть коррекцию частотных характеристик, вызванную, во-первых, частотными искажениями в линии задержки, и, во-вторых, разным числом настроенных каскадов в обоих каналах.

Затухание линии задержки с жидкостным наполнением увеличивается с частотой. Для линии с круглой трубой диаметром d и длиной l затухание α в децибелах равно

$$\alpha = k_1 l f^2 + k_2 \frac{l}{d} \sqrt{f},$$

где k_1 и k_2 — постоянные, зависящие от выбранной среды. В некоторых случаях изменение затухания в пределах полосы пропускания настолько велико, что частотная характеристика заметно изменяется. Например, в ртутной линии с задержкой в 1000 мксек,

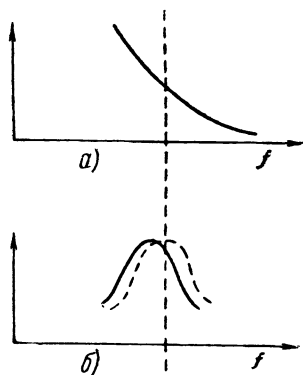


Рис. XII.21. Влияние линии задержки на частотную характеристику задерживающего канала:

α — кривая зависимости затухания линии задержки от частоты, б — частотные характеристики задержанного канала; пунктиром — без линии задержки, сплошной — результирующая характеристика с линией задержки.



изображённой на рис. XII.2, затухание в области 15 мгц меняется на 2 дб на 1 мгц. На рис. XII.21 показано влияние столь быстрого изменения затухания на полосу пропускания. Полоса в 4 мгц, симметричная относительно 15 мгц, смещается к 14 мгц и сужается до 3 мгц.

Если не скорректировать частотных искажений, вносимых линией, то, во-первых, форма сигналов в обоих каналах не будет одинакова, и, во-вторых, при небольшом изменении несущей частоты будет меняться отношение сигналов в задержанном и незадержанном каналах и, следовательно, нарушаться компенсация. В ряде

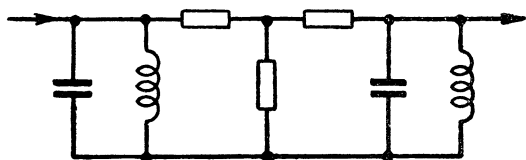


Рис. XII.23. Схема разделения настроенных контуров с помощью делителя напряжения.

случаев применение коррекции частотной характеристики обязательно.

Коррекцию частотной характеристики можно осуществить путем включения в незадержанный канал цепи с такой же зависимостью затухания от частоты, как и в линии

задержки, либо цепи с обратной характеристикой в задержанный канал. Можно также включить соответствующие корректирующие цепи в оба канала. Лучше всего включать цепь с обратной частотной характеристикой в задержанный канал, так как при этом не уменьшается полоса пропускания всей системы.

В качестве корректирующей цепи можно применить одиночный колебательный контур, настроенный на более высокую частоту, чем несущая. Такой контур при правильно выбранной полосе пропускания и резонансной частоте вполне удовлетворительно корректирует искажения, вносимые линией задержки. Примером подобной корректирующей цепи является контур между лампами L_3 и L_4 на рис. XII.22.

Как выше было указано, необходимо также скорректировать разницу в полосе пропускания усилителей обоих каналов, обусловленную разным числом каскадов. При компенсации погибающей усиление по напряжению задержанного канала часто должно быть порядка 1000 и даже выше, для чего требуется несколько каскадов усиления. Количество каскадов в незадержанном канале обычно меньше, и полоса пропускания шире. Согласование полос может быть получено с помощью одного контура, «сужающего» полосу незадержанного канала. Такая коррекция не очень совершенна, но часто достаточна в системах с не очень точной компенсацией, если разница в числе каскадов не очень велика и, особенно, если полоса пропускания каждого канала больше, чем полоса пропускания всей системы в целом.

Более сложная, но и более точная коррекция достигается в случае применения нескольких колебательных контуров. Развяз-

ка между контурами может быть осуществлена с помощью делителей напряжения, как на рис. XII.23.

При одинаковом числе каскадов в усилителях обоих каналов произведение усиления на полосу пропускания незадержанного канала значительно больше, чем это вызывается необходимостью. В этом случае нужно специально уменьшить усиление незадержанного канала, чтобы входные шумы усилителя не увеличивали общего уровня шумов. На схеме рис. XII.22 с этой целью применены небольшие сопротивления, включённые параллельно анодным контурам ламп \mathcal{L}_7 и \mathcal{L}_8 . Величина сопротивлений выбирается в соответствии с заданной полосой пропускания.

20. Линейность характеристик

Для точной компенсации по огибающей детектор должен линейно воспроизвести форму огибающей. Из рис. XII.24 (см. также рис. XII.11) видно, что нелинейные искажения отсутствуют, если наименьшее значение модулированных колебаний достаточно велико, чтобы не попадать на нижний загиб характеристики детектора, а максимальное достаточно мало, чтобы не перегружать какой-либо из усилительных ламп. Увеличение линейной области модуляционной характеристики устройства можно получить путем сжатия динамического диапазона (уменьшения глубины модуляции) и путем увеличения максимального выходного неискаженного напряжения усилителей несущей частоты. Увеличение выходного напряжения может быть получено в результате увеличения сопротивления выходной нагрузки, однако за счет полосы пропускания.

Практически уровень сигналов в выходных каскадах усилителей несущей частоты настолько велик, что выходит за пределы линейной части характеристики. Известная компенсация нелинейности может быть получена за счет одинаковых нелинейных искажений в усилителях обоих каналов.

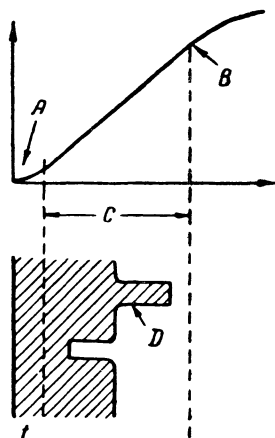


Рис. XII.24. Режим линейного детектирования:

A — область линейных искажений на нижнем загибе характеристики, *B* — начало нелинейных искажений из-за перегрузки, *C* — область линейного детектирования, *D* — огибающая.

21. Коэффициент усиления

Регулировка усиления. Регулировка усиления необходима в обоих каналах для компенсации наибольших возможных изменений крутизны характеристики ламп, а в задержанном канале, кроме того, для компенсации возможных изменений затухания линии

задержки. Регулировка усиления должна производиться в первом или первых каскадах усилителя во избежание появления нелинейных искажений.

Простым и хорошим способом регулировки усиления незадержанного канала является использование низкоомного безиндукционного (предпочтительнее угольного) нагрузочного сопротивления входного кабеля в качестве делителя напряжения (рис. XII.22).

По ряду соображений регулировка усиления в задержанном канале осуществляется изменением напряжения смещения управляющих сеток первых двух каскадов. Однако необходимо так рассчитать усилитель, чтобы регулируемые лампы работали при достаточно высоком коэффициенте усиления во избежание ухудшения отношения сигнала к шумам. Отношение сигнала к шумам может ухудшиться в том случае, если усиление первого каскада настолько мало, что шумы второго каскада становятся сравнимыми с усиливаемым сигналом. Если же сравнимы с сигналом шумы первого каскада, то при увеличении смещения на сетку коэффициент усиления лампы падает быстрее, чем уровень шумов, вследствие чего отношение сигнала к шумам также ухудшается. Поэтому всегда желательно производить регулировку усиления более, чем в одном каскаде.

Практически усиление каждого канала устанавливается таким образом, чтобы обеспечить требуемый уровень выпрямленных сигналов, после чего производится окончательная подгонка с целью получения наилучшей компенсации. Регулировка усиления должна быть очень плавной и тонкой, так как для точной компенсации усиление необходимо устанавливать с точностью до 1%.

Стабилизация усиления. Применение отрицательной обратной связи не дало хороших результатов в отношении стабилизации коэффициента усиления. Одним из методов относительной стабилизации усиления двух каналов является применение одинакового числа каскадов усиления, как в схеме рис. XII.22*. Этот метод даёт хорошие результаты. Коэффициенты усиления обоих каналов не расходятся больше, чем на 2—3% в течение нескольких часов при изменении окружающей температуры в пределах 30° Ц.

Для стабилизации усиления может быть также применена схема автоматической регулировки усиления. Для выработки напряжения автоматической регулировки усиления может быть использовано выходное напряжение компенсирующего усилителя, полученное в результате подачи специального входного сигнала определенного уровня, либо, при компенсации по огибающей, выпрямленное напряжение несущей частоты. Первый способ очень сложен и не будет рассмотрен.

* В схеме рис. XII.22 в задержанном канале практически на одну лампу больше, чем в незадержанном. Однако усиление по напряжению лампы L_2 равно единице и не зависит от крутизны характеристики лампы. Поэтому она может не приниматься в расчет при стабилизации коэффициента усиления.

Очевидно, что во избежание демодуляции сигналов постоянная времени цепи автоматической регулировки усиления должна быть велика по сравнению с длительностью передаваемых импульсов. В схеме автоматической регулировки усиления, которая рассчитана на поддержание постоянного среднего уровня на выходе каждого канала, могут возникнуть известные осложнения, даже если постоянная времени велика по сравнению с периодом повторения. Если

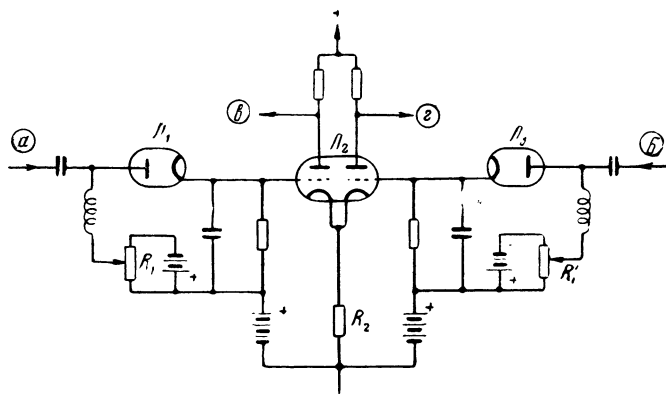


Рис. XII.25. Схема дифференциальной автоматической регулировки усиления:

а—вход несущей частоты первого канала, б—выход несущей частоты первого канала, в—вход несущей частоты второго канала, г—выход несущей частоты второго канала.

несущая частота промодулирована однополярным сигналом, например, видеосигналами радиолокационной станции, среднее значение напряжения на выходе детектора будет меняться при изменении направления антенного луча радиолокатора. При этом абсолютное значение усиления компенсирующего усилителя будет меняться при движении антенны радиолокатора.

Изменение коэффициента усиления компенсирующего усилителя отсутствует в случае применения схемы дифференциальной автоматической регулировки усиления, поддерживающей выходные напряжения обоих каналов на одинаковом уровне вне зависимости от абсолютного значения этих уровней. На рис. XII.25 приведена упрощённая принципиальная схема проекта такой дифференциальной автоматической регулировки уровня. Если R_2 велико по сравнению с сопротивлениями катодных цепей L_{2a} и L_{2b} , то схема работает как дифференциальный усилитель (см. главу IX книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы»), реагирующий только на разность выпрямленных выходных напряжений диодов L_1 и L_3 . Сопротивления R_1 и R_1' служат для установки абсолютного значения усиления и для первоначальной балансировки. Цепь автоматической регулировки усиления является стабилизатором усиления, а не органом управления степенью компенсации.

22. Детектирование

Детектор в каждом канале должен возможно правильное воспроизвести форму огибающей. Применяется обычно двухполупериодное выпрямление для того, чтобы форма огибающей возможно меньше зависела от фазы несущей.

Детектирование подробно описано в книге «Приёмники радиолокационных станций» этой серии. Ниже будет приведено несколько особенностей детектирования на примере схемы рис. XII.22. Германиевые кристаллические детекторы следует предпочесть ламповым

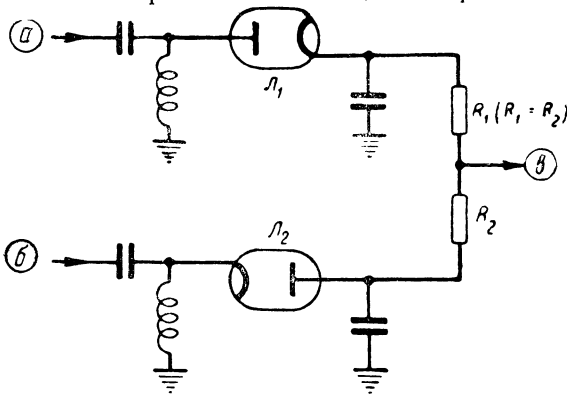


Рис. XII.26. Упрощенная схема компенсующей цепи:

а—вход несущей частоты задержанного канала, б—вход несущей частоты незадержанного канала, г—выход некомпенсированного остатка.

благодаря их меньшей межэлектродной ёмкости и меньшему прямому сопротивлению. Для получения хорошей отдачи и небольших нелинейных искажений выгодно работать с большим сопротивлением нагрузки детектора. Малая межэлектродная ёмкость германиевого детектора не только позволяет работать с большим сопротивлением нагрузки, но и даёт возможность

получить в выходном каскаде усилителя несущей частоты большое произведение усиления на полосу пропускания, снижая опасность возникновения в этом каскаде нелинейных искажений.

Двухтактное усиление в выходном каскаде усилителя несущей частоты, необходимое для осуществления двухполупериодного детектирования, может быть получено с помощью трансформатора или лампового инвертора. Преимущество трансформатора состоит в том, что симметричность питания детекторов не зависит от параметров ламп, а преимущество инвертора в том, что при высоких несущих частотах (30 мГц и выше) симметричное питание детекторов проще осуществить, чем с помощью трансформатора. В схеме рис. XII.22 использованы инверторы \mathcal{L}_{66} и \mathcal{L}_{116} типа 6J6. Конденсаторы ёмкостью 1,5 мкмкф применены для нейтрализации.

23. Компенсующая цепь

Сигналы задержанного и незадержанного каналов должны быть взаимно компенсированы, то-есть вычтены один из другого. Компенсация должна осуществляться на возможно более ранней стадии, так как все каскады усиления до компенсации не должны

создавать нелинейных искажений, в то время как после компенсации никаких специальных требований к линейности можно не предъявлять. При компенсации по огибающей ближайшей точкой является выходная цепь детекторов. В схеме рис. XII.22 применена простейшая компенсирующая цепь в виде дифференциальных детекторов (см. главу XIV книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы»), одинаковых для обоих каналов. Упрощённая схема дифференциального детектора изображена на рис. XII.26. Цепь постоянного тока замыкается последовательно через оба детектора L_1 и L_2 . Выходное напряжение является суммой положительной составляющей задержанного канала на сопротивлении R_1 и отрицательной составляющей незадержанного канала на сопротивлении R_2 .

24. Цепь связи линии задержки с усилителем

Произведение усиления на полосу пропускания цепи связи линии задержки с усилителем должно быть возможно более высоким для того, чтобы увеличить отношение сигнала к шумам во входной цепи усилителя задержанного канала (см. также § 14).

В простейшем случае, как и во входной цепи линии задержки, максимальное произведение усиления на полосу пропускания можно получить при максимальном сокращении расстояния между первым каскадом усиления и выходными зажимами линии задержки. Соединительный кабель (если он не согласован) должен быть возможно более коротким по сравнению с длиной волны несущей не только с целью уменьшения шунтирующей ёмкости, но и во избежание внесения трудно компенсируемых в незадержанном канале искажений частотной характеристики системы.

В противоположность входной цепи линии задержки, большое произведение усиления на полосу пропускания не может быть получено за счёт очень точной настройки, так как частотные характеристики обоих каналов должны быть одинаковы. Так, например, не следует применять двухконтурную цепь, нагружённую с одного конца, если можно получить удовлетворительные результаты с менее чувствительной к настройке цепью, несмотря на то, что благодаря высокому выходному сопротивлению такой цепи можно уменьшить отношение сигнала к шумам.

С целью максимально возможного уменьшения шумов целесообразно применять в усилителе задержанного канала входную цепь с низким уровнем шумов. Лампы L_1 и L_2 в схеме рис. XII.22 образуют такую цепь, описанную в главе V книги «Приёмники радиолокационных станций» этой серии.

В тех случаях, когда компенсирующий усилитель не может быть размещён в непосредственной близости от выходных зажимов линии задержки, следует применить предварительный усилитель несущей частоты, смонтированный на линии. Предварительный усилитель

может быть соединён с основным усилителем низкоомным кабелем и должен иметь усиление порядка 2—3.

В случае применения согласованного высокоомного (порядка 1 000 ом) соединительного кабеля с соответствующей временной задержкой (около 0,2 мксек) возникает возможность простого способа регулировки частоты повторения (см. § 30). Однако вследствие большого затухания на несущей частоте порядка 10—30 мГц его применение вероятно не всегда возможно.

Видеоусилители

25. Требования к видеоусилителю

Некомпенсированный остаток до видеоусилителя при компенсации по огибающей образует видеосигналы положительной и отрицательной полярности от 1 до 100 мв. Обычно уровень видеосигналов в выходном низкоомном кабеле усилителя составляет около 1 в, так что усиление видеоусилителя должно быть порядка 1 000.

В видеоусилителях, предназначенных для усиления сигналов с большим динамическим диапазоном, необходимо принимать меры против «забывания» усилителя сильными сигналами, чтобы слабые сигналы, непосредственно следующие за сильными, были хорошо различимы. Меры против забывания усилителей общеизвестны, однако здесь будут представлены некоторые специальные соображения. Следует также отметить, что усиление двухполярных сигналов значительно труднее, чем однополярных.

26. Усилители для двухполярных видеосигналов

Ниже будут кратко изложены трудности создания видеоусилителей на большой динамический диапазон интенсивностей без забывания усилителя и рассмотрена возможность применения обычных методов борьбы с этими трудностями к усилению двухполярных сигналов.

В окончательных каскадах видеоусилителя с большим коэффициентом усиления при интенсивном сигнале могут возникнуть сеточные токи в одном или нескольких каскадах. При наличии переходного конденсатора, на нём может образоваться отрицательный заряд, уменьшающий коэффициент усиления лампы вплоть до нуля, пока конденсатор не разрядится. Это явление показано на рис. XII.27,г. Применение диода для восстановления постоянной составляющей (рис. XII.27,а и XII.27,д) невозможно при двухполярных сигналах, так как видеосигналы отрицательной полярности подобны отрицательному выбросу, возникающему при появлении сеточных токов.

Одним из методов борьбы с забыванием усилителя с переходной ёмкостью является выбор такого режима, чтобы максимальный положительный выходной сигнал предыдущего каскада никогда не превышал напряжения смещения последующего каскада. Для

успешного применения этого метода нужно, чтобы усиление последующего каскада было достаточно велико даже при относительно высоком отрицательном смещении на сетке.

Сеточные токи не опасны в случае непосредственной связи между каскадами (связи по постоянному току). Непосредственная связь, как мера борьбы с забиванием усилителя, одинаково эффективна при однополярных и двухполярных сигналах. В схеме

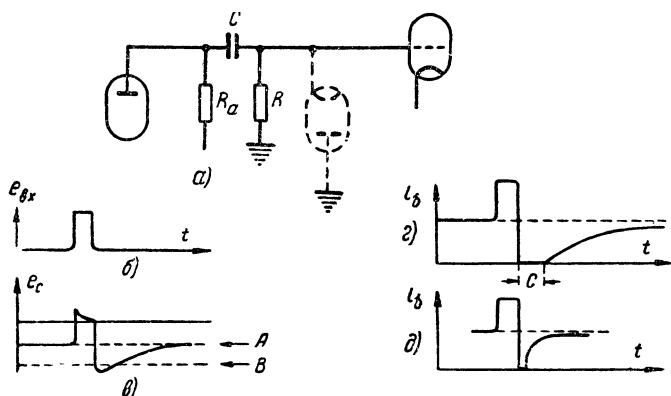


Рис. XII.27. Кривые забивания усилителя при возникновении сеточных токов:

A —рабочее напряжение смещения, B —напряжение отсечки анодного тока, C —область забивания усилителя.

рис. XII.22 непосредственная связь применена между лампами L_{12} и L_{13} . Для того, чтобы напряжение на сетке лампы L_{13} не могло сильно возрасти при вынимании лампы L_{12} , предусмотрен стабилизатор напряжения L_{17} .

В лампе L_{14} применен еще один метод борьбы с забиванием усилителя с помощью катодной связи между каскадами. При подаче положительного сигнала на сетку лампы L_{14a} , на сетке лампы $L_{14б}$ появляется отрицательный сигнал. Так как лампа L_{14a} является катодным повторителем, необходим очень интенсивный положительный сигнал, чтобы напряжение на сетке намного превысило напряжение на катоде. Лампа $L_{14б}$ является, кроме того, инвертором для осуществления двухтактного питания выпрямителя видеосигналов.

При усилении двухполярных видеосигналов не требуется большая постоянная времени цепей межкаскадных связей, так как обычно длительность сигналов некомпенсированного остатка невелика. Однако постоянная времени не должна быть также слишком малой во избежание появления выбросов на сигналах. Выбросы могут появиться даже в том случае, когда постоянная времени в нескольких каскадах в 5—10 раз превышает длительность импульса. Выбросы особенно опасны при выпрямлении видеосигнала (см. § 27).

Если на входе двухполярного видеоусилителя включить цепь с малой постоянной времени, порядка длительности импульса, то в последующих каскадах постоянные времени могут быть взяты со сравнительно небольшой постоянной времени без опасения появления выбросов. Если во всех промежуточных каскадах, кроме последнего, взята относительно большая постоянная времени (около 50 длительностей импульса), а между предпоследним и последним каскадами малая постоянная времени, то влияние сеточных токов в последнем каскаде может быть скомпенсировано сопротивлением (R на рис. XII.27,а), величина которого значительно меньше сопротивления промежутка сетка — катод.

27. Выпрямление видеосигналов

Выходное напряжение компенсирующего устройства используется обычно для модуляции электронно-лучевого индикатора. При модуляции отклонением луча двухполярный сигнал достаточно удобен. Однако при модуляции яркости различимость сигналов разных

полярностей существенно различна. В этом случае желательно преобразовать двухполярный сигнал в однополярный.

При выпрямлении видеосигналов следует тщательно избегать появления выбросов в усилителе, так как выпрямленные выбросы совершенно подобны видеосигналам. Особенно опасны многократные выбросы, появляющиеся при постоянной времени

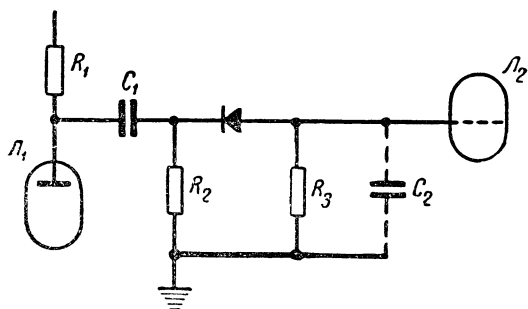


Рис. XII.28. Упрощенная схема выпрямителя видеосигналов.

ляющиеся при постоянной времени

Двухтактное выходное напряжение, необходимое для двухполупериодного выпрямления, может быть получено как с помощью трансформатора, так и с помощью лампового инвертора. В схеме рис. XII.22 применен инвертор с катодной связью, так как он не боится перегрузки.

На рис. XII.28 приведена упрощенная схема выпрямителя видеосигналов со связью через переходный конденсатор. Выбор параметров схемы и режима работы определяется следующими условиями:

1. Входной сигнал должен быть достаточно большим, чтобы обеспечить линейное выпрямление самых слабых сигналов.

2. Сопротивление R_3 должно быть достаточно мало во избежание слишком большой постоянной времени цепи R_3C_2 . Эта постоянная времени определяет длительность спада входного сигнала с очень крутым задним фронтом.

3. Сопротивление R_2 должно быть значительно меньше сопротивления R_3 , чтобы на конденсаторе C_1 не могло появиться большое выпрямленное напряжение. Это напряжение является запирающим напряжением выпрямителя и может помешать выпрямлению слабых сигналов.

4. Емкость C_1 должна быть достаточно велика во избежание ощутимого повышения напряжения на ней в течение одного импульса. Это напряжение может запереть выпрямитель и помешать выпрямлению слабых сигналов.

5. Сопротивление R_1 должно быть настолько велико, насколько это возможно при заданном анодном напряжении на лампе L_1 .

РЕГУЛИРОВКА ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ

28. Требования к частоте повторения

Скелетная схема устройства для задержки и компенсации импульсных периодических сигналов изображена на рис. XII.29 (см. также рис. XII.1). Вообще говоря, временная задержка сигнала будет иметь место в любом блоке этого устройства. Обозначим через D_0 — задержку в блоке возбуждения линии задержки, через D_1 — задержку в усилителе задержанного канала, через D_2 — задержку в усилителе незадержанного канала и через D_A — задержку в линии задержки.

Обозначим через f_r — частоту повторения, а через $T = \frac{1}{f_r}$ — период повторения. Пусть на вход устройства подан сигнал в момент t . Этот сигнал появится в задержанном канале на входе компенсирующей цепи в момент

$$t_1 = t + D_0 + D_A + D_1.$$

Следующий сигнал, появившийся на входе устройства через интервал T , попадет на вход компенсирующей цепи в незадержанном канале в момент

$$t_2 = t + T + D_0 + D_2.$$

Условием полной взаимной компенсации сигналов является равенство $t_1 = t_2$, или

$$D_A + D_1 = T + D_2,$$

откуда

$$T = D_1 + D_A - D_2$$

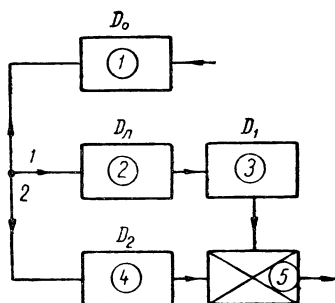


Рис. XII.29. Скелетная схема устройства для задержки и компенсации импульсных периодических колебаний: 1—возбудитель линии, 2—линия задержки, 3—усилитель задержанного канала, 4—усилитель незадержанного канала, 5—компенсирующая цепь.

или

$$f_r = \frac{1}{D_1 + D_a + D_s}. \quad (\text{XII.1})$$

Выражение (XII.1) является основным для определения частоты повторения.

Обозначим отклонение величины T от её теоретического значения через ΔT . Рассмотрим два одинаковых импульсных напряжения, определяемых уравнением $U=f(t)$. Импульсы появятся на входе компенсирующей цепи в момент t и $t+\Delta T$, следовательно, некомпенсированный остаток R будет равен

$$R = f(t + \Delta T) - f(t).$$

Для значений ΔT , достаточно малых по сравнению с временем нарастания импульса, предыдущее выражение можно заменить приближённым выражением

$$R = f'(t) \Delta T, \quad (\text{XII.2})$$

где

$$f'(t) = \frac{df(t)}{dt}.$$

Уравнение (XII.2) является уравнением некомпенсированного остатка, появляющегося при ошибке ΔT в интервалах совпадения. Максимальное значение некомпенсированного остатка $f'(t)_{\text{макс}} \Delta T$ зависит от ΔT и от крутизны нарастания импульса. Отношение ρ максимального значения остатка к максимальному значению импульса равно

$$\rho = \frac{f'(t)_{\text{макс}} \Delta T}{f(t)_{\text{макс}}}. \quad (\text{XII.3})$$

Приведенные выше соотношения применимы к остатку непосредственно на выходе компенсирующей цепи. (За компенсирующей цепью следует видеоусилитель. Обычно отношение остатка к импульсу на выходе усилителя отличается от этого отношения на выходе компенсирующей цепи).

Уравнение (XII.3) можно упростить, если принять, что импульс линейно возрастает в течение интервала t_r . Тогда $f'(t) = \frac{f(t)_{\text{макс}}}{t_r}$

или $\frac{f'(t)_{\text{макс}}}{f(t)_{\text{макс}}} = \frac{1}{t_r}$. Уравнение (XII.3) приобретает вид $\rho = \frac{\Delta T}{t_r}$. Следовательно, отношение остатка к максимальному значению импульса равно отношению ошибки в интервале совпадения к времени нарастания импульса. Для облегчения процесса компенсации время нарастания импульса должно быть возможно больше. Максимально возможное значение зависит, естественно, от длительности импульса τ в линии задержки. Время t_r не может быть

больше, чем τ . Допустим, что полоса пропускания выбрана таким образом, чтобы

$$t_r = \frac{\tau}{2}. \quad (\text{XII.4})$$

В таблице XII.1 приведены максимально допустимые значения ошибки ΔT в функции длительности импульса τ (для t_r по уравнению XII.4) для $\rho = 1\%$ (компенсация, равная 40 дб).

Т а б л и ц а XII. 1

Максимально допустимые ошибки в функции длительности импульса

Длительность импульса τ мксек	Допустимая ошибка ΔT мксек	Стабильность частоты повторения для $f_r = 1000$ гц
2	0,01	10^{-5}
1	0,005	$5 \cdot 10^{-6}$
0,5	0,0025	$2,5 \cdot 10^{-6}$

В тех случаях, когда существенным является не максимальное значение остатка, а его площадь A_R , эта площадь равна

$$A_R = 2\Delta T \int_0^{t'} f'(t) dt. \quad (\text{XII.5})$$

Определение верхнего предела интегрирования t' ясно из диаграмм рисунка XII.30.

Если некомпенсированный остаток выпрямляется (рис. XII.30,б), точка t' соответствует значению t , при котором входной импульс $f(t)$ имеет максимальное значение. В этом случае площадь остатка равна

$$A_R = 2\Delta T [f(t)_{\text{макс}} - f(0)] = 2\Delta T f(t)_{\text{макс}}, \quad (\text{XII.6})$$

так как $f(0) = 0$.

Следует отметить интересную особенность уравнения (XII.6). Площадь некомпенсированного остатка зависит только от максимального значения импульса и не зависит от времени нарастания импульса, то-есть от полосы пропускания*. Отсюда следует, что степень компенсации в 40 дб выбрана достаточно произвольно. Этот критерий имеет смысл лишь в том случае, когда время нарастания импульса составляет вполне определенную часть его длительности.

* Выводы действительны только для входного импульса, первая производная которого непрерывна и имеет конечное значение и который имеет один максимум. Эти условия обычно соблюдаются.

Ошибка интервала повторения может выйти за пределы допустимого значения как в результате медленных изменений величин f_r , D_0 , D_1 , D_2 или D_n , так и в результате быстрых изменений от периода к периоду (дрожаний) величин f_r или D_n . Из-за медленных изменений этих величин, а также вследствие больших допусков на время задержки в линии, необходимо иметь во всех системах, кроме описанной в § 31, возможность регулировки интервалов совпадения

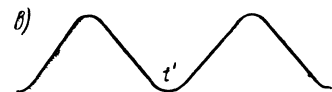
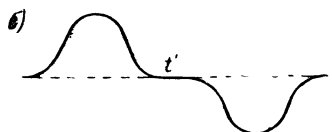
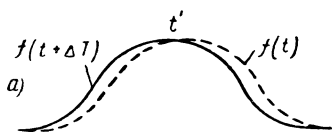


Рис. XII.30. Диаграммы компенсации импульсов:

а — компенсируемые импульсы, б — некомпенсированный остаток, в — некомпенсированный остаток после двух полупериодного выпрямления.

путем ручной регулировки частоты повторения или времени задержки в линии. Органы регулировки обычно составляют значительную часть всего оборудования.

Генераторы частоты повторения могут быть двух типов — стабильные генераторы и генераторы, синхронизированные линией задержки. В стабильных генераторах принимаются специальные меры для уменьшения как медленных изменений, так и дрожаний частоты. В синхронизированных генераторах интервал повторения регулируется с помощью основной линии задержки или специальной дополнительной линии, аналогичной основной.

29. Ручная регулировка частоты повторения

В тех случаях, когда генератор частоты повторения (с соответствующими делителями частоты) стабилизирован кварцем, должна быть предусмотрена возможность механической

регулировки длины линии задержки. Такая схема была принята в ряде разработанных устройств.

В качестве генератора частоты повторения может быть взят LC-генератор. Необходимые пределы изменения его частоты определяются максимальным возможным изменением всех задержек в системе и возможным изменением самого генератора. Наибольшее изменение задержки имеет место в ли-

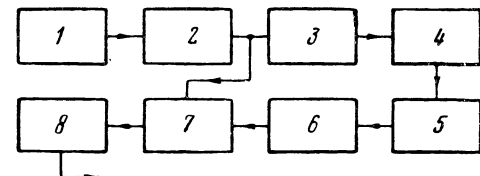


Рис. XII.31. Скелетная схема стабильного генератора частоты повторения:

1 — генератор синхронизированных колебаний (32 кГц), 2 — усилитель, формирующий прямоугольные колебания и генератор импульсов, 3 — делитель частоты 3:1, 4 — делитель частоты 3:1, 5 — делитель частоты 3:1, 6 — делитель частоты 4:1, 7 — временной селектор, 8 — блокинг-генератор (генератор пусковых импульсов).

нии задержки при изменении температуры наполняющей её среды. Скорость распространения ультразвуковых колебаний в ртути ме-

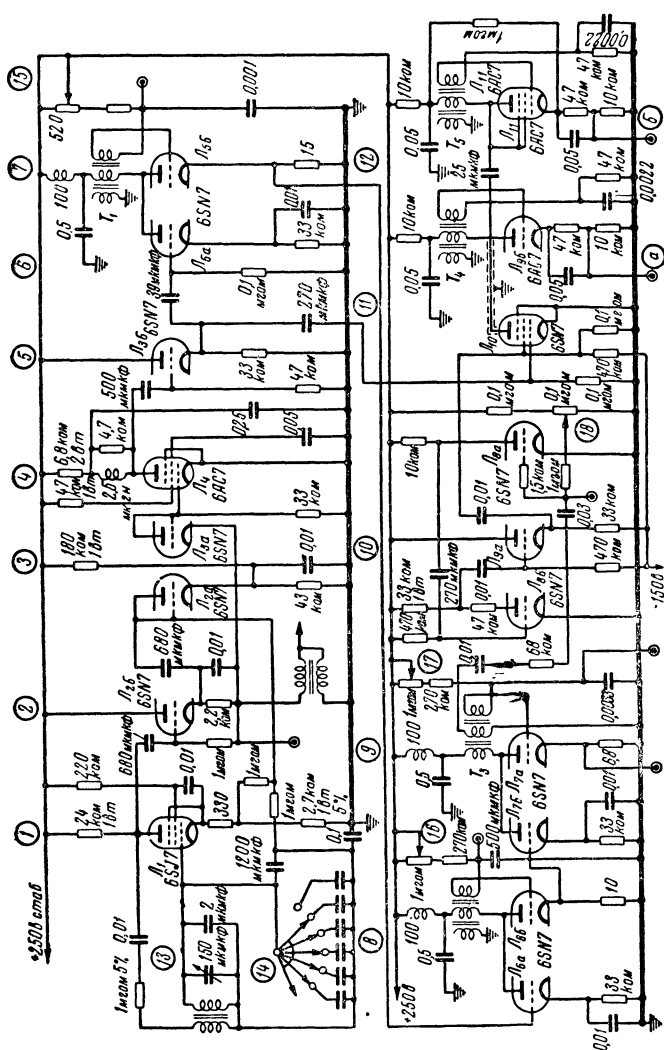


Рис. XII.32. Принципиальная схема стандартного генератора частоты повторения:

1 — генератор синусовых колебаний (32 кГц), 2 — усилитель, формирующий прямоугольные колебания, 3 — амплитудный компаратор, 4 — генератор импульсов, 5 — катодный повторитель, 6 — усилитель, 7 — делитель частоты 3:1, 8 — делитель частоты 3:1, 9 — делитель частоты 3:1, 10 — делитель частоты 4:1, 11 — временной селектор, 12 — генератор пусковых импульсов, 13 — точная установка частоты, 14 — грубая установка частоты 1-го делителя, 15 — установка деления частоты 2-го делителя, 16 — установка деления частоты 4-го делителя, 17 — установка деления частоты 3-го делителя, 18 — установка частоты 4-го делителя, 19 — установка частоты 3-го делителя.

няется на 0,0003 на 1° Ц. При возможном изменении температуры в 50° Ц временной сдвиг может измениться на 1,5%. Частота генератора, с учётом запаса на изменения других сдвигов, должна иметь возможность настраиваться в пределах 2%.

На рис. XII.31 приведена скелетная схема, а на рис. XII.32 принципиальная схема регулируемого генератора частоты повторения. Выходное напряжение LC -генератора на частоту 32 кГц преобразуется в импульсы, возбуждающие цепь делителей частоты. Для получения стабильных фазовых соотношений пусковым импульсом является один из импульсов частоты 32 кГц, выбранный с помощью временного селектора (см. главу IV).

30. Генераторы, синхронизированные линией задержки

Был предложен ряд методов регулировки частоты повторения, в которых отпадает необходимость в ручной регулировке благодаря тому, что длительность интервала повторения определяется временем задержки импульса в линии. Принцип работы таких устройств заключается в том, что на линию задержки подаётся специальный синхронизирующий импульс, который усиливается по выходе из линии и служит для запуска пускового импульса, вновь подаваемого на линию задержки. Такая замкнутая цепь служит в качестве генератора частоты повторения. На рис. XII.33 приведена его скелетная схема.

Интервал повторения, в соответствии с приведёнными выше выражениями, должен быть равен

$$T = D_1 + D_a - D_2,$$

а период пускового импульса равен

$$T' = D_a + D_3 + D_4.$$

Для хорошей компенсации необходимо, чтобы

$$T = T'$$

или

$$D_1 = D_2 + D_3 + D_4. \quad (\text{XII.7})$$

Задержка D_3 в усилителе синхронизирующего импульса может быть сделана очень незначительной. Сумма этой задержки и задержки D_2 обычно такого же порядка, что и задержка D_1 . Следовательно, на основании уравнения (XII.7) необходимо, чтобы

$$D_4 = 0.$$

К сожалению, это условие практически невыполнимо, и получить задержку D_4 меньше 0,1 мксек не удавалось. Таким образом, непосредственное решение задачи по схеме рис. XII.33 невозможно. Было предложено следующих четыре способа для обхода возникших трудностей:

1. Искусственное увеличение задержки D_1 путём включения электрической линии задержки между усилителем задержанного канала и компенсирующей цепью.

2. Относительное увеличение задержки видеосигнала путём приёма синхронизирующего импульса на специальную кварцевую пластинку, расположенную в линии ближе сигнальной пластинки. Этот способ требует применения третьей кварцевой пластинки.

3. Применение второй ультразвуковой линии специально для передачи пускового импульса с временем задержки, установленным в соответствии с точной компенсацией. Все три способа имеют ряд общих особенностей.

4. Применение ламповой схемы автоматической регулировки частоты генератора. Эта схема принципиально отличается от трёх предыдущих и будет описана отдельно.

Общим для первых трёх способов является

применение генератора пусковых импульсов, усилителя синхронизирующих импульсов и органов регулировки степени компенсации. Форма и величина пускового импульса не должна зависеть от формы и величины импульса, возбуждающего генератор пусковых импульсов. Необходимо обеспечить постоянство величины пускового импульса во избежание его постепенного затухания. Обычно в качестве генератора пусковых импульсов применяют блокинг-генераторы или тиратронные генераторы. С этими типами генераторов мощность в линии при непосредственном возбуждении пусковыми импульсами передающей кварцевой пластинки больше, чем при смещивании пусковых импульсов с видеосигналами перед цепью возбуждения линии задержки.

Генератор пусковых импульсов должен обладать двумя свойствами. Он должен быть самовозбуждающимся, то-есть способен генерировать в отсутствии синхронизирующего импульса некоторую частоту, более низкую, чем частота повторения. Это гарантирует надёжную синхронизацию последующим импульсом при случайном пропуске предыдущего. Самовозбуждение легко осуществляется в цепях с двумя квазистабильными состояниями (главы V и VI книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы»).

Необходимо, кроме того, чтобы в замкнутой цепи в течение интервала повторения мог возникнуть только один пусковой импульс. После того, как генератор сработает, какой-либо другой импульс, появившийся на входе усилителя, может пройти через замкнутую

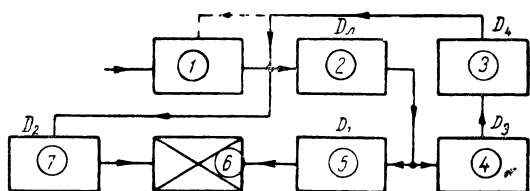


Рис. XII.33. Скелетная схема компенсирующего устройства с генератором, синхронизированным линией задержки:

1—возбудитель линии, 2—линия задержки, 3—генератор пусковых импульсов, 4—усилитель синхронизирующих импульсов, 5—усилитель задержанного канала, 6—компенсирующая цепь, 7—усилитель незадержанного канала.

цепь. Этого можно избежать, если генератор пусковых импульсов не будет обладать способностью снова возбуждаться, по крайней мере, в течение половины периода повторения (см. главу XVI книги «Генерирование электрических колебаний специальной формы»). С целью перестраховки можно подавать на усилитель синхронизирующих импульсов запирающий сигнал длительностью $\frac{T}{2}$.

Усилитель синхронизирующих импульсов состоит из нескольких каскадов усиления на несущей частоте, детектора и видеоусилителя. Число каскадов определяется затуханием в линии задержки и полосой пропускания. Обычно требуется усиление от 40 до 50 дБ. При применении дополнительной электрической линии задержки в сигнальном канале задержка в усилителе должна быть возможно малой, и усилитель должен быть широкополосным.

Регулировка степени компенсации может быть механической и электрической. В первом случае меняется геометрическая длина ультразвуковой или электрической линии задержки. Во втором случае применяется своеобразный временной модулятор.

Из перечисленных выше четырёх способов обхода трудностей, возникающих в схеме рис. XII.33, первым хронологически и наиболее простым является включение дополнительной электрической линии задержки. Дополнительная линия может быть включена двояко: в цепь несущей частоты и в цепь видеосигнала. Однако создать необходимую линию задержки на несущей частоте оказалось невозможным. При включении линии задержки в цепь видеосигналов возник ряд затруднений. Частотные характеристики обычных электрических линий задержки недостаточно удовлетворительны для получения хорошей компенсации. Если задержка не очень велика, можно создать специальную линию с удовлетворительными частотными характеристиками. В одной из схем наблюдались сильные отражения в линии, создававшие ложные сигналы с уровнем, намного превышавшем 1%. Однако все эти трудности связаны с особенностями самих электрических линий и нет оснований полагать, что нельзя создать вполне удовлетворительных линий. Скелетная схема такого устройства приведена на рис. XII.34.

В тех случаях, когда усилитель несущей частоты применяется для усиления и видеосигналов и синхронизирующих импульсов, необходимы какие-то средства разделения этих сигналов во избежание запуска генератора пусковых импульсов видеосигналами. С этой целью могут быть применены как временные, так и амплитудные селекторы. Ниже изложен еще один метод, пригодный в тех случаях, когда усилитель синхронизирующих импульсов не является одновременно элементом задержанного канала.

Скелетная схема второго из четырёх способов, в котором применяется третий кварц, изображена на рис. XII.35. В линии, непосредственно перед основной приёмной кварцевой пластинкой, устанавливается под углом в 45° отражатель, а на стене трубы против отражателя — вторая приёмная кварцевая пластинка. Положение

отражателя может изменяться для регулировки времени задержки.

В таком устройстве также необходимо принять меры против запуска генератора пусковых импульсов видеосигналами. Как и в первой схеме, можно применить временную или амплитудную селекцию. Кроме того, можно настроить усилитель синхронизирующих импульсов на другую несущую частоту и осуществить деление импульсов по несущей частоте. Удовлетворительные результаты полу-

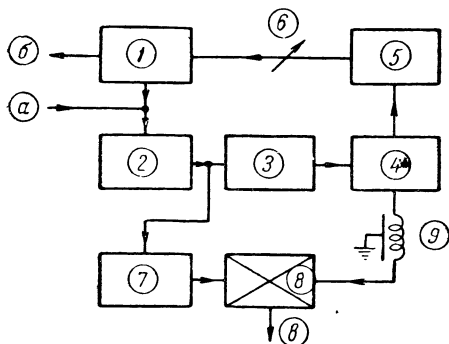


Рис. XII.34. Скелетная схема проекта системы с дополнительной электрической линией задержки:

1—генератор пусковых импульсов, 2—возбудитель линии, 3—ультразвуковая линия задержки, 4—усилитель несущей частоты, 5—детектор и видеоусилитель, 6—регулировка степени компенсации, 7—делитель напряжения, 8—компенсирующая цепь, 9—электрическая линия задержки; а—вход видеосигнала, б—вход пусковых импульсов, в—выход некомпенсированного остатка.

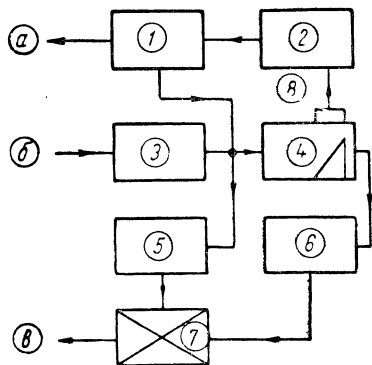


Рис. XII.35. Скелетная схема системы с тремя кварцевыми пластинками:

1—генератор пусковых импульсов, 2—усилитель синхронизирующих импульсов, 3—возбудитель линии, 4—ультразвуковая линия задержки, 5—делитель напряжения, 6—усилитель задержанного канала, 7—компенсирующая цепь, 8—третья кварцевая пластинка;

а—выход пусковых импульсов, б—вход видеосигнала, в—выход некомпенсированного остатка.

чаются при расстройке несущей пусковых сигналов на 15—20% и передаче, например, пусковых импульсов на частоте 8 мГц при несущей видеосигнала в 10 мГц.

В третьем способе для регулировки периода повторения применяется отдельная ультразвуковая линия задержки. Эта система более громоздка, чем система с тремя кварцевыми пластинками, но проще в конструктивном отношении. Такая система применялась как с механическим, так и с электрическим управлением степени компенсации. Пусковая и сигнальная линии располагаются возможно ближе одна к другой с целью создания одинаковых температурных условий. Были осуществлены системы с пусковой линией такой же длины, как сигнальная, и с вдвое более короткой пусковой линией с последующим делением частоты повторения на два (см. § 5).

В системах с тремя кварцевыми пластинками и с дополнительной пусковой линией возникают трудности, связанные с многократными отражениями. В том случае, когда концевые поглощающие насадки отсутствуют, пусковой импульс частично отражается от приёмной кварцевой пластинки, проходит через линию задержки

и приходит почти точно в момент подачи следующего пускового импульса. Отражённый импульс может быть только на 10 дб ниже очередного пускового импульса. Так как оба импульса являются серией синусоидальных колебаний (несущей частоты), они суммируются или вычитаются в зависимости от их фазовых соотношений. Разность фаз между колебаниями обоих импульсов зависит от задержек в усилителе синхронизирующих импульсов и в генераторе пусковых импульсов, а эти задержки, в свою очередь, особенно в системах с электрическим управлением степени компенсации, зависят от времени нарастания импульса или, иными словами, от амплитуды импульса. При этом может возникнуть следующее явление. Задержка в генераторе пусковых импульсов может слегка увеличиться и так изменить фазу между пусковыми и отражёнными импульсами, что величина пускового импульса упадёт. Это вызовет дальнейшее увеличение задержки в генераторе пусковых импульсов. В результате может появиться дрожание периода повторения, достаточное для существенного ухудшения степени компенсации.

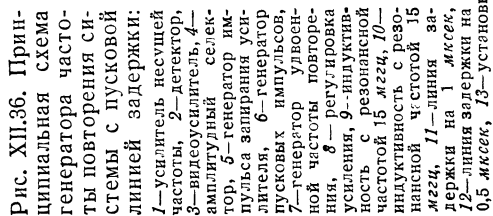
В системах без поглощающих насадок для устранения этого явления в цепь пусковых импульсов включают дополнительную электрическую линию с задержкой порядка длительности пускового импульса. При этом отражённый импульс достигает передающей кварцевой пластинки немного раньше подачи очередного пускового импульса, и импульсы не могут накладываться один на другой.

На рис. XII.36 изображена принципиальная схема генератора частоты повторения устройства, фотография которого была приведена на рис. XII.5. В генераторе применена отдельная пусковая линия с вдвое меньшей задержкой, чем в сигнальной линии. Блокинг-генератор на лампе 6АС7 возбуждается на вдвое более высокой частоте, чем частота повторения. Блокинг-генератор на лампе 6SN7 является делителем частоты с отношением 2 : 1. Прямоугольный импульс мильтивибратора на лампе 6J6 включает усилитель несущей частоты на временной интервал, немного превышающий четверть периода повторения. Регулировка степени компенсации (периода повторения) производится изменением смещения на сетке амплитудного селектора. Пределы регулировки могут изменяться путём переключения электрической линии с небольшой задержкой.

Из рассмотренных выше трёх систем синхронизации генератора частоты повторения с помощью линии задержки наилучшей была бы система с дополнительной электрической линией задержки, если бы можно было осуществить линию с удовлетворительной частотной характеристикой. Рабочие характеристики других двух систем одинаковы, однако система с тремя кварцевыми пластинками менее громоздка.

31. Система автоматической регулировки частоты повторения

Эта система подобна системе со стабильным генератором частоты повторения в том отношении, что пусковые импульсы формируются полностью в ламповом генераторе. С другой стороны, она



Примечание: все катушки намотаны проводом диаметром 0,25 мм на цилиндрические каркасы диаметром 6 мм.

напоминает систему с генератором, синхронизированным линией, в том отношении, что собственная частота генератора, отличающаяся от частоты повторения, автоматически устанавливается на нужном значении с помощью ультразвуковой линии и соответствующих устройств. Автоматическая регулировка частоты осуществляется следующим способом. Временной дискриминатор измеряет разность времён появления T_1 и T_2 сигналов S_1 и S_2 и регулирует частоту

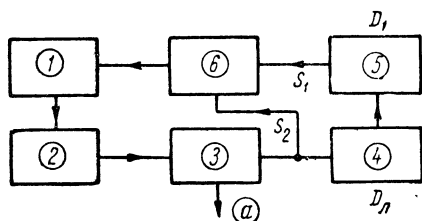


Рис. XII.37. Скелетная схема системы автоматической регулировки частоты повторения:

1—генератор синусоидальных колебаний регулируемой частоты, 2—цепь формирования импульсов, 3—усилитель пусковых импульсов, 4—линия задержки, 5—усилитель, 6—временной дискриминатор;
а—выход пусковых импульсов.

генератора пусковых импульсов. Такие устройства уже были описаны ранее в главах IV и VIII. Скелетная схема устройства приведена на рис. XII.37.

Схема работает следующим образом. Временной дискриминатор сравнивает момент T_1 появления n -го импульса на выходе линии и момент T_2 появления $(n + 1)$ -го импульса на входе линии. Допустим, что при повышении управляющего напряжения генератора пусковых импульсов его частота увеличивается. Если $T_2 - T_1$ имеет положительный знак, это значит, что момент T_2 наступит позже, чем момент T_1 , и $(n + 1)$ -ый импульс на входе линии запаздывает по сравнению с n -ным импульсом на выходе линии. Следовательно, частота генератора слишком низкая, и напряжение на выходе временного дискриминатора должно быть положительным для того, чтобы частота генератора изменилась в нужную сторону. Соответственно, если $T_2 - T_1$ имеет отрицательный знак, выходное напряжение временного дискриминатора должно уменьшить частоту генератора. При соблюдении этих условий цепь обратной связи следящей системы будет правильно работать, разность $T_2 - T_1$ будет равна нулю и, следовательно, T будет равно $D_2 + D_1$.

32. Схема автоматической регулировки частоты повторения

На рис. XII.38 изображена скелетная схема компенсирующего устройства с автоматической регулировкой частоты повторения. На рис. XII.39 показана принципиальная схема генератора с автоматической регулировкой частоты повторения. Напряжение генератора «синхронизирующего импульса» подается через линию с регулируемой задержкой (до 0,5 мксек) на генератор «ведомого импульса». Ведомый импульс модулирует генератор несущей частоты (10 мГц), возбуждающий ртутную линию задержки. Выходной сигнал линии усиливается по несущей частоте, детектируется, усиливается по видеочастоте и подается на временной дискриминатор. Одновременно последующий синхронизирующий импульс запускает генератор



RC-фильтра. Изменением напряжения смещения на сетке можно изменять величину этой доли периода и, следовательно, частоту. Изменение управляющего напряжения на ± 1 в вызывает изменение частоты на ± 75 гц, вследствие чего не требуется усиления постоянного тока. С помощью переменного сопротивления R_1 в одном из звеньев *RC*-фильтра можно произвести начальную установку частоты на 2000 гц. Работу установки можно проверить в процессе сопровождения путём изменения сопротивления R_1 . При этом соответственно должна измениться величина управляющего напряжения постоянного тока.

Селекторные полуимпульсы формируются с помощью двух блокинг-генераторов. Второй блокинг-генератор запускается выбросом на заднем фронте первого полуимпульса. Величина импульсов равна 150 в при длительности, слегка превышающей 1 мксек. Селекторные полуимпульсы подаются на аноды двойного триода во временном дискриминаторе*. Когда ведомый импульс расположен симметрично относительно селекторных полуимпульсов, заряд на ёмкости C_1 остаётся постоянным, вследствие чего устанавливается стабильная частота повторения.

Такой метод регулировки частоты повторения имеет два основных преимущества. Первый состоит в том, что любые изменения задержек в системе автоматически компенсируются. Единственным источником возможного нарушения работы устройства является изменение параметров временного дискриминатора. Вторым достоинством этого метода является то, что он, в противоположность остальным системам, не требует дополнительных механических устройств. Его недостатками являются повышенные требования к мгновенной стабильности генератора частоты повторения и довольно значительное количество ламп.

* В этом устройстве запирающий сигнал в усилителе ведомого импульса не применяется, так как величина видеоимпульсов радиолокатора недостаточна для запуска синхронизирующей цепи.

НЕКОТОРЫЕ ТЕРМИНЫ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В ДАННОЙ КНИГЕ

Амплитудное сравнение. Процесс сравнения какого-либо колебания с заданным «опорным напряжением» (обычно постоянного тока). В момент равенства какого-либо мгновенного значения напряжения сравниваемого колебания и опорного напряжения возникает импульс или скачок напряжения. Является частным случаем амплитудной селекции.

Амплитудный компаратор. Устройство, в котором осуществляется амплитудное сравнение.

Амплитудное ограничение. Процесс, в результате которого все значения (положительные или отрицательные) какого-либо колебания, превышающие заданный уровень, ограничиваются (путем срезания или сжатия диапазона) на этом уровне. Является частным случаем амплитудной селекции.

Апертура по дальности. Область рассогласования отраженного сигнала и селективных полуимпульсов, в которой существует сигнал ошибки и, следовательно, возможен захват цели механизмом автоматического сопровождения. Другое название этой области — «временная апертура».

Воспроизводимость. Статическая ошибка при повторных отсчетах.

Восстановление постоянной составляющей. Процесс приведения всех максимальных (положительных или отрицательных) значений какого-либо колебания к одному и тому же заданному уровню. Является частным случаем фиксации (привязки) уровня.

Временная апертура. См. апертура по дальности.

Временная модуляция. Процесс изменения величины временного интервала между двумя колебаниями (преимущественно импульсами), одно из которых выбрано в качестве начального, в соответствии с модулирующим сигналом, механическим или электрическим.

Временная демодуляция. Процесс восстановления модулирующего сигнала, механического или электрического, из сложного колебания, модулированного по времени.

Временное различие. Процесс сравнения времени возникновения двух колебаний. В процессе сравнения возникает напряжение (импульсное или постоянного тока), называемое «сигналом ошибки» или «напряжением ошибки». Полярность сигнала ошибки зависит от знака временного интервала между колебаниями, причем время возникновения одного из этих колебаний принимается в качестве начала отсчета. Величина сигнала ошибки в некоторых пределах пропорциональна величине временного интервала между моментами возникновения обоих интервалов.

Временной дискриминатор. Устройство, в котором осуществляется временное различие.

Временной селектор. Устройство, выделяющее в какой-либо цепи часть сигнала, совпадающего с заданным временным интервалом.

Генератор задержки. См. цепь задержки.

Генератор пилообразных колебаний с анодно-сеточной емкостью. Усилитель с отрицательной обратной связью, осуществляемой с помощью конденсатора, включенного между анодом и сеткой. В случае многокаскадного усилителя конденсатор обратной связи включается между анодом последней и сеткой первой лампы. При подаче на сетку широкого отрицательного прямоугольного импульса в анодной цепи возникает линейное падение анодного напряжения, которое может быть использовано в качестве напряжения развертки. Является интегрирующим устройством, вследствие чего называется иногда «интегратором с анодно-сеточной ёмкостью». Соответственно конденсатор обратной связи может быть назван «интегрирующим конденсатором».

Разновидности генератора пилообразных колебаний с анодно-сеточной ёмкостью носят наименования «фантастрона» и «санатрона». Фантастрон является одноламповым интегратором, в схеме которого формируется также широкий прямоугольный импульс, вследствие чего он может работать непосредственно от пусковых импульсов произвольно малой длительности. Санатрон является двухламповым интегратором. Вторая лампа предусмотрена специально для формирования широкого прямоугольного импульса. В качестве генератора задержки санатрон является более точным устройством, чем фантастрон.

Генератор пилообразных колебаний со следящей лампой. Генератор линейного пилообразного напряжения с разрядной лампой и обратной связью через катодный повторитель (следящую лампу), благодаря которой ток через зарядное сопротивление сохраняет постоянное значение в течение активной части периода развертки.

Генератор синусоидальных колебаний с ударным возбуждением. Генератор затухающих или незатухающих колебаний, возникающих в момент подачи широкого прямоугольного импульса и обычно прекращающихся в момент окончания широкого импульса.

Генератор частоты повторения. Устройство, определяющее частоту повторения какой-либо цепи или совокупности цепей. В простейшем случае является генератором пусковых импульсов. Может быть как самовозбуждающимся, так и с независимым возбуждением.

Диодно-регенеративный компаратор. Разновидность амплитудного компаратора, состоящего из диода и усилительной лампы. Положительная обратная связь через трансформатор обеспечивает возникновение выходного скачка напряжения в момент равенства сравниваемых напряжений.

Задующее напряжение. Исходное напряжение (преимущественно синусоидальное), из которого формируются все остальные сигналы синхрогенератора.

Наложение отметки и сигнала. Визуальный метод совмещения временной отметки и измеряемого сигнала, при котором отметка и сигнал поочередно проектируются в одно и то же место экрана электронно-лучевого индикатора. Критерием правильности совмещения является степень совмещения передних фронтов сигнала и отметки. Совмещение передних фронтов может производиться как по методу сложения, так и по методу сопоставления. Метод наложения применяется только при модуляции отклонением луча. Форма отметки и сигнала должна быть строго одинаковой.

Начальный импульс. Импульс, относительно которого производится измерение всех временных интервалов. Обычно является одновременно пусковым импульсом.

Однопериодный мультивибратор. Ждущий (несамовозбуждающийся) мультивибратор, формирующий один полный период прямоугольного колебания при подаче одного пускового импульса. Имеет одно устойчивое состояние.

Опорный импульс (сигнал). Сигнал на временной развертке электронно-лучевой трубки (обычно прямоугольной или ступенчатой формы), служащий для совмещения с одним из отраженных сигналов и для измерения дальности. Иногда является одновременно селекторным импульсом. В специальных схемах этот термин применяется также для обозначения начального импульса.

Опорное напряжение. Напряжение, относительно величины, частоты или фазы которого производится отсчет величины, частоты и фазы другого напряжения (например, в амплитудном компараторе, фиксаторах уровня, частотном или фазовом дискриминаторе).

Отсекающий диод. Диод, ограничивающий возможность увеличения потенциала какой-либо точки цепи выше заданного уровня. Является частным случаем амплитудного селектора. Находит применение в схемах фантастрона, генератора пилообразных колебаний со следящей лампой и пр.

Полупериодный мультивибратор. Ждущий (несамовозбуждающийся) мультивибратор, формирующий один полный период прямоугольного колебания при подаче двух пусковых импульсов. Имеет два устойчивых состояния.

Предваряющий импульс. Импульс, предшествующий пусковому импульсу. Используется обычно для запуска вспомогательных цепей.

Пусковой импульс. Импульс, служащий для запуска какой-либо цепи или совокупности цепей. В простейшем случае является начальным импульсом и определяет частоту повторения.

Разрядная лампа. Разновидность лампы, фиксирующей (привязывающей) уровень какой-либо точки цепи. Применяется в схеме генератора пилообразного напряжения для разряда конденсатора развертки и фиксации уровня напряжения на нем в течение пассивной части периода развертки.

Санатрон. См. генератор пилообразных колебаний с анодно-сеточной емкостью.

Селекторный импульс (сигнал). Сигнал, обычно прямоугольной формы, служащий для включения какой-либо цепи в течение заданного временного интервала, например, для выделения одного из ряда отраженных сигналов.

Селекторный полуимпульс. Один из двух следующих один за другим селекторных импульсов, применяемых для автоматического сопровождения цели. В соответствии с временем возникновения полуимпульсы разделяются на «первый» и «второй».

Селекторный усилитель. Усилитель, усиливающий только ту часть сигнала, которая совпадает во времени с подаваемым на один из его электродов селекторным импульсом. Является частным случаем временного селектора.

Синхροгенератор. Устройство (или совокупность устройств), обеспечивающее правильность временных соотношений в схеме радиолокатора. В синхροгенераторе вырабатываются сигналы, определяющие частоту повторения, коэффициент заполнения разверток, кратность частот разверток и вспомогательные сигналы. Иногда в синхροгенератор входят также генераторы разверток.

Сложение отметки и сигнала. Визуальный метод совмещения временной отметки и измеряемого сигнала на экране электронно-лучевого индикатора, при котором критерием правильности совмещения является ширина суммарного сигнала в области перекрытия отметки и сигнала. Метод сложения может применяться как при модуляции отклонением, так и при модуляции по яркости.

Сопоставление отметки и сигнала. Визуальный метод совмещения временной отметки и измеряемого сигнала на экране электронно-лучевого индикатора, при котором критерием правильности совмещения является глубина провала (степень затемнения) в области перекрытия отметки и сигнала при сопоставлении по провалу и высота выброса (величина яркости) при сопоставлении по выбросу. Метод сопоставления может применяться как при модуляции отклонением, так и при модуляции по яркости.

Фантастрон. См. генератор пилообразных колебаний с анодно-сеточной емкостью.

Цепь задержки. Устройство, предназначенное для сдвига какого-либо процесса или сигнала во времени на заданный временной интервал. Цепи задержки делятся на два типа. В одном из них форма сигнала, запускающего эту цепь, не меняется (в пределах передаточных характеристик цепи), как

например, в длинных электрических и ультразвуковых линиях и пр. В другом типе в цепи возникает сигнал какой-либо формы через заданный временной интервал, как например, в мультивибраторах, фантастромах и пр. Цепи второго типа называются обычно «генераторами задержки». Интервал задержки может быть постоянным или регулируемым. В последнем случае цепь задержки является частным случаем временного модулятора.

Широкий (прямоугольный) импульс. Импульс прямоугольной формы, определяющий длительность активного интервала периода повторения. Применяется для возбуждения генераторов развертки, генераторов синусоидальных колебаний с ударным возбуждением, для подсветки электронно-лучевых трубок и пр.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ*

А

Авиационный дальномер типа
AN/APG-5, II.4
Автоматическая дифференциальная регулировка усиления, II.239
Автоматическая регулировка частоты повторения, II.256
Автоматический выбор цели, II.56
Автоматическое измерение времени, II.71—97
Автоматическое измерение времени при непрерывном сигнале, II.8—36
Автоматическое измерение времени при прерывном сигнале, II.110—117
Автоматическое сопровождение, II.3, 86, 106—108, 167, 168
Автоматическое сопровождение по угловым координатам при прерывном сигнале, II.121
Автоматическое сопровождение синусоидальных колебаний, I.163
Амплитудный компаратор, I.11, 54, 151, II. 167, 172, II.180, 186
Амплитудный компаратор и селектор импульса, I.166
Амплитудный компаратор точного дальномера, I.157
Амплитудное ограничение, I.149, II.147, 190
Амплитудное сравнение, I.54
Амплитудное сравнение с помощью диода, I.157
Апертура по дальности, II.52
Асимметричный дискриминатор, II.61
AJ — станция воздушного перехвата, II.61, 62, 71
AGJL-(T) — система с автоматическим выбором цели, II.59, 71, 103
ARO — самолетный радиодальномер II.72, 73
AN/AMT — радиозонд, II.140, 141

AN/APG-1, II.99, 100, 101
AN/APG-5 станция, II.59
AN/APG-15 — установка с автоматическим поиском цели, II.57, 102 — 104
AN/APS-3, II.123
AN/ART-18, II.194
AN/ARR-17, II.194, 197

Б

Блокинг-генератор, I.80 — 82, II.186, 187
Блокинг-генератор как генератор частоты повторения на 350, 700 и 1400 *гц*, I.81
Блок измерения угловых координат радиолокационной станции типа 36, II.107
Блок (сменный) портативный системы «Лоран» с прямым отсчетом, I.183
Блок разделения видеоканалов, II.192—194
Блок управления, II.5, 89—91
Блок управления с одним интегратором, II.9
Блок управления установки AN/APA-30, I.261
Быстрый поиск, II.57

В

Вероятная ошибка, I.120
Видеоусилитель, II.242—244
Влияние величины сигнала на запаздывание в приемниках с разной шириной полосы пропускания, I.44
Влияние дополнительного сглаживания, II.15—22
Влияние линии задержки на частотную характеристику задерживающего канала, II.236

* Цифры I и II указывают, к какой части книги относятся страницы.

Влияние просочившихся модулирующих колебаний, II.227
 Влияние степени разделения селекторных полуимпульсов на сигнал ошибки, II.53
 Влияние характера сигнала на выбор временного модулятора, II.7
 Воспроизведение видеосигнала на выходе ргунной линии, II.222
 Воспроизводимость, I.186
 Восстановление постоянной составляющей, I.269, II.73 156, 162, 166, 188
 Временная апертура, II.52
 Временная демодуляция, I.64—67
 Временная модуляция, 150—64; 67—70
 Временная модуляция и демодуляция, I.9—11
 Временная модуляция и производная дальности, I.28
 Временная селекция, II.50—54
 Временная, фазовая и частотная демодуляция, I.30
 Временное различие, I.64
 Временное различие и селекция, I.66
 Временное различие в электронно-лучевом индикаторе, I.66, 67
 Временной дискриминатор, I.11; II.5, 36—54, 64, 65, 159
 Временной дискриминатор установки AGL-(T), II.38
 Временной дискриминатор системы Обое, II.40
 Временной дискриминатор станции SCR-784, II.42
 Временной модулятор грубого отсчета и селектор импульса, I.153
 Временной модулятор с генератором пилообразных колебаний со следящей лампой, I.135
 Временной модулятор с генератором переменной частоты, I.145
 Временной модулятор со скачкообразным временным сдвигом и селектор импульса портативной системы «Лоран» с прямым отсчетом, I.180
 Временной сдвиг, I.119
 Временной селектор и дискриминатор, I.64, 65
 Временные дискриминаторы с временной селекцией, растяжением импульса и узкополосным усилением, II.46—50
 Временные дискриминаторы с разделенными временными селекторами и детекторами, II.43—46

Временные модуляторы, II.165—167
 Временные модуляторы (одношкальные), I.50
 Временные модуляторы (многошкальные), I.50—52
 Временные модуляторы с кольцевой разверткой, I.170—172
 Временные селекторы, II.165—167
 Временные селекторы и линейные временные модуляторы (замкнутая последовательная цепь), II.159
 Время задержки для шести—семи каскадного резонансного усилителя, I.43
 Время запаздывания импульса, I.43
 Время нарастания сигнала, I.42
 Время обработки дальности, II.111
 Время обработки скорости, II.111
 Выбор величины емкости, II.29
 Выбор правильного масштаба шкалы скорости, II.28
 Выбор цели, II.54—66, 81
 Выбор частоты дальномера, I.12
 Выбросы, II.243
 Выпрямитель видеосигналов, II.244
 Выпрямление видеосигналов, II.244
 Выходное напряжение временного дискриминатора как опорное для амплитудного компаратора, I.65
 Выходные цепи модулирующего устройства, II.229

Г

Генератор «ведомого импульса», II.256
 Генератор задержки, I.138
 Генератор конечной серии неподвижных отметок, I.57
 Генератор несущей частоты, II.225
 Генератор несущей частоты с ударным возбуждением, II.228
 Генератор отметок дальности с ударным возбуждением для индикатора кругового обзора, I.113
 Генератор переменной частоты, I.145—147
 Генератор переменной частоты, для временной модуляции, I.146
 Генератор пилообразных колебаний со следящей лампой с диодным компаратором, I.133
 Генератор пилообразного напряжения с анодно-сеточной емкостью и диодно-регенераторный компаратор, I.120—122
 Генератор (многокаскадный) пилообразного напряжения с анодно-сеточной емкостью и компаратор, состоящий из двух триодов с катодной связью, I.123—126

Генератор пилообразных колебаний с анодно-сеточной емкостью в виде усилителя с отрицательной обратной связью, I.125

Генератор по схеме моста Вина, I.72

Генератор прерывистых колебаний с трансформатором без железа, I.81, 82

Генератор прямоугольного сигнала ударного возбуждения контура и запуска развертки, I.150

Генератор 6-микросекундного селективного импульса точного дальномера, I.159

Генератор с автоматической регулировкой частоты повторения, II.258

Генератор селекторного импульса видеосигнала, II.166

Генератор селекторных импульсов, II.256

Генератор синхронизирующего импульса, II.256

Генератор синусоидальных колебаний и гониометрический фазовращатель станции SCR-268, I.144

Генератор ступенчатого селекторного импульса, II.168

Генератор синусоидальных колебаний с ударным возбуждением точного дальномера, I.156

Генератор синусоидальных колебаний с ударным возбуждением и фазовый модулятор, I.151

Генератор частоты повторения, I.10, 47

Генератор широкого импульса точного дальномера, I.155

Генератор LC, фазовый модулятор и компаратор, I.143

Генератор RC синусоидальных колебаний на 300 гц, усилитель, формирующий прямоугольные колебания, и блокинг-генератор, I.72

Генератор угловой координаты, II.192

Генератор частоты повторения портативной системы «Лоран» с прямым отсчетом, I.105—108

Генератор частоты повторения системы с пусковой линией задержки, II.255

Генераторы пилообразного напряжения, I.120—143

Генераторы подвижных отметок времени, I.148—184

Генераторы, синхронизированные линией задержки, II.250—254

Генераторы LC и RC для синхронизации, I.45, 46

Генерирование конечной серии импульсов (группы импульсов), I.112—116

Генерирование неподвижных отметок, I.71

Геометрические соотношения между сигналом и отметкой, I.195

Геометрические соотношения между электрическим сигналом и механической отметкой, I.198

Геометрические соотношения при наложении сигналов, I.204

Геометрические соотношения при сопоставлении сигнала и отметки, I.198

Гиперболические навигационные системы, I.37

Гониометрический фазовращатель, I.165

Д

Дальномер высокой точности, I.154,—160

Дальномер с непрерывным излучением с фазовой модуляцией и демодуляцией, I.12, 13

Дальномер с непрерывным излучением с фазовой модуляцией и демодуляцией амплитудно-модулированных колебаний передатчика, I.13, 14

Дальномер с непрерывным излучением с частотной модуляцией и демодуляцией, I.17, 18

Дальномер с фазовой модуляцией и делением частоты, I.161

Дальномер типа SJ с ультразвуковой линией задержки, I.142

Дальномер станции AN/APS-15, I.172—177

Дальномер станции «Вюрцбург», I.171

Дальномер фирмы Белла, I.148—154

Дальномеры с синусоидальными генераторами, I.143—147

Дальность минимальная, I.46

Двухшкальные системы с временной модуляцией, I.60—63

Двухшкальный временной модулятор с механическим управлением, I.62

Двухшкальный временной модулятор с селекцией импульса, модулированного по фазе, I.51

Двухшкальный временной модулятор с селекцией неподвижного импульса и последующей интерполяцией, I.51

Двухшкальный временной модулятор с электрическим или механическим управлением, I.61, 63

Двухшкальный дальномер с фазовой модуляцией, I.149
 Декодированные синхронизирующие импульсы, II.159
 Декодирующая линия задержки, II.164
 Декодирующее устройство, II.160; 190—192
 Декодирующее устройство импульсной системы с фазовой модуляцией, II.182, 183
 Делители частоты, I.166
 Делители частоты с обратной связью, I.105
 Делители частоты с обратной связью системы «Обое», I.109, 110
 Делитель частоты с коэффициентом деления 10:1 станции AN/APS-15, I.174
 Делитель частоты с коэффициентом деления 25:1 станции AN/APS-15, I.175
 Делитель частоты с обратной связью портативной системы «Лоран», I.106
 Делитель частоты синусоидального типа, I.167
 Деление частоты, I.84—90
 Деление частоты и селекция импульсов, I.91—93
 Демодулятор всенаправленного маяка, II.145
 Диаграмма напряжений синхрогенератора станции AN/APS-10, I.98
 Диаграмма работы временного дискриминатора системы «Лоран», I.104
 Диаграмма излучения антенны станции SCR-584, II.98
 Диаграмма напряжений дальномера станции SCR-268, I.143
 Диаграмма (упрощенная) напряжения ступенчатого счетчика синхрогенератора системы «Лоран», I.107
 Диаграмма синхронизирующих импульсов упрощенной релейной системы, II.185
 Диаграмма запаздывания развертки электронно-лучевой трубки при магнитном отклонении, I.118
 Диаграммы (временные) синхронизатора, II.158
 Диаграммы колебаний временного модулятора с генератором переменной частоты, I.145
 Диаграммы напряжений аппаратуры автоматического сопровождения системы Обое, II.82
 Диаграммы напряжений кодирующе-

го устройства системы дистанционного управления, II.133
 Диаграммы напряжений с прямоугольным сигналом в качестве отметки, модулированной по времени, I.230
 Диаграммы напряжений в индикаторе станции «Лоран» прямого отсчета, I.277
 Диаграммы напряжений дальномера станции AN/APS-15, I.173
 Диаграммы напряжений двухшкального дальномера, I.149
 Диаграммы напряжений делителя частоты генератора частоты повторений системы «Обое», I.109, 111
 Диаграммы напряжений к скелетной схеме аппаратуры измерения времени, I.134
 Диаграммы напряжения индикатора типа М установки AN/APG 13 А, I.232
 Диаграммы напряжений точного дальномера, I.155
 Диаграммы напряжений фазорасщепляющего сельсина, II.153
 Диодно-регенеративный компаратор, I.75, 120
 Дифференциальное детектирование, I.64
 Дифференцирование сигнала, I.45
 Длительность (максимальная) запирающего сигнала, II.252
 Длительность импульса, при которой достигается оптимальное отношение сигнала к шумам, I.42
 Длительность спадания входного сигнала, II.244
 Добротность пьезоэлектрической пластинки, II.213
 Допплеровская частота, I.20, 21, 27
 Допплеровская частота для двух неподвижных предметов при движущемся излучателе, I.25
 Достоинства аппаратуры автоматического сопровождения, II.4
 Дрожание частоты повторения, II.248

3

«Забивание» усилителя при возникновении сеточных токов, II.243
 Зависимость между временем задержки и амплитудой сигнала, I.43
 Задающее напряжение, I.47
 Задержки, II.245:
 в блоке возбуждения,
 в усилителе задержанного канала,

в усилителе незадержанного канала,
в линий задержки
Замена фантастрона и фанастрона
выбора активного участка одним
генератором пилообразного напря-
жения, II.87
«Запоминание» и сопровождение по
инерции, II.32
Запуск генератора частоты повто-
рения от синхрогенератора, I.46,
47
Запуск передатчика и синхрогенера-
тора от генератора частоты пов-
торения, I.47
Значения временной апертуры, II.53
Зондирующий импульс, II.185

И

Изменение опорного напряжения ам-
плитудного компаратора, I.57, 58
Изменение формы селекторных им-
пульсов при поиске щели времен-
ным дискриминатором станции
AGL-(T), II.59
Изменение частоты, I.9
Изменение характеристик ламп во
времени и при механических толч-
ках, I.54
Измерение времени импульсным ме-
тодом (технические приемы),
I.39—70
Измерение времени с помощью не-
подвижных отметок на развертке
типа А, I.190
Измерение времени с помощью не-
подвижных отметок, I.221—227
Измерение в случае прерывной ин-
дикации, I.31, 32:
измерение дальности, I.31,
измерение скорости, I.31
Измерение дальности, I.8—19, 117
Измерение дальности и скорости в
системе с непрерывным излучени-
ем методом фазовой и частотной
демодуляции, I.28
Измерение дальности и скорости в
импульсной системе с фазовой,
временной и частотной модуля-
цией, I.30
Измерение дальности и скорости ме-
тодом временной демодуляции с
последующим дифференцированием,
I.28
Измерение дальности и скорости в
частотно-модулированной системе
с непрерывным излучением, I.29
Измерение переменных временных
интервалов, I.186

Измерение постоянных временных
интервалов, I.186
Измерение скорости, I.19—27
Измерение скорости и дальности,
I.27—33
Изображение на индикаторе «Лоран»,
I.274
Иллюстрация качества работы им-
пульсной системы с фазовой мо-
дуляцией, II.181
Импульс на выходе опытного прием-
ника с шириной полосы пропуска-
ния 16 мГц, I.42
Импульсная система для измерения
скорости цели с внутренней коге-
рентностью, I.21, 22
Импульсная система для количест-
венного определения скорости
большого числа медленно движу-
щихся объектов методом частот-
ной селекции на частоте повто-
рения, I.22
Импульсная система измерения ско-
рости с внешней когерентностью
I.23
Импульсная система с фазовой ме-
дуляцией, II.176—179
Импульсный генератор на частоту
80, 86 кГц станции AN/APS-15,
I.174
Импульсный дальномер, в котором
применено гетеродинирование ко-
лебаний для осуществления фазо-
вой демодуляции на низкой ча-
стоте, I.16
Импульсный дальномер с временной
модуляцией и демодуляцией, I.10,
11
Импульсный дальномер с фазовой
модуляцией и демодуляцией, I.14,
15
Импульсный прием, I.42—45
Импульсные высоковольтные генера-
торы (два типа), I.40
Импульсные системы, I.14—16; 23—
27; 33—35
Импульсные системы с когерентным
гетеродином, I.21, 22
Импульсы дальности временного ди-
скриминатора станции AI, II.64
Инвертор, II.161, 168, 243
Инвертор тока, II.81, 83
Индикатор кругового обзора, I.187
Индикатор кругового обзора с меха-
нической шкалой, I.226
Индикатор кругового обзора с отмет-
ками для определения дальности
и угловой координаты, I.35
Индикатор положения самолета от
носителю земли, I. 262, 263

Индикатор (простой) с кольцевой разверткой типа J, I.224
 Индикатор прямого отсчета портативной станции системы «Лоран», I.178—184, 278—284
 Индикатор с неподвижными отметками на экспоненциальной развертке, I.190
 Индикатор типа A, I.221—223, 248—254
 Индикатор типа A/R, I.239—248
 Индикатор (точный) типа B, I.264 268—272
 Индикатор типа B с задержанной синхронизированной разверткой, I.193
 Индикатор типа J, I.223—226
 Индикатор типа M радиолокатора AN/APG-13A, I.211
 Индикатор типа TS-100, I.225
 Индикаторы с кольцевой разверткой в качестве фазовых модуляторов и амплитудных компараторов, I.169—172
 Интегратор дальности, II.81
 Интегратор дифференциальный, II.30
 Интегратор следящего типа, II.30
 Интервал времени, I.223
 Интервал сопоставления, I.202
 Интервал сопоставления в функции скорости развертки, I.203
 Интервал частоты повторения, II.250
 Интерполирующий временной модулятор портативной системы «Лоран» с прямым отсчетом, I.181
 Интерполирующий временной модулятор станции AN/APS-15, I.177
 Интерполяционные методы временной модуляции, I.172
 Источники ошибок (основные) в улучшенной схеме с ускоряющей цепью, I.132
 Испытатель (динамический) аппаратуры автоматического сопровождения, II.94

К

Кажущееся заземление, II.20
 Каскад ввода узких селекторных импульсов, II.167
 Катодный повторитель, I.75; II.146; 165—169, 174, 188, 192, 243
 Кварцевый генератор, делители частоты 2:1 и 5:1 и смеситель отметок синхрогенератора, I.86
 Кварцевый генератор в режиме колебаний второго класса и блокинг-генератор, I.78

Кварцевый генератор и диодный амплитудный компаратор, I.73, 74, 75
 Кинематическая схема механизма дальности системы «Лоран» с прямым отсчетом, I.182
 Классификация методов измерения дальности I.8, 9
 Когерентный гетеродин, I.15, II.225
 Кодовая группа импульсов, II.185
 Колебания интенсивности сигнала при сложении некогерентных колебаний, II.224
 Кольцевая развертка, I.188, 192
 Коммутирующий импульс, II.186, 192
 Компенсация импульсов, II.248
 Компенсация ошибки, возникающей при колебаниях задающего напряжения, I.58, 59
 Компенсация по несущей, II.223
 Компенсация по огибающей, II.223, 232
 Компенсирующая цепь II.240
 Компенсирующее устройство, II.216—218
 Компенсирующее устройство с автоматической регулировкой частоты, II.257
 Компенсирующее устройство с генератором, синхронизированным линией задержки, II.251
 Компенсирующий усилитель, II.234, 241
 Контролирование направления полета по доплеровской частоте, I.26
 Коррекция частотных характеристик, II.233
 Косинусный временной модулятор, II.151
 Косинусный импульс, II.150, 151, 165, 166, 168
 Коэффициент пропускания, II.209
 Коэффициент усиления катодного повторителя, II.31
 Коэффициенты усиления элементов системы автоматического сопровождения, II.10
 Кривая ошибок аппаратуры автоматического сопровождения по дальности станции H₃X, II.119
 Кривая сигнала ошибки временного дискриминатора с растяжением импульса, II.49
 Кривая сопровождения по прерывному сигналу, II.113
 Критерий наличия «памяти» по скорости, II.14
 Критическое затухание, II.13

Крутящий момент следящей системы автоматического сопровождения в функции рассогласования, II.97

Л

Лампа совпадения, I.92
Линейная развертка, синхронное смещение развертки, I.193, 194
Линейность схемы временной модуляции, I.120
Линейный временной модулятор грубого отсчета точного дальномера, I.159
Линии с переменной задержкой, I.140—143
Линия задержки, дополнительная, II.252, 253
Линия задержки с водой в качестве заполняющей среды, II.217—219

М

Максимальная глубина частотной модуляции, I.102
Максимальная постоянная времени, I.216
Максимальная ошибка, II.116
Максимально допустимые ошибки в функции длительности импульса, II.247
Маяк всенаправленный с временной модуляцией, I.38
Местный генератор в качестве цепи «запоминания» фазы, II.144
Метод выбора наиболее подходящей для заданных условий системы, II.68
Метод наложения сигнала и отметки в индикаторах с модуляцией отклонением луча, I.203
Метод сложения сигналов, I.196
Метод сопоставления сигналов, I.196
Методы измерения времени:
временная модуляция, или модуляция по времени, I.8;
фазовая модуляция, I.9;
фазовая демодуляция, I.9;
сочетание временной модуляции и фазовой модуляции, I.9;
частотная модуляция передатчика, I.9
Методы определения положения цели (четыре основные), I.33
Методы (три) синхронизации, I.45
Методы сопровождения, I.209—221
Механизм полуавтоматического сопровождения бомбового прицела нордена, приспособленный для сопровождения по дальности, I.213

Механизм полуавтоматического сопровождения для точного индикатора типа В, I.267

Механическая система автоматического измерения времени с ручным перебросом селекторных полуимпульсов, II.58

Механическая система с двумя интеграторами, II.35

Механический интегратор, II.33

Механический привод к индикатору с кольцевой разверткой типа J, I.257

Механические блоки управления, II.33—36

Многочастотный генератор группы импульсов, I.114—116

Многочастотные генераторы временных и пусковых импульсов, I.84

Многочастотный генератор неподвижных временных отметок, I.56

Многошкальные системы, I.63

Модулятор, II.170, 171, 172

Модулятор временной (простой) с генератором пилообразного напряжения с анодно-сеточной емкостью, I.121

Модулятор несущей частоты, II.226—228

Модуляция по времени для грубого отсчета, I.62

Модуляция по фазе задающего напряжения, I.59

Модуляция по фазе для точного отсчета, I.62

Модуляция сигнала отклонением луча и механическая отметка дальности, I.198

Модуляция сигнала отклонением луча и модуляция отметки по яркости, I.199

Мультивибратор — генератор задержки, I.138, 139

Мультивибратор — делитель частоты с настроенным контуром в анодной цепи, I.162

Мультивибратор задержки, II.186

Мультивибратор симметричный как генератор частоты повторения, I.83

Мультивибраторы, I.82, 83

Мультивибраторы асимметричные I.83

Н

Наложение сигнала и отметки, I.196

Начальный импульс, I.50, 134

Независимые генератор и селектор импульсов, I.93

Неподвижные импульсы, I.56

Неподвижные и модулированные по времени импульсы, I.56—64
Неподвижные отметки, I.189
Нестабильность амплитудного компаратора как основной источник ошибок, I.60
Несущая частота, II.222
H₃X — самолетная станция для автоматического сопровождения по дальности двух наземных радиомаяков, II.117

О

Области применения электронно-лучевых индикаторов, I.185—186
Область возможного рассогласования, II.52
Область применения автоматического поиска, II.56
Обое, система слепого бомбометания, II.79
Обоснования выбора схемы с двумя каскадами детектирования с разными постоянными времени, II.50
Обратная отрицательная связь, II.146
Огибающие по азимуту сигналов, отраженных от неподвижного грузового судна, II.120
Одноперiodный мультивибратор, II. 165—178
Одноперiodный мультивибратор — генератор «широкого импульса», I.150
Одночастотные генераторы временных отметок, I.71—83
Одночастотные генераторы группы импульсов, I.112
Одночастотные генераторы подвижных отметок времени, I.117—147
Одношкальный временной модулятор с механическим управлением, в котором применена фазовая модуляция синусоидального генератора, I.59
Одношкальный временной модулятор с механическим управлением, I.58
Одночастотный генератор неподвижных временных отметок, I.56
Одношкальный метод временной модуляции, I.57—60
Опорное напряжение, I.54
Опорный импульс, II.150, 151, 165, 166, 177, 192
Опорный (или начальный, или прямой, или основной) импульс, I.50
Опорный импульс для отсчета времени, II.143
Определение интерференции отраженных сигналов, I.24—27

Определение наличия цели, II.55
Определение положения цели в пространстве, I.32—39
Определение скорости полета самолета по значению отношения амплитуд двух частот, I.26
Определение угловых ошибок, II.97—109
Опытное определение точности фантастрона, I.129
Ослабление коэффициента обратной связи, II.17
Основной усилитель, II.242
Основные требования к импульсным дальномерам, I.9
Основные требования к системе с подвижными отметками, I.191
Основные характеристики систем для измерения времени (пяти систем), II.69
Основы техники автоматического измерения времени, II.4—6
Особенности (некоторые) электронно-лучевых индикаторов, I.66—70
Особенности схемы синхрогенератора, I.96
Особо точные системы для измерения времени, I.272—284
Осциллограмма тока импульсного генератора на маячковой лампе (2C43), I.41
Осциллограммы устанавливающихся процессов различных генераторов, I.41
Ответчики (маяки), I.36
Отклонение частоты при перемещении приемно-передающей установки с частотной модуляцией, I.29
Отметки дальности (отметки времени), I.11, 189—192
Отметки, модулированные по времени (применение), I.117—119
Относительные скорости двух точек на краях облучаемого пространства, I.25, 26
Отношение сигнала к шумам, II.241
Отсекающий диод, I.97, 247, II.82
Ошибка скоростная, II.11, 29
Ошибка совмещения при прерывном сигнале в двухмерном индикаторе, I.207
Ошибки по дальности, II.78
Ошибки двухшкального временного модулятора, I.154
Ошибки (скоростные) при автоматическом сопровождении, II.94, 95, 96
Ошибки совмещения, I.200
Ошибки совмещения в разных типах индикаторов, I.202

Ошибки схемы временного модулятора с генератором пилообразных колебаний со следящей лампой, I.136

П

Память по положению дальности, II.11, 35, 111

Память по скорости, II.6, 9, 14, 111

Параметры деталей фазового модулятора точного дальномера, I.158

Параметры линии задержки, II.212

Передача импульсов, I.39—42

Передача и прием, I.39—49

Передающий механизм дальности станции AN/APN-3, I.165

Передающая характеристика нелинейного временного модулятора, I.117

Передающая характеристика схемы с последовательно соединенными активным сопротивлением и емкостью, II.34

Передачик модернизированного всенаправленного маяка, II.142

Передача видеосигнала на несущей частоте, II.223

Передача сигнала с помощью пяти кодированных импульсов, II.130

Передающее кодирующее устройство системы дистанционного управления, II.132

Передающее устройство импульсной системы с фазовой модуляцией, II.178—180

Передающие радиолнии, II.123—149

Переходная память по скорости, II.18

Переходные процессы в системе с двумя интеграторами, II.13, 14

Переходные процессы в системе с двумя интеграторами и сглаживающей цепью, II.16

Переходные процессы в системе с одним интегратором, двумя и тремя сглаживающими цепями при возбуждении единичной функцией, II.19

Переходные процессы в системе с одним интегратором и одной сглаживающей цепью при возбуждении единичной функцией, II.18

Площадь некомпенсированного остатка, II.247

Подвижные отметки, I.190

Подвижные отметки для ручного сопровождения цели, I.227—278

Подвижные электронные отметки, I.229—232

Поднесущие частоты, II.129

Полное акустическое сопротивление пьезоэлектрического материала, II.213

Полное акустическое сопротивление среды, II.213

Полуавтоматическое сопровождение, I.211

Полуавтоматическое сопровождение с линейным изменением постоянной времени, I.215

Полуавтоматическое сопровождение прерывного сигнала, I.258—262

Полуавтоматическое сопровождение самолета станцией SCR-584, I.212

Полупериодный мультивибратор, II.188, 192

Поправка по скорости, I.217

Поправки нуля шкалы дальности для некоторых типов радиолокаторов, I.48

Последовательность импульсов в синусоидальной системе, II.151

Постоянная времени полуавтоматической системы сопровождения, I.212

Постоянная времени сглаживающей цепи, II.17

Постоянная времени системы сопровождения, II.10

Предварительный усилитель, II.241

Предваряющий импульс, I.98

Предельная ошибка, I.120

Предельные ошибки схемы временного модулятора с генератором пилообразных колебаний, I.137

Пределы максимально достижимой кратности частот для разных генераторов, I.101

Пределы модуляции, I.50

Преимущества сжатого динамического диапазона, II.230

Преобразование (диаграмма) синусоидального колебания в серию импульсов, II.176

Преобразования в электрических интеграторах, II.22, 23

Прецизионный генератор с ударным возбуждением для точных индикаторов дальности, I.114

Прецизионный санатрон, I.132

Приемное устройство импульсной системы с фазовой модуляцией, II.180—184

Приемное устройство системы дистанционного управления, II.135

Прицел установки AN/APA-30, I.261

Причины, ограничивающие скорость поиска по дальности, II.56, 57

Произведение усиления на полосу пропускания, II.241

Производная дальности, I.28
 Просачивание сигнала при модуляции, II.227
 Простая схема измерения времени с непрерывным сопровождением цели, I.228
 Простейшие временные дискриминаторы, II.37—43
 Простейшие следящие системы с ограниченным вращением, II.126
 Простейшие системы передачи данных с ограниченным вращением, II.123
 Пусковая линия, II.214

Р

Работа временного дискриминатора по принципу смещения видеопульсов, II.53
 Радиодальномер авиационный, II.76
 Радиозонд AN/AMT, II.140, 141
 Радиолокатор сантиметрового диапазона для точного измерения дальности, I.34
 Радиолокационная система AN/APG-13A, I.231
 Радиолокационные маяки, I.35, 36
 Развертка на индикаторе типа А с временным различием с помощью отметки дальности в виде ступеньки, I.66
 Развертка с опорным импульсом отрицательной полярности в качестве отметки времени, I.192
 Развертка типа А, I.188
 Развертка типа М, I.189
 Разделение настроенных контуров с помощью делителя напряжения, II.236
 Расшифровывающее устройство, II.56, 151, 159—161
 Регенеративные амплитудные компараторы, I.75—77
 Регенеративный амплитудный компаратор без входного трансформатора, I.77
 Регулирование частоты RC-генератора с помощью сопротивления, I.72
 Регулировка усиления, I.43, II.237
 Регулировка частоты методом импульсного временного различия, I.101
 Регулировка частоты повторения, II.245—259
 Режим линейного детектирования, II.237
 Релаксационный генератор с газовым тетродом (тиратроном) на частоту 300 гц, I.78, 79

Релейная радиолокационная передающая установка ART-18, II.195
 Релейная радиолокационная приемная установка ARR-17, II.197
 Релейная радиолокационная система с постоянным излучением, II.194—207
 Релейная (упрощенная) радиолокационная система для передачи вращения с постоянной скоростью, II.185—194
 Релейные радиолокационные установки, II.150
 Релейный передатчик, II.198, 200
 Релейный приемник, II.201, 202
 Ртутные линии задержки, II.215—217
 Ручная регулировка частоты повторения, II.248
 Ручное начальное совмещение (пять последовательных операций), II.54
 Ручное сопровождение, I. 185—284

С

Санатрон (прецизионный), I.131—133
 Свойства схемы блока управления с одним интегратором, II.10
 Сдвиг фазы емкостным фазовращателем, II.177
 Селектор импульса грубого отсчета, I.152
 Селектор импульса точного дальномера, I.160
 Селектор 10-мильной отметки дальности станции AN/APS-15, I.177
 Селектор синхронизирующих импульсов, II.159
 Селекторный полуимпульс, I.102, II.44, 52—54
 Селекция импульса в системе с фазовой модуляцией, I.61, 62
 Селекция импульса и интерполяция, I.60
 Сельсины с двумя ортогональными статорными обмотками, II.125
 Сервоусилитель, II.93
 Сжатие динамического диапазона, II. 230, 231
 Сигнал и отметка, модулированные отклонением луча, I.196—198
 Сигнал ошибки, I.11
 Сигнал (полный) релейной линии передачи, II.152
 Сигнальная линия, II.214
 Сигналы на несущей частоте, II.224
 Синус-косинусная система с временной модуляцией, II.150—176
 Синусное управляющее напряжение, II.167

- Синусные ступенчатые селекторные импульсы сопровождения, II.168
- Синусный временной модулятор, II.151
- Синусный и косинусный модуляторы и фазовые дискриминаторы, II.159
- Синусный импульс, II.150, 151, 165, 166, 168, 169
- Синусный модулятор, II.169—171
- Синусный усилитель (двухтактный), II.169, 172
- Синусоидальные генераторы и амплитудные компараторы, I.71—75
- Синхргенератор, I.11
- Синхронизатор, II.151—159, 186
- Синхронизатора возбуждение, I.46
- Синхронизация, I.45
- Синхронизация импульсом от передатчика, I.45
- Синхронизация методом автоматической регулировки частоты, I.100—105
- Синхронизация от внешнего источника, I.49
- Синхронизация системы Лоран прямого отсчета, I.275—278
- Синхронизация (точная) колебаниями с произвольной фазой, I.104
- Синхронизированный поиск, II.57
- Синхронизирующий импульс, II.147
- Система, «запоминающая» значение скорости цели и ее положения в момент пропадания сигнала, II.6
- Система (простая) для измерения времени с экспоненциальной разверткой и неподвижными механическими отметками дальности, I.222
- Система с кольцевой разверткой, I.69
- Система слепого бомбометания (Обое), II.79
- Система с электрическим и механическим интеграторами, II.36
- Системы автоматического измерения времени и угловых координат цели, II.71—121
- Системы гиперболические, навигационные, I.37
- Системы для измерения времени (особо точные), I.272—284
- Системы для передачи непрерывного вращения, II.124
- Системы с двойным интегратором, II.11—15
- Системы с непрерывным излучением, I.20, 21
- Системы с непрерывным излучением для измерения скорости цели, I.20
- Системы с совместным применением индикатора с кольцевой разверткой и индикатора кругового обзора или типа В, I.255—257
- Системы сопровождения, I.210
- Скорость движения земли относительно приемно-передающей установки, I.24—27
- Скорость движущейся цели относительно земли, I.23, 24
- Скорость изменения фазы, I.9
- Скорость изменения частоты, I.9
- Скорость отметки, I.217
- Скорость сигнала, I.217
- Следящая величина, II.5
- Следящая система, II.148, 180, 181
- Следящая система на постоянном токе, II.127
- Следящая система с неограниченным вращением, II.127
- Следящая система с обратной связью от тахогенератора, II.34
- Слепая скорость, I.22
- Сложение сигнала и отметки, I.195
- Сменные блоки, I.55
- Сменный блок (калиброванный) индикатора опытной системы типа «Лоран», I.55
- Смеситель, II.196, 199
- Смеситель видеосигналов, II.188
- Смещение отметки, I.217
- Смещение пусковых импульсов в функции сетевого напряжения, I.93
- Смещение сигнала, I.217
- Совмещение регенеративной и полуавтоматической системы с линейным изменением постоянной времени, I.218
- Согласование частот (пять методов), I.84
- Согласование шкал методом деления частоты, I.161, 162
- Соединительный кабель, II.241
- Соотношение между постоянными цели запоминания, II.114, 116
- Сопоставление отметки и сигнала, модулированных по яркости, I.200—203
- Сопоставление сигналов при разных скоростях развертки, I.197
- Сопоставление сигнала и отметки, I.196
- Сопровождение в двух координатах, I.262—272
- Сопровождение непрерывного сигнала, I.214, 227—258
- Сопровождение периодически меняющихся сигналов, II.109—121
- Сопровождение по инерции, II.6, 86
- Сопровождение по скорости, I.211
- Сопровождение по углу, I.210

Сопровождение прерывного сигнала, I.258—272

Сочетание регенеративного метода сопровождения и полуавтоматического метода с линейным изменением постоянной времени, I.219

Спектр доплеровских частот, I.25

Специальные системы передачи данных, II.122—149

Сравнение вариантов метода наложения (опытные данные), I.206

Сравнение методов ручного и автоматического сопровождения, II.3, 4

Сравнение методов сопровождения по углу, полуавтоматического и полуавтоматического с линейным изменением постоянной времени, I.220

Сравнение одношкальных систем, I.147

Сравнение различных методов сопровождения, I.208, 220, 221

Сравнение следящих систем, II.69

Среднеквадратичное значение ошибок попадания бомбы, I.221

SCR-584, II.98, 99—101, 132, 138

SCR-615, II.104, 105

SCR-718 — радиовысотомер, I.172

SCR-784, II.68

Стабилизатор напряжения, II.243

Стабилизация усиления, II.238

Стабильность (относительная) эталонных генераторов одинакового типа, I.53

Стабильный генератор частоты повторения, II.248, 249

Статическая ошибка воспроизводимости отсчета при прерывном сигнале на двухмерном индикаторе в зависимости от числа периодов обзора, I.208

Степень компенсации, II.209

Суммарная ошибка, I.60

Схема (принципиальная) аппаратуры автоматического поиска и сопровождения, II.63

Схема (скелетная) аппаратуры автоматического поиска и сопровождения, II.62

Схема (принципиальная) автоматической регулировки частоты в портативной системе «Лоран», I.103

Схема (скелетная) автоматической регулировки частоты в портативной системе «Лоран», I.102

Схема (принципиальная) автоматического сопровождения по дальности станции H_3X , II.118

Схема (принципиальная) амплитудного компаратора, I.152

Схема (принципиальная) амплитудного компаратора и селектора импульса станции AN/APN-3, I.168

Схема (скелетная) аппаратуры автоматического сопровождения по дальности, II.80

Схема (скелетная) аппаратуры измерения времени, I.133

Схема (принципиальная) блока автоматического сопровождения по углу места станции AN/APG-1, II.108

Схема (принципиальная) блока измерения угла места станции AGL(T), II.103

Схема (принципиальная) блока измерения угла места станции AN/APG-15, II.102

Схема (принципиальная) блока управления с двойным интегратором, II.26

Схема (принципиальная) варианта синхрогенератора для станции AN/APS-10 на триодах 6K4, I.97

Схема (скелетная) варианта синхрогенератора станции AN/APS-10, I.99

Схема (принципиальная) включения сельсинов, II.153

Схема (скелетная) включения синхрогенератора синус-косинусной системы, II.154, 155

Схема (принципиальная) включения фазорасщепляющего устройства постоянного тока, II.175

Схема (принципиальная) временного дискриминатора английской радиолокационной станции, II.44

Схема (принципиальная) временного дискриминатора станции AN/APG-15, II.45

Схема (принципиальная) временного дискриминатора станции Обое, II.41

Схема (принципиальная) временного дискриминатора станции SCR-784, II.42

Схема (принципиальная) временного дискриминатора установки AGL(T), II.38

Схема (принципиальная) временного модулятора баллистического счетно-решающего прибора AN/APA-30, I.259

Схема (скелетная) временного модулятора с кольцевой разверткой станции SCR-584, I.170

Схема (принципиальная) генераторов пусковых импульсов частоты пов-

торения 1170 и 390 *гц* синхрогенератора, I.90

Схема (скелетная) дальномера высокой точности, I.154

Схема (скелетная) дальности с автоматическим сопровождением синусоидальных колебаний, I.163

Схема (скелетная) дальномера типа SJ, I.140

Схема (скелетная) дальномера станции AN/APN-3, I.165

Схема (скелетная) дальномера станции AN/APS-15, I.172

Схема (скелетная) дальномера станции «Вюрцбург», I.171

Схема (скелетная) дальномера станции SCR-268, I.144

Схема (принципиальная) декодирующего устройства системы дистанционного управления, II.137

Схема (принципиальная) делителей частоты генераторов импульсов частоты повторения 1170 и 390 *гц* синхрогенератора, I.89

Схема (скелетная) и диаграммы напряжений приемной установки Лоран, I.273

Схема (скелетная) и диаграммы напряжения временного модулятора портативной системы Лоран с прямым отсчетом, I.178

Схема (скелетная) и диаграммы системы H_2X , I.127

Схема измерения времени, I.126

Схема (принципиальная) измерения времени с непрерывным сопровождением с подвижной растянутой разверткой и дифференциальным усилителем, I.229

Схема (принципиальная) индикатора переносной радиолокационной станции, I.254

Схема (принципиальная) индикатора системы Лоран прямого отсчета, I.283

Схема (скелетная) индикатора системы Лоран прямого отсчета, I.278, 280

Схема (принципиальная) индикатора системы СМН с автоматическим сопровождением синусоидальных колебаний, I.253

Схема (скелетная) индикатора с прямоугольным сигналом в качестве отметки, модулированной по времени, I.230

Схема (принципиальная) индикатора станции AN/APG-13A, I.232—239

Схема (принципиальная) индикатора типа А системы СМН, I.249—251

Схема (принципиальная) кодирующего устройства дистанционного управления, II.134

Схема (принципиальная) кодирующего устройства упрощенной релейной системы, II.187

Схема (принципиальная) коммутации автоматического поиска авиационного радиодальномера, II.61

Схема (скелетная) маяка, I.36

Схема (принципиальная) многочастотного генератора отметок дальности с блокинг-генераторами в качестве делителей частоты, I.115

Схема (принципиальная) мультивибратора — генератора задержки, I.139

Схема (принципиальная) мультивибратора и блокинг-генератора, I.88

Схема (скелетная) нормальной следящей системы и системы автоматического измерения времени, II.5

Схема (принципиальная) осциллографа 256-B с разверткой типа A/R, I.244

Схема (скелетная) осциллографа 256-B с разверткой типа A/R, I.241

Схема (принципиальная) передатчика релейной радиолокационной установки ART-18, II.200

Схема (принципиальная) полуавтоматического управления баллистического счетно-решающего прибора AN/APA-30, I.260

Схема (скелетная) полуавтоматической системы сопровождения с линейным изменением постоянной времени, I.216

Схема (принципиальная) приемника релейной радиолокационной установки ARR-17, II.202

Схема (принципиальная) простого интегратора, II.24

Схема (принципиальная) расшифровывающего устройства, II.162, 163

Схема (скелетная) селектирования пусковых импульсов опытной радиолокационной станции, I.94

Схема (принципиальная) синус-косинусной системы, II.156, 157

Схема (скелетная) синусного модулятора и сервоусилителей, II.161

Схема (скелетная) синхрогенератора, генерирующего одновременно две части повторения, I.85

Схема (принципиальная) синхрогенератора «калибратора модель III», I.93

· Схема (скелетная) синхрогенератора «калибратора модель III», I.92
 Схема (принципиальная) синхрогенератора опытной радиолокационной станции, I.95
 · Схема (скелетная) синхрогенератора с автоматической регулировкой частоты, I.101
 Схема (принципиальная) системы с двумя интеграторами и одной сглаживающей цепью, II.26
 · Схема (принципиальная) смесителя упрощенной релейной системы, II.189
 Схема (принципиальная) точного индикатора типа В, I.270
 Схема (скелетная) точного индикатора типа В, I.265
 Схема (скелетная) точной синхронизации двух независимых генераторов, I.105
 · Схема (скелетная) усилителя с отрицательной обратной связью, II.20
 · Схема (принципиальная) фантастро-на — селектора отметки дальности системы Обое, II.83
 · Схемы включения неоновых разъединителей, II.32
 Счетно-решающий прибор для определения скорости земли относительно самолета, I.215
 Счетчики как делители частоты, I.107

Т

Тахогенератор, II.172, 173
 Твердые линии задержки, II.220, 221
 Температурная компенсация схемы временного модулятора с генератором пилообразных колебаний, I.137
 Температурный коэффициент эталонного генератора, I.53
 Технические требования к электронным лампам, I.54
 Технические требования к эталонам времени, I.52, 53
 Типы (пять основных) механических и электрических систем автоматического измерения времени, II.66, 67
 Типы отметок сопровождения, I.191
 Т-образный фильтр (симметричный), II.169, 172
 Точность измерения, I.194—209
 Точность измерения осциллографом, 256-В, I.246
 Точность измерения фазы емкостными и индуктивными фазометрами, I.13
 Точность кольцевой развертки, I.69

Точность определения координат самолета, I.13
 Требования к схеме временной модуляции и определение ошибок, I.119, 120
 Требования к частоте повторения, II.245—248
 Трехфазное фазовращающее устройство, I.75
 Трехшкальная система фазовой модуляции, I.164—169
 Три типа сигнала, модулированного отклонением луча и отметки, модулированной по яркости, I.199
 Трудности использования схемы импульсного дальномера с фазовой модуляцией и демодуляцией, I.15, 16

У

Ударное возбуждение генератора, II.177
 Ультразвуковые линии, I.140—143, II.209, 210
 Уменьшение влияния нелинейности ламповых характеристик при увеличении коэффициента усиления, I.138
 Управляющее напряжение, II.151, 152
 Управляющий сельсин (двухфазный) и сервоусилитель, II.159
 Управляющий сигнал, II.8, 9
 Уравнение движения замкнутой следящей системы, II.111
 Уравнение движения системы, II. 9
 Уравнение дифференциального интегратора, II.31
 Уравнение некомпенсированного остатка, II.246
 Уровень видеосигнала в выходном низкоомном кабеле усилителя, II.242
 Уровень несущей частоты, II.223
 Усиление видеоусилителя, II.242
 Усиление интегратора, II.10
 Усилители двухполярных видеосигналов, II.242, 243
 Усилители компенсирующие, II.232
 Усилитель с пилообразной характеристикой, II.231
 Ускоряющая цепь, I.131, 132
 Условие полной взаимной компенсации сигналов, II.245
 Условие устойчивой работы системы с двумя интеграторами, II.15
 Условия выбора параметров схемы и режима работы выпрямителя видеосигналов, II.244, 245
 Установка нуля шкалы дальности, I.48

Устройство для задержания и компенсации импульсных периодических колебаний, II.208—259

Ф

Фаза и скорость изменения фазы, I.28
Фазовая и частотная демодуляция, I.29, 30
Фазовая модуляция, I.68—70
Фазовая модуляция и демодуляция систем с непрерывным излучением, I.11—17
Фазовые модуляторы и амплитудные компараторы, I.148—169
Фазовый детектор и усилитель сигнала ошибок дальномера с автоматическим сопровождением синусоидальных колебаний, I.164
Фазовый дискриминатор, II.101, 147, 151, 175
Фазовый дискриминатор для управления временным модулятором, I.163
Фазовый модулятор на частоту 9,3 кГц с гониометрическим фазовращателем, I.166
Фазовый модулятор на частоту 82 кГц, формирующий узкие подвижные импульсы, I.171
Фазовый модулятор портативной системы «Лоран» с прямым отсчетом, I.179
Фазовый модулятор точного дальномера, I.156
Фазовый сдвиг между переданными и принятыми колебаниями, I.12
Фазопережающая цепь как стабилизирующий элемент, II.181
Фазорасщепляющее устройство, II.174, 175
Фазосдвигающие каскады, II.178
Факторы, уменьшающие ошибки схемы временного модулятора с генератором пилообразных колебаний, I.137, 138
Фантастрон, I.83, 126—131
Фантастрон выбора активного участка системы Обое, II.82, 84
Фантастрон — генератор модулированного по времени импульса задержки селекторного импульса станции AN/APS-15, I.176
Фантастрон задержки, I.175
Фантастрон как временной модулятор, I.173
Фантастрон сопровождения и блок управления системы Обое, II.82, 85
Фильтр RC для сглаживания флюктуаций импульса, II.227

Фильтры управляющих звуковых частот системы дистанционного управления, II.138
Форма колебаний в катодной цепи делителей частоты синхрогенератора, I.91
Форма колебаний регенеративного амплитудного компаратора, I.76
Форма колебаний фантастрона, I.129
Форма напряжений временного селектора и кривая сигнала ошибки временного дискриминатора, II.50
Форма напряжений и кривая сигнала ошибки временного дискриминатора с двумя селекторными полуперимпульсами, II.52
Форма тока и напряжения в магнетронном генераторе, I.41
Формирование колебаний прямоугольной формы, I.72
Формирование селекторных полуперимпульсов с помощью двух блокинг-генераторов, II.259
Функции блока управления, II.8
Функции временного дискриминатора, II.8
Функции системы с двойным интегратором, II.11—13

Х

Характеристика сжатого динамического диапазона, II.231
Характеристики декодирующих линий, II.139
Характеристики динамические системы автоматического сопровождения, II.92
Характеристики индикаторов и отметок дальности, I.187—194
Характеристики проводных систем дистанционного измерения, II.128
Характеристики различных систем передачи данных, II.131
Характеристики (технические) станции AN/APG-13A, I.239
Характеристики частотные задержанного канала (типичные искажения), II.223

Ц

Цепи стабилизации полуавтоматического сопровождения блока управления, II.92
Цепь задержки, II.136, 162, 164, 179
Цепь запоминания скорости цели, II.184
Цепь измерения угловых координат II.100

Цепь коммутации и распределения видеосигналов, II.159
Цепь связи линии задержки с усилителем, II.241

Ч

Частота повторения генератора прерывных колебаний (определение), II.141
Частотная демодуляция, I.9
Частотная демодуляция автоматическая (два пути ее получения), I.18
Частотная модуляция и демодуляция, I.17, 18
Частотная модуляция (три типа ее), I.17-18
Частотная характеристика кварцевой пластинки в ртути, II.214
Частоты повторения, применяемые в системе «Лоран», I.105

Ш

Широкий (прямоугольный) импульс, I.122, 150

Э

Эквивалентная емкость, II.89—91, 184
Эквивалентная схема двух блоков управления с отрицательной обратной связью с одним заземленным элементом, II.21

Эквивалентная схема с двумя интеграторами и двумя сглаживающими цепями, II.25
Эквивалентная схема системы с двумя интеграторами, II.12
Эквивалентная схема системы с двумя интеграторами и одной сглаживающей цепью, II.24
Эквивалентная схема системы с одним интегратором, II.10
Эквивалентная схема с одним интегратором и одной сглаживающей цепью, II.17
Эквивалентная схема системы с одним интегратором и двумя сглаживающими цепями, II.26
Электрические интеграторы, II.20—31, 77
Электромеханическая система, II.88
Электронно-лучевая трубка в качестве фазового дискриминатора, II.104
Электронно-лучевой индикатор типа В (фото экрана с отметками дальности), I.67
Электронные лампы для временных модуляторов, I.54
Электронные отметки времени, I.227
Элементы схемы для временных модуляторов, I.52—56
Эталонные генераторы LC и RC, I.52
Эталоны времени, I.52, 53

О Г Л А В Л Е Н И Е

Глава VIII. Автоматическое сопровождение	3
1. Сравнение методов ручного и автоматического сопровождения .	3
2. Основы техники автоматического измерения времени	4
3. Влияние характера сигнала на выбор временного модулятора .	7
<i>Автоматическое измерение времени при непрерывном сигнале</i>	<i>8</i>
Блок управления	8
4. Теоретические основы	8
5. Блок управления с одним интегратором	9
6. Системы с двойным интегратором	11
7. Влияние дополнительного сглаживания	15
8. Электрические интеграторы	20
9. Способность „запоминания“ и сопровождения по инерции . . .	32
10. Механические блоки управления	33
Временные дискриминаторы	36
11. Общие соображения	36
12. Простейшие временные дискриминаторы	37
13. Временные дискриминаторы с отдельными временными селекторами и детекторами	43
14. Временные дискриминаторы с временной селекцией, растяжением импульса и узкополосным усилением	46
15. Временная селекция	50
Выбор цели	54
16. Общие соображения	54
17. Устройства для автоматического выбора цели	59
Выводы	66
18. Проектирование системы	66
 Глава IX. Системы автоматического измерения времени и угловых координат цели	 71
<i>Аппаратура автоматического измерения времени</i>	<i>71</i>
1. Самолетный радиодальномер (ARO)	72
2. Система Обое	78
3. Электромеханические системы	87
<i>Определение угловых ошибок</i>	<i>97</i>
4. Общие соображения	97
	281

5. Особенности проектирования	99
6. Системы ручного сопровождения]	102
7. Системы автоматического сопровождения	107
<i>Сопровождение периодически прерывающихся сигналов</i>	<i>109</i>
8. Введение	109
9. Автоматическое измерение времени по прерывным сигналам	110
10. Устройства для автоматического сопровождения по дальности при прерывном сигнале	117
11. Автоматическое сопровождение по угловым координатам при прерывном сигнале	121
Глава X. Специальные системы передачи данных	122
<i>Введение</i>	<i>122</i>
<i>Передача данных по проводам на короткие дистанции</i>	<i>122</i>
1. Дистанционное измерение	122
2. Передача непрерывного вращения	124
3. Синхронные следящие системы	126
4. Характеристики линии передачи	127
<i>Передача данных по радиолиниям</i>	<i>129</i>
5. Введение	129
6. Импульсные системы дистанционного управления	130
7. Радиозонд	140
8. Английский всенаправленный маяк	142
Глава XI. Релейные радиолокационные установки	150
<i>Синус-косинусная система с временной модуляцией</i>	<i>150</i>
1. Принцип работы	150
2. Синхронизатор	152
3. Приемное оборудование	159
4. Декодирующее устройство	161
5. Временные селекторы и временные модуляторы	165
6. Системы автоматического сопровождения	167
7. Модуляторы и фазовые дискриминаторы	168
8. Двухфазный управляющий сельсин и сервоусилитель	172
9. Характеристики системы	173
10. Дальнейшее развитие приемной системы	174
<i>Импульсная система с фазовой модуляцией</i>	<i>176</i>
11. Введение	176
12. Импульсная передача модулированных по фазе синусоидальных колебаний	176
13. Аппаратура импульсной передачи модулированных по фазе колебаний	177
<i>Упрощенная релейная радиолокационная система для передачи вращения с постоянной скоростью</i>	<i>185</i>
14. Введение	185
15. Элементы системы	186
<i>Релейная радиолокационная система с постоянным излучением</i>	<i>194</i>
16. Передающее устройство	194
17. Приемное устройство	196
18. Элементы системы	196
19. Выводы	206

Глава XII. Устройства для задержки и компенсации импульсных периодических колебаний	208
1. Введение	208
<i>Линии задержки</i>	210
2. Введение	210
3. Подавление отраженных сигналов	210
4. Полоса пропускания	213
5. Уравнивание времени задержки и периода повторения	214
Конструкции линий задержки	215
6. Ртутные линии	215
7. Водяные линии задержки	217
8. Возможности использования задержки в твердых телах	219
<i>Схемы возбуждения линий задержки</i>	222
9. Требуемая форма сигнала	222
10. Методы получения необходимой формы сигнала	224
Генератор несущей частоты и модулятор	225
11. Генератор	225
12. Модулятор	226
13. Усилитель	229
14. Выходные цепи	229
Сжатие динамического диапазона	230
15. Преимущества сжатого динамического диапазона	230
16. Методы сжатия динамического диапазона	231
<i>Компенсирующие усилители</i>	232
17. Введение	232
18. Методы компенсации	232
Усилители несущей частоты и компенсирующая цепь	233
19. Полоса пропускания	233
20. Линейность характеристик	237
21. Коэффициент усиления	237
22. Детектирование	240
23. Компенсирующая цепь	240
24. Цепь связи линии задержки с усилителем	241
Видеоусилители	242
25. Требования к видеоусилителю	242
26. Усилители для двухполярных видеосигналов	242
27. Выпрямление видеосигналов	244
<i>Регулировка частоты повторения</i>	245
28. Требования к частоте повторения	245
29. Ручная регулировка частоты повторения	248
30. Генераторы, синхронизированные линией задержки	250
31. Система автоматической регулировки частоты повторения	254
32. Схема автоматической регулировки частоты повторения	256
Некоторые термины, применяемые в данной книге	260
Предметный указатель	264

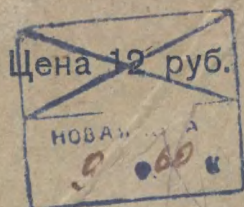
Редактор Н. А. Шорин
Техн. редактор А. Н. Уразова

*

Г70470. Подп. к печ. 17/V 1951 г.
Бумага 60×92¹/₁₆. 8¹/₈ бум. лист.
17,75 печ. лист. 18,24 уч.-изд. лист.
Заказ 1076. Цена 12 руб.

*

Типография Госэнергоиздата.
Москва, Шлюзовая наб., 10



8-92