

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ, ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ
И ТЕХНИЧЕСКОЙ ПОЛИТИКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

САМАРСКИЙ ордена ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ им. АКАДЕМИКА С. П. КОРОЛЕВА

**ИССЛЕДОВАНИЕ
УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ
ДОПЛЕРОВСКОЙ ЧАСТОТЫ
ИЗМЕРИТЕЛЯ ДИСС-16**

Методические указания к лабораторной работе

Составители: В. Я. Громчев, Ю. Ф. Широков

УДК 621.396.96

Исследование устройства измерения доплеровской частоты измерителя ДИСС-16: Метод. указ. к лаборатор. работе /Самар. авиац. ин-т; Сост. В. Я. Громчев, Ю. Ф. Широков. Самара, 1992. 34 с.

Приводятся сведения о системе измерения средней частоты доплеровского спектра, используемой в измерителе ДИСС-16. Рассмотрены основные особенности работы следящей системы узкополосной фильтрации сигнала (МПФ) и исследуются ее характеристики.

Предназначены для студентов специальностей 23.01 и 23.03, изучающих курсы «Основы теории РТС» и «Радиотехнические, связанные и вычислительные системы». Составлены на кафедре «Радиотехнические устройства».

Печатаются по решению редакционно-издательского совета Самарского ордена Трудового Красного Знамени авиационного института имени академика С. П. Королева

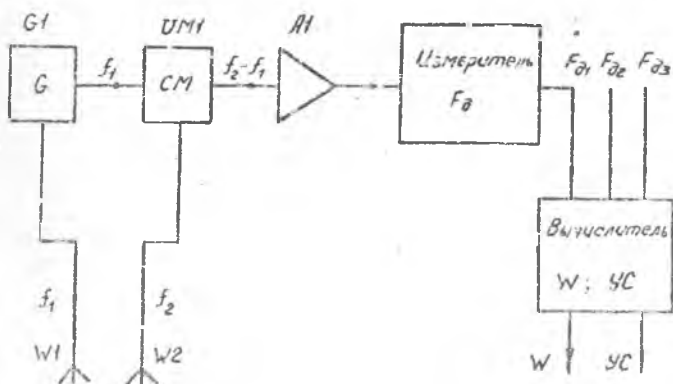
Рецензент В. П. Зайкин

Ц е л ь р а б о т ы : 1. Ознакомление с принципом действия, свойствами и построением устройства измерения доплеровской частоты измерителя ДИСС-16. 2. Изучение особенностей работы устройства узкополосной фильтрации. 3. Экспериментальное исследование измерителя.

КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИЗМЕРИТЕЛЯХ СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ ДОПЛЕРОВСКОГО СПЕКТРА

Спектр преобразованного сигнала
и его параметры

Упрощенная структурная схема ДИСС представлена на рис. 1.

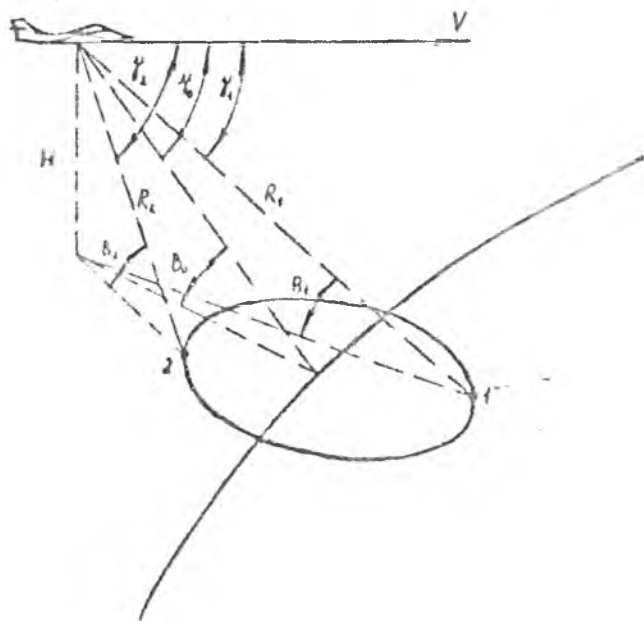


Р и с. 1. Упрощенная структурная схема ДИСС

Сигнал на выходе смесителя UM называется преобразованным сигналом. В предположении, что антенна имеет очень узкую диаграмму направленности, отражение происходит от одного точечного отражателя, и отраженный сигнал отличается от излученного только уровнем мощности и доплеровским сдвигом частоты. В этом случае преобразованный сигнал является монохроматическим с частотой

$$f_2 = f_2 - f_1.$$

В действительности антенная система имеет диаграмму направленности конечной ширины, и поэтому отражение радиоволн происходит от достаточно большого участка поверхности Земли (рис. 2). Участок этот вклю-



Р и с. 2. Ориентация следа диаграммы направленности антенны на поверхности земли

чает в себя множество элементарных отражателей, не зависящих один от другого и расположенных произвольно в пределах облучаемой поверхнос-

ти. Элементарные отражатели различаются размерами, формой, электрическими параметрами, поэтому элементарные сигналы, отраженные от них, имеют различную начальную фазу и амплитуду.

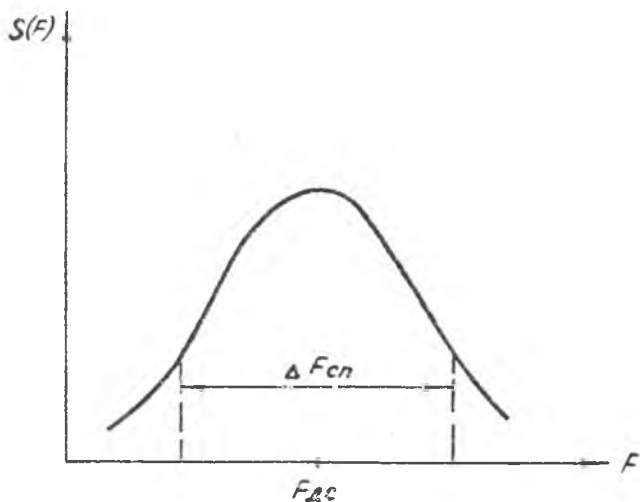
Отраженный сигнал представляет собой сумму случайных и независимых сигналов элементарных отражателей. Такую же структуру имеет и преобразованный сигнал, отличаясь от отраженного лишь смещением по частоте на величину f_1 . Самолет, а вместе с ним и ДИСС, перемещается по отношению к поверхности Земли со скоростью W . Каждый элементарный отражатель начинает облучаться под углом $\gamma_1 < \gamma_0$, а заканчивает — под углом $\gamma_2 > \gamma_0$. Так как частота каждого элементарного сигнала

$$f_{\gamma} = \frac{2 \cdot V}{\lambda} \cos \gamma,$$

очевидно, что в начале облучения доплеровский сдвиг частоты максимален, т.е. $f_{\gamma_1} > f_0$. Затем он уменьшается, принимая значение f_0 в момент, когда максимум диаграммы направленности антенны совпадает с направлением на данный элементарный отражатель, а затем достигает значения $f_{\gamma_2} < f_0$. Такие регулярные изменения частоты происходят у каждого из элементарных отраженных сигналов, а следовательно и у их суммы. Регулярные изменения амплитуды сигнала происходят в результате перемещения отражателя относительно диаграммы направленности. Таким образом, суммарный преобразованный сигнал представляет собой сумму большого числа элементарных сигналов со случайными начальными фазами и амплитудами и регулярным изменением амплитуды и частоты. Фаза, амплитуда и мгновенная доплеровская частота суммарного сигнала при этом носят случайный характер.

Распределение мощностей сумм элементарных сигналов с одинаковыми доплеровскими частотами, усредненными по множеству случайных отражателей, называется доплеровским спектром отраженного от поверхности сигнала. Форма огибающей доплеровского спектра (ДС) показана на рис.3.

Основными параметрами ДС являются средняя частота спектра $f_{\text{ср}}$, форма огибающей, эффективная ширина спектра $\Delta f_{\text{эф}}$ и мощность $P_{\text{ср}}$. Так как доплеровский спектр формируется в результате суммирования сигналов от большого количества независимых случайных отражателей,



Р и с. 3. Форма сгибающей доплеровского спектра

он является случайным процессом с нормальным распределением. При этом ширина доплеровского спектра

$$\Delta f_d \approx \frac{2W}{\lambda} \sin \beta_0 \Delta \beta_{0.5} \quad (1)$$

существенно меньше средней частоты. Здесь β_0 - угол наклона диаграммы направленности (ДН) антенны; $\Delta \beta_{0.5}$ - ширина ДН антенны по уровню половинной мощности. Следовательно, случайный процесс является узкополосным. В силу эргодичности этого случайного процесса [1] средняя частота спектра, являющаяся математическим ожиданием, может быть получена в результате осреднения мгновенной частоты, принятой за время наблюдения T реализации доплеровского сигнала

$$f_{g0} = \overline{f_g(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T f_g(t) dt.$$

Форма огибающей и эффективная ширина спектра ΔF_{eff} определяются результирующей диаграммой направленности антенны в плоскости угла β , поскольку изменение F_{β} связано с изменением угла β , т.е. перемещением отражателя в направлении, перпендикулярном к изочастотным линиям. Перемещение элементарного отражателя вдоль изочастотной линии доплеровской частоты не меняет.

Для антенн современных ДИСС огибающая энергетического спектра описывается выражением [1]

$$S(\omega) = \frac{P_0}{\Delta F_{\text{eff}}} \exp \left[-2\pi \frac{(F - F_{g0})^2}{\Delta F_{\text{eff}}^2} \right]. \quad (2)$$

Эффективная ширина доплеровского спектра равна его ширине на уровне 0,5 по мощности (см. рис.3) и зависит от случайных флуктуаций начальной фазы φ_{0m} при отражении и различия доплеровских частот элементарных отражателей в пределах ДН. Вторым фактором является определяющим. Следовательно, можно считать, что ΔF_{eff} ограничивается частотами F_{g1} и F_{g2} , определяемыми углами β_1 и β_2 , ограничивающими, в свою очередь, эффективную ширину $\Delta \beta$ результирующей диаграммы направленности в плоскости β : $\Delta \beta = \beta_2 - \beta_1$.

При этом относительная ширина спектра

$$\frac{\Delta F_g}{F_{g0}} = 1,30,5 \operatorname{tg} \beta_0, \quad (3)$$

Под мощностью доплеровского спектра понимают мощность принимаемого сигнала [1]

$$P_g = \frac{P_{\text{ср}} S_A \mu \sigma^0(\beta) \sin \beta}{8\pi R^2}, \quad (4)$$

где $P_{\text{ср}}$ - средняя излучаемая мощность;

S_A - площадь раскрытия антенны;

μ - коэффициент использования антенн, $\mu = 0,5 \dots 0,8$;

$\sigma^{\circ}(B)$ - удельная эффективная отражающая площадь;

B - угол визирования;

H - истинная высота полета.

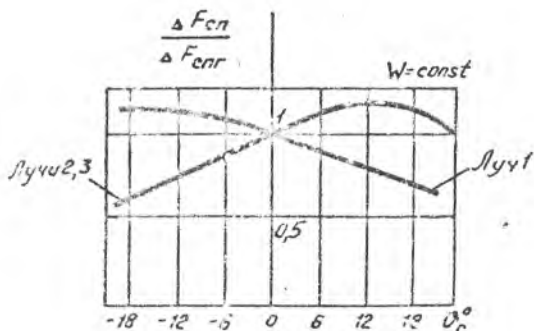
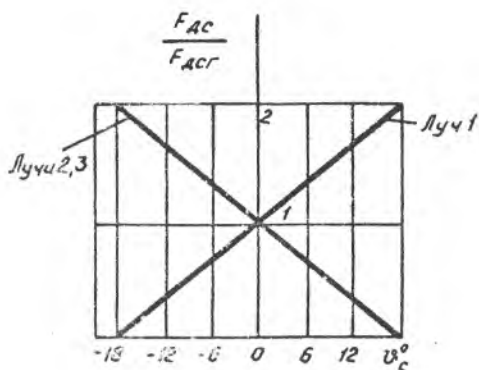
Следует отметить, что средняя частота отраженного сигнала, определяемая выражением (1), отличается от частоты излучаемого сигнала на величину f_g' , не равную f_g , соответствующую направлению оси диаграммы антенны. Отличие f_g' от f_g обуславливается изменением σ° в пределах облучаемого участка, а также изменением дальности в этом участке.

Изменение параметров доплеровского спектра при эволюциях самолета

Выражение (1), определяющее параметры доплеровского сигнала, в существенной степени зависит от угла крена и тангажа. На рис. 4 показаны приблизительно относительные изменения f_{gc} и Δf_{cp} от угла тангажа для антенной системы с $\Gamma_0 = 45^{\circ}$, $B_0 = 65^{\circ}$.

Видно, что f_{gc} наиболее сильно подвержена зависимости от угла тангажа ϑ_0 , причем изменения f_{gc} в противоположно направленных лучах имеют разный знак. Когда угол тангажа достигает критического значения ϑ_{ck} , доплеровская частота в одном из лучей обращается в нуль. Самолетные ДСС выполнены так, что полоса пропускания каждого из каналов ограничивается снизу каким-то значением f_{min} и, следовательно, при $f_{gc} = 0$ данный канал, а вместе с ним и весь ДСС, не функционирует. Поэтому допустимое значение ϑ_{max} тангажа, при котором еще возможно использование ДСС, должно быть меньше, чем ϑ_{ck} . При $\vartheta_{ck} > \vartheta_{min}$ измерение с помощью ДСС следует прекратить. При этом следует иметь в виду, что полет при максимальной скорости W_{max} происходит на больших высотах, где допустимый тангаж может ограничиваться предельным ослаблением сигнала. На абсолютную ширину доплеровского спектра эволюции самолета влияет незначительно, по знаку - противоположны по отношению к изменениям f_{gc} , поэтому диапазон изменения относительной ширины спектра даже превышает диапазон изменения f_{gc} .

Влияние эволюции самолета на мощность принимаемого сигнала связано с изменением вертикального угла визирования β и в очень сильной степени зависит от вида и состояния облучаемой поверхности.



Р и с. 4. Зависимость относительных изменений доплеровской частоты и ширины спектра от угла тангажа

Например, при полете над пашней влияние эволюции несущественно (1... 2 дБ). При полете над морем с волнением 1...2 балла те же эволюции приводят к изменению сигнала на 20...30 дБ. При этом в некоторых случаях мощность сигнала на входе приемника может опускаться ниже чувствительности.

Смещение средней частоты доплеровского сигнала

Рассматривая механизм образования доплеровского отраженного сигнала, полагали, что все элементарные отражатели в отношении облучения и отражения радиоволн находятся в одинаково равных условиях, определяемых лишь симметричной диаграммой направленности. Это позволило считать спектр доплеровского сигнала и закон распределения его частоты симметричным с максимумом, совпадающим с частотой, соответствующей максимуму диаграммы направленности. При этом не были учтены два обстоятельства:

элементарные отражатели, находящиеся одновременно в различных точках облучаемой поверхности, регулярно находятся на различном удалении от ДИСС;

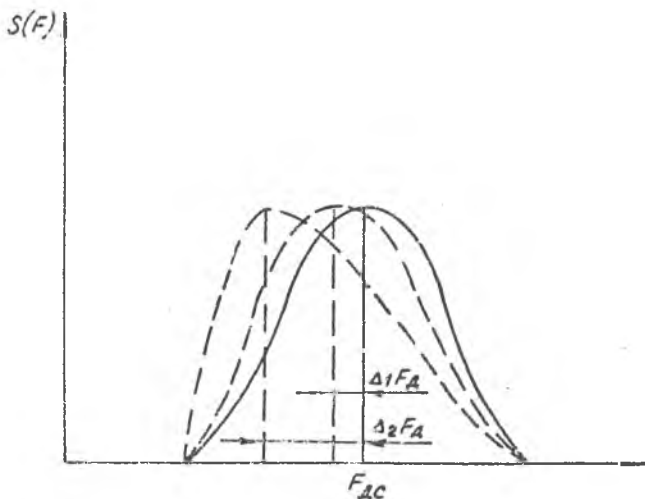
отдельные элементарные отражатели, находящиеся в пределах облучаемой поверхности, облучаются под разными углами β , что для большей части поверхности Земли связано с различием в коэффициентах отражения.

Влияние первого обстоятельства очевидно. Ближайшая к ДИСС половина площади следа дает большую мощность и меньшую среднюю частоту преобразованного сигнала, чем более удаленная от ДИСС половина площади следа диаграммы направленности. Это приводит к искажению доплеровского спектра и смещению влево среднего значения доплеровской частоты на величину $\Delta_1 F_g$ (рис:5) [2]. Анализ показывает [2], что

$$\Delta_1 F_g = F_{gc} \frac{\Delta^2 \gamma}{4\pi}; \quad \delta_1 F_g = \frac{\Delta_1 F_g}{F_{gc}} = \frac{\Delta^2 \gamma}{4\pi}. \quad (5)$$

Смещение спектра по этой причине сравнительно невелико: при $\Delta \gamma = 4^\circ$ получаем $\delta_1 F_g = 0,04\%$. Существенным является и то, что смещение не зависит от свойства облучаемой поверхности и может быть учтено при калибровке ДИСС.

Качественно такое же, но значительно большее количественное влияние на смещение доплеровского сигнала оказывает зависимость коэффициента отражения или удельной эффективности отражающей поверхности Земли от вертикального угла визирования β . Зависимость от β при-



Р и с. 5. Смещение средней частоты доплеровского спектра

водит к тому, что элементарные отражатели, облучаемые под углом $B > B_0$ регулярно дают большую мощность отражения, нежели отражатели, облучаемые под углами $B < B_0$. Это ведет к смещению центральной частоты на величину $\Delta_2 F_d$. Относительная величина этого смещения определяется выражением [2]:

$$\Delta_2 F_d = \frac{\Delta^2 \sigma}{4\pi} K_1 \operatorname{ctg} B_0, \quad (6)$$

где K_1 - коэффициент, характеризующий изменение $\sigma(B)$ в пределах луча антенны для данного вида отражающей поверхности и выбранного B_0 .

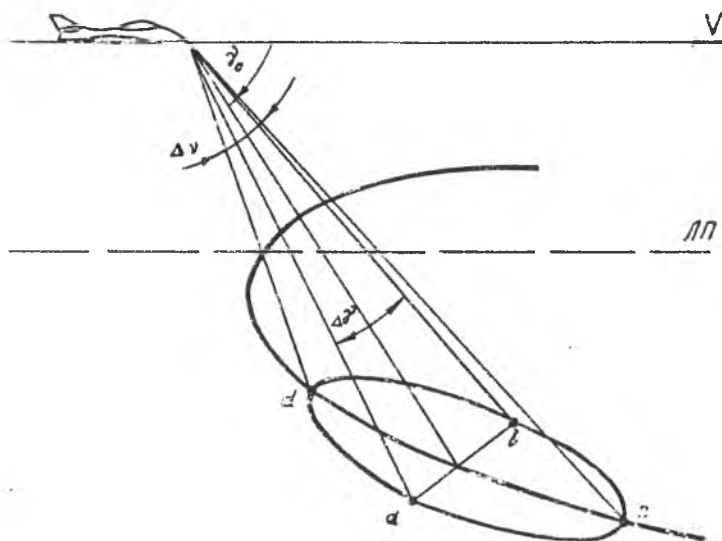
Смещение спектра в этом случае существенно зависит от характера (вида) и состояния отражающей поверхности, изменяющихся в процессе полета и поэтому не может быть полностью скопировано при калибровке измерительной части ДМОС. Однако при полете над сухой водной

верхности может быстро изменяться, а при полете над морем трудно определить состояние поверхности. При полете над сушей (исключая лед) смещение спектра может изменяться в пределах от 0,00 до 0,73%. Предполагая все виды отражающей поверхности равновероятными, для суши вводят среднюю поправку на смещение, равную 0,4%, т.е. $K_{см} = 1,004$. При полете над морем смещение спектра может изменяться в пределах от 0,97 до 2,3%. В этом случае средняя поправка выбирается равной 1,6... 1,8%. Видно, что средние значения поправок над сушей и над морем значительно отличаются между собой, поэтому в ДИСС предусмотрены специальные переключатели "СУША - МОРЕ". Так как разброс возможных значений спектра после введения поправки над морем составляет $\pm 0,65\%$, а над сушей $\pm 0,32\%$, точность ДИСС только по этой причине при полете над сушей выше, чем при полете над морем.

Для уменьшения смещения средней частоты доплеровского спектра в соответствии с выражениями (5) и (6) наиболее целесообразно сужение диаграммы направленности. Линейный размер d_1 антенны и ширина ее диаграммы направленности Δ_1 в плоскости этого линейного размера связаны зависимостью $\Delta_1 = \lambda / d_1$, поэтому сужение диаграммы направленности ограничивается допустимыми размерами антенны.

Ширина спектра и соответственно величина его смещения определяются шириной Δ диаграммы направленности в плоскости \mathcal{J}' и не зависят от ширины диаграммы направленности в перпендикулярной к ней плоскости \mathcal{Y} . Это обстоятельство подсказывает один из самых простых и наиболее распространенных путей решения задачи: использование антенны с различной шириной диаграммы направленности в плоскостях \mathcal{J}' и \mathcal{Y} . Такая антенна называется и з о ч а с т о т н о й. След диаграммы на поверхности Земли имеет форму эллипса и ориентирован своей большой осью вдоль изочастотной линии. Ориентация следа диаграммы изочастотной антенны представлена на рис. 6.

Более подробно влияние изочастотной антенны на смещение средней частоты доплеровского спектра описано в работе [2].



Р и с. 6. Ориентация следа диаграммы направленности изочастотной антенны

Измерение средней частоты доплеровского спектра

Измерители средней частоты доплеровского спектра F_{gc} являются неотъемлемыми устройствами каждого из каналов ДИСС и обладают определенной спецификой.

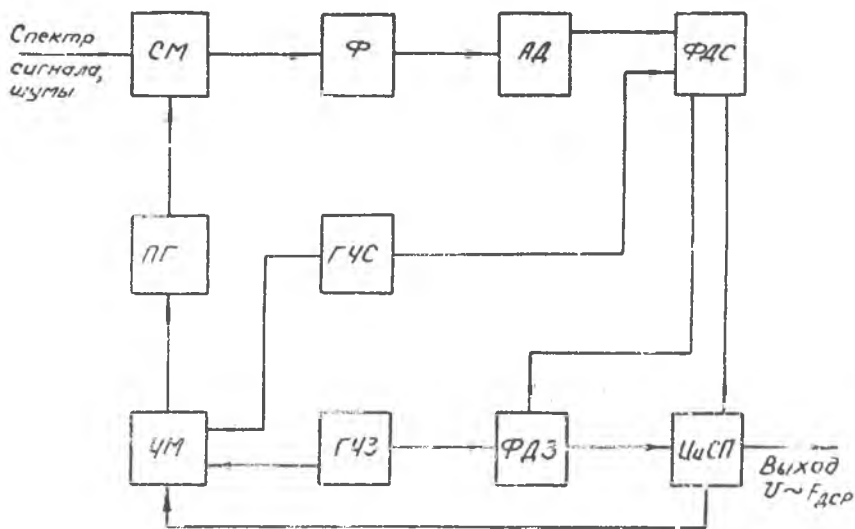
Результат измерения F_{gc} в каждом канале несет непосредственную информацию о радиальной скорости в направлении данного луча антенны. Для определения навигационных параметров служат автономные (собственные) и навигационные вычислители. Вид используемых вычислителей предопределяет форму представления результатов измерения F_{gc} . Сами измерители представляют собой преобразователи "частота - напряжение", первыми из которых были аналоговые счетчики нулей (импульсов). В последующее стали применяться дискретно-аналоговые (импульсные) вы-

числители и цифровые вычислители. Для этих вычислителей результат измерения наиболее целесообразно получать в виде частоты переменного (импульсного) напряжения, которое легко преобразуется в любой цифровой код.

Такие измерители представляют собой замкнутые системы, где частота управляемого генератора (выходная величина) следит за средней частотой входного сигнала, представляющего собой доплеровский спектр. Уменьшение влияния помех, неизбежно присутствующих на входе приемного тракта (входе измерителя $F_{\text{доп}}$), достигается путем фильтрации входного сигнала и выполнением частотных различителей. Чаще это обеспечивается системами узкополосной фильтрации (УПФ). Радикальным методом снижения минимального допустимого отношения сигнал/шум на входе измерителя частоты является ограничение полосы пропускания фильтра доплеровских частот до ширины или части ширины спектра частот сигнала на входе измерителя. Поскольку спектр перемещается по шкале частот, такие устройства, осуществляющие так называемую узкополосную фильтрацию сигнала, строятся по типу следящей системы и выполняют функции поиска, захвата и слежения за спектром сигнала. В зависимости от того, какой тип дискриминатора используется для выработки сигнала ошибки в следящей системе, различают измерители, следующие за спектром частот сигнала: с частотным стробированием спектра сигнала; с частотным дискриминатором; с квадратурно-фазовым дискриминатором.

Измеритель с частотным стробированием

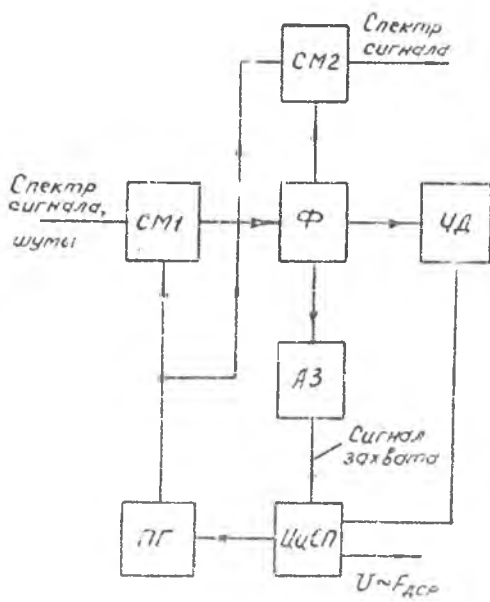
Схема такого измерителя приведена на рис. 7. Спектр сигнала преобразуется смесителем СМ в область промежуточной частоты. Частота несущего гетеродина ПГ модулируется частотным модулятором с чистой слежения $F_{\text{сл}}$, генерируемой генератором частоты слежения ЧЧС. Преобразованный спектр сигнала перемещается при этом по шкале частот по отношению к полосе пропускания фильтра Φ со средней частотой f_0 . На выходе амплитудного детектора АД образуются колебания с частотой $F_{\text{сл}}$, амплитуда которых определяется рассогласованием между частотой f_0 и средней частотой преобразованного сигнала. Фаза колебаний определяется знаком рассогласования. Эти колебания, наряду с опорными колебаниями частоты $F_{\text{сл}}$, поступают на фазовый детектор слежения ФДС, на выходе которого выделяется сигнал ошиб-



Р и с. 7. Схема измерителя с частотным стробированием

ки следящей системы, подстраивающей через интегратор I и частотный модулятор ЧМ среднюю частоту гетеродина таким образом, чтобы сумма этой средней частоты и средней частоты сигнала на входе измерителя была равна средней частоте полосы пропускания фильтра Φ . При этом постоянное напряжение на выходе интегратора пропорционально средней частоте спектра сигнала на входе измерителя. Захват сигнала в этом измерителе осуществляется путем дополнительной частотной модуляции гетеродина ПГ с частотой захвата F_3 с помощью генератора частоты захвата ГЧЗ. Сигнал частоты захвата выделяется фазовым детектором захвата ФДЗ, прекращающим поиск гетеродина по частоте.

Измеритель с частотным дискриминатором [1]. Схема измерителя представлена на рис. 8. Спектр сигнала преобразуется в область вспомогательной (промежуточной) частоты, где осуществляется фильтрация сигнала от шумов при использовании гетеродина, управляемого через интегратор выходным напряжением частотного дискриминатора. В результате этого на выходе фильтра будет спектр частот сигнала, отфильтро-



Р и с. 8. Схема измерителя с частотным дискриминатором

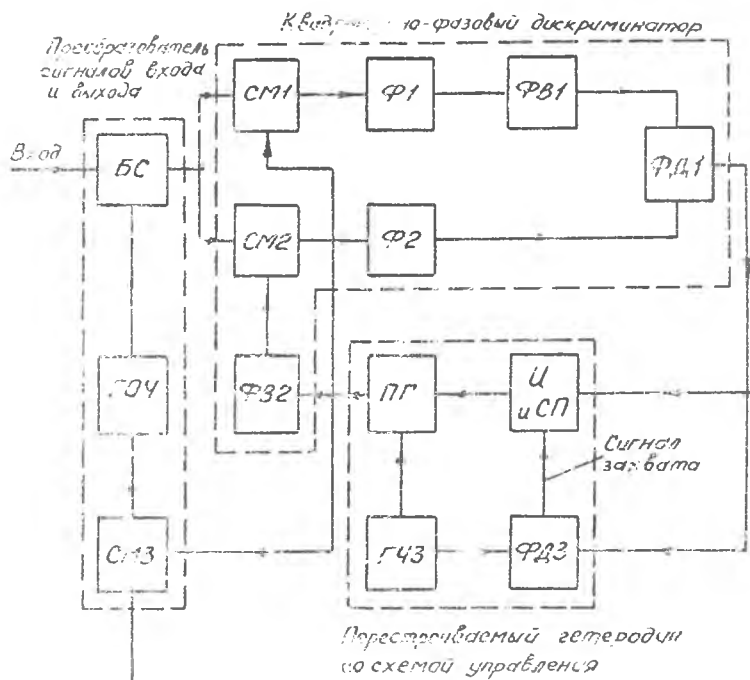
ной от шумов в его окрестности, а постоянное направление на выходе измерителя будет пропорционально средней частоте спектра сигнала.

Измеритель с квадратурно-фазовым дискриминатором [1]. Схема измерителя приведена на рис. 9. Измеритель состоит из трех частей: преобразователя сигналов входа и выхода, квадратурно-фазового частотно-дискриминатора и перестраиваемого гетеродина со схемой управления. На вход измерителя поступает спектр доплеровских частот сигнала и шумов, на выходе измерителя имеет место колебание со средней частотой, модулированной с небольшой густой модуляцией частотой захвата.

Рассмотрим работу измерителя. Сигнал на входе представим как колебание, модулированное по амплитуде и фазе:

$$U_0(t) = U_0(t) \cos[\Omega_{дсп} t - \varphi(t)],$$

где $U(t)$ и $\varphi(t)$ - медленно изменяющиеся функции времени.



и с. в. Схема измерителя с квадратурно-фазовым дискриминатором

В канале преобразователь БС с помощью колебаний генератора с частотой f_0 преобразует сигнал в область частот, составляющих боковые стороны:

$$u_p(t) = U_p(t) \cos[\omega_0 t - \varphi_0],$$

где $\omega_0 = \omega_{\text{сиг}} + \omega_{\text{гет}}$, $\omega_{\text{гет}}$ — опорная частота.

Этот сигнал поступает на квадратурно-фазовый дискриминатор, в котором на СМ1 и СМ2, фильтров Ф1 и Ф2, фазовых сдвигателей ФВ1 и ФВ2 и фазового детектора ФД1. На дискриминатор поступает также сигнал перестраиваемого гетеродина ПГ. На выходе фазового детектора ФД3 формируется сигнал, характеризующее равенство частот

средней частотой ω_c сигнала U_c и частотой колебаний перестраиваемого генератора ω_{nr} . Это напряжение используется в дальнейшем для того, чтобы частота перестраиваемого генератора ω_{nr} следовала за средней частотой преобразованного сигнала ω_c .

Квадратурно-фазовый дискриминатор работает следующим образом. На вход первого смесителя СМ1 поступает сигнал, и напряжение перестраиваемого гетеродина $U_{nr}(t) = U_{nr} \cos \omega_{nr} t$. Учитывая наличие фазовращателя ФВ1, сдвигающего фазу сигнала с выхода фильтра Ф1 на 90° , представим первый сигнал на входе фазового детектора ФД1 в виде

$$U_1(t) = U_1 \cos [(\omega_{nr} - \omega_c)t + \varphi_c - \pi/2].$$

Второй сигнал на входе фазового детектора ФД1 образуется смесителем СМ2 с помощью колебаний перестраиваемого гетеродина, сдвинутых фазовращателем ФВ2 на 90° . Представим второй сигнал в виде

$$U_2(t) = U_2 \cos [(\omega_{nr} - \omega_c)t + \varphi_c - \pi/2].$$

Видно, что если $\omega_{nr} > \omega_c$, то сигналы U_1 и U_2 на входе фазового детектора совпадают по фазе. В этом случае на выходе фазового детектора будет положительное напряжение.

В случае, когда $\omega_{nr} < \omega_c$, первый сигнал будет представлен выражением

$$U_1'(t) = U_1 \cos [(\omega_c - \omega_{nr})t - \varphi_c - \pi/2],$$

а второй сигнал

$$U_2'(t) = U_2 \cos [(\omega_c - \omega_{nr})t - \varphi_c + \pi/2].$$

Из выражений видно, что при $\omega_{nr} < \omega_c$ сигналы U_1 и U_2 на входе фазового детектора противоположны по фазе, и напряжение на выходе фазового детектора отрицательно.

Следовательно, несовпадение частоты перестраиваемого гетеродина ω_{nr} со средней частотой спектра сигнала ω_c приводит к появ-

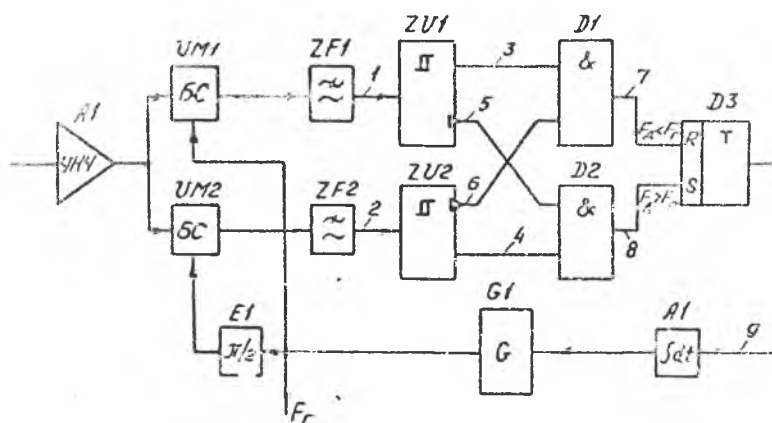
лений на выходе дискриминатора постоянного напряжения, знак которого определяет направление рассогласования.

Напряжение с выхода ФДІ поступает на интегратор и в режиме слежения управляет частотой перестраиваемого гетеродина, подстраивая ее к средней частоте сигнала ω_c . Далее колебания перестраиваемого гетеродина вместе с колебаниями опорной частоты поступают на смеситель СВЗ, образуя на его выходе колебания с частотой $\Omega_{гетр}$, являющейся выходным сигналом устройства в целом.

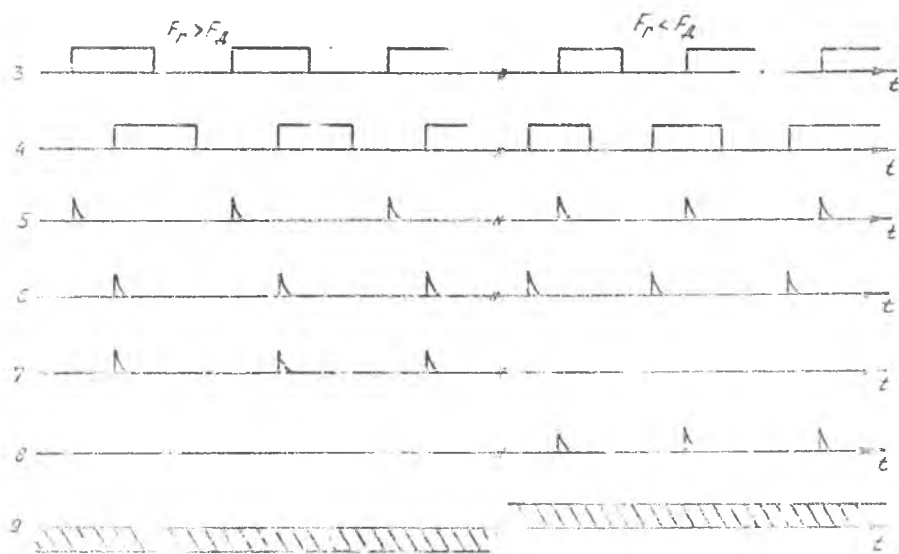
Измеритель с квадратурно-фазовым дискриминатором весьма эффективен в энергетическом отношении и может работать при мощности сигнала на выходе ниже мощности шумов в полосе и в срезах доплеровских частот. Это обусловлено высокой симметрией дискриминатора по отношению к входному сигналу и использованием всей мощности сигнала.

Система УПФ с дискретно-аналоговым квадратурно-фазовым преобразителем (КФФ)

Функциональная схема УПФ приведена на рис. 10, а временные диаграмма, иллюстрирующая принцип ее действия - на рис. 11. Как и в ана-



Р и с. 10. Функциональная схема системы УПФ



Р и с. 1. Диаграммы напряжений, иллюстрирующие работу дискретно-тиристорного ИВР.

Для ИВР, квазипериодические напряжения на входе $ZF1$ и $ZF2$ сдвинуты по фазе на 90° , т.е. находятся в квадратуре. Эти квадратурные напряжения поступают на пороговые устройства Шнитца $ZU1$ и $ZU2$. Работают по пороговым элементам два прямых выхода: потенциалы φ (3, 4) и диалекты ψ (5, 6). При совпадении во времени амплитудных напряжений на обоих выходах из схем совпадения $Д1$ и $Д2$ на их выходах формируются импульсы. При $F_d < F_r$ эти импульсы формируются на выходе $Д1$, а при $F_d > F_r$ - на выходе схем $Д2$. При первом случае триггер $Д3$ устанавливается в состояние "0", во втором - в состояние "1". Триггер $Д3$ выполнен так, что в состоянии "0" на выходе имеет потенциал U_0 , а в состоянии "1" - потенциал U_0 .

Устройство слежения ДСС-16

Устройство слежения (УС) за доплеровской частотой состоит из следующих систем:

система узкополосной фильтрации УПФ с переносом спектра частот с дискретно-аналоговым квадратурно-фазовым дискриминатором (различителем) КФР ;

система поиска-захвата доплеровского сигнала, построенной по принципу дифференциального автомата захвата.

Устройство слежения обеспечивает захват сигнала при отношении сигнал/шум $\mathcal{E} = 0$ на частотах выше 2,5 кГц, а при отношении сигнал/шум $\mathcal{E} = 8 \dots 5$ на частотах ниже 2,5 кГц. Максимальная погрешность на частотах более 2 кГц не превышает 0,4%. Время поиска сигнала не более 15 с. Функциональная схема первого канала устройства слежения приведена на рис. 1а. Второй и третий канал выполнены аналогично.

Режим точного слежения

На входы балансных смесителей $UM1$ и $UM2$ из приемника поступают нормированные по величине преобразованные сигнал f_{c1} . На входы балансных смесителей подаются квадратурные напряжения управляемого генератора $\theta 1$, прием в верхний по схеме канал со сдвигом $+\pi/4$, а в нижний со сдвигом $-\pi/4$. Диапазон измен. частоты управляемого генератора УГ ограничен от $f_{rmin} = f_{on} - f_{gmax}$ = 5,0 - 1 = 4,0 кГц до $f_{rmax} = f_{on} - f_{gmin}$ = 5,0 - 0,8 = 4,2 кГц, поэтому УС следит за нижней боковой полосой частот преобразованного (на выходе приемника) сигнала. В режиме точного слежения при $f_r = f_{c1}$ на выходах балансных смесителей $UM1$ и $UM2$ образуется сигнал относительно нулевой частоты спектры доплеровского сигнала и шумов. Фильтры нижних частот $\mathcal{E}F1$ и $\mathcal{E}F2$ подавляет шум и пропускает доплеровский сигнал, значительно улучшая отношение сигнал/шум. Граничные частоты фильтров $\Delta F_{ФНЧ}$ выбраны из условия наиболее оптимального согласования с шириной спектра при крейсерских скоростях 700...900 км/ч:

$$\Delta F_{ФНЧ} = \frac{1}{2} \Delta F_{СП} = 800 \text{ Гц}.$$

Триггеры Шмитта Д1 и Д3 и схемы совпадений Д2 и Д4 образуют дискретно-аналоговый КФР. Он преобразует квадратурные напряжения с выходов ФНЧ $ZF1$ и $ZF2$ в импульсы со средними частотами следования F_{c1} (на выходе элемента Д2) и F_{c2} (на выходе элемента Д4), причем в режиме точного слежения $F_{c1} = F_{2c}$. При неточном слежении, например при $f_r > f_c$, $F_{c1} > F_{2c}$. Триггер Д6, управляемый по входам R и S , переключается из состояния лог."1" в лог."0" и обратно с частотами F_{1c} и F_{2c} . Так как на выходе триггера состояние лог."1" соответствует напряжению $+\Delta U_0$, а лог."0" - $-\Delta U_0$, то среднее значение напряжения в режиме точного слежения равно нулю, и на выходе инвертирующего интегратора Д3 напряжение сохраняется постоянным. Частота управляемого генератора также не изменится ($f_r = f_{c1}$).

при неточном слежении, например при $f_r > f_c$, среднее значение напряжения на выходе триггера меньше нуля, и f_r уменьшится, стремясь к f_c .

Смеситель УМЗ производит обратный перенос частоты ΔF из области опорной частоты в область доплеровских частот. Для преобразования на второй вход подается $f_{on} = 50$ кГц от генератора опорной частоты:

$$F_{gc1} = f_{on} - f_r = f_0 - f_c = f_{on} - f_0 + F_{gr}.$$

Таким образом, в режиме точного слежения выходная частота равна средней частоте доплеровского спектра.

Режим поиска и захвата

В установившемся режиме слежения при $W = const$ имеем $F_r = F_{gc}$, $U = const$. Процесс слежения происходит только тогда, когда значительная часть мощности доплеровского спектра попадает в полосу пропускания КФР, т.е.

$$|F_{gc} - F_r| < \left(\frac{\Delta F_{cn}}{2} + \frac{\Delta F_{\phi}}{2} \right), \quad (9)$$

где $\Delta F_{дп}$ - ширина спектра доплеровского сигнала;

ΔF_{ϕ} - полоса пропускания фильтра (ФНЧ).

В общем случае как при включении ДИСС, так и после перерыва в слежении из-за пропадания отраженного сигнала частота F_r может иметь произвольное значение, при котором условие (7) не удовлетворяется.

Для того чтобы начать и продолжить слежение, необходимо найти доплеровский спектр. Режим работы ДИСС, когда осуществляется этот процесс, называется режимом поиска. В режиме поиска производится плавное изменение частоты F_r в диапазоне возможных значений $F_{r\phi}$ до тех пор, пока доплеровский спектр не попадает в полосу пропускания КФР. Переход от поиска к установившемуся режиму слежения называется процессом обнаружения или процессом захвата полезного сигнала.

Процессы поиска, захвата и слежения иллюстрирует рис. 13.

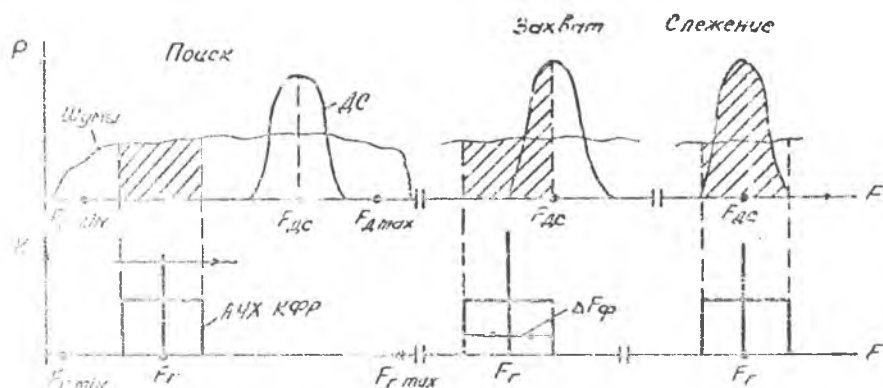


Рис. 13. Диаграммы, иллюстрирующие работу схемы поиска и захвата

сигнала. Если AC не попадает в полосу пропускания КФР, на выходе УНЧ действует только шум, и их мощность недостаточна для срабатывания автомата захвата, т.е. $P_{шф} < P_3$, где P_3 - мощность сигнала на входе КФР, при которой срабатывает автомат захвата.

При попадании спектра ДС в полосу фильтра и выполнении условия $P_{\text{шф}} + P_{\text{дс}} \geq P_3$ происходит захват полезного сигнала, замыкается следящая система УПФ, и начинается процесс слежения. Если это соотношение не выполняется, то доплеровская система переходит в режим "Память". Этот режим необходим для нормальной работы бортовой ЦВМ, производящей вычисления навигационных параметров. Если хотя бы один из каналов ДИСС работает в режиме поиска, то вычисление навигационных параметров невозможно. В этом случае вычислители работают по последним значениям частоты, хранящимся в памяти вычислителями. Погрешность счисления при этом, естественно, больше чем в рабочем режиме.

В ДИСС-16 использован дифференциальный автомат захвата, называемый также автоматом захвата с полосовым фильтром. Принципиальной особенностью дифференциального автомата захвата является то, что изменения уровня мощности шумов на входе КФР приводят к пропорциональным изменениям как мощности шумов на выходе фильтра $P_{\text{шф}}$, так и уровня P_3 , при достижении которого осуществляется захват. Это достигается тем, что уровень P_3 формируется с помощью специального полосового фильтра, мощность P_n на выходе которого и определяет уровень захвата.

Функциональная схема дифференциального автомата захвата представлена на рис. 12. Он содержит суммирующий полосовой фильтр $\Sigma F3$ с полосой пропускания 3...15 кГц, на входы которого поступают квадратурные напряжения с выходов балансных смесителей $UM1$ и $UM2$ системы УПФ, усилитель А2 с регулируемым коэффициентом усиления, усилитель А1, на вход которого поступают квадратурные напряжения, прошедшие через $\Phi H4 \Sigma F1$ и $\Sigma F2$. Разнополярные детекторы среднего значения $UD1$ и $UD2$ имеют общую нагрузку - фильтр $C1R1$ с постоянной времени 0,33 с. Величина и знак выделенного на общей нагрузке напряжения ΔU несут информацию о соотношении мощностей $P_{\text{шф}}$ и P_n , попадающих в полосу ПФ и ФНЧ. Триггер Шмитта Д5 формирует напряжение поиска $U_{\text{пс}}$.

Временные диаграммы, иллюстрирующие процессы в режимах следования, поиска и захвата сигнала, показаны на рис. 14.

На диаграмме I изображено наличие (или отсутствие) сигнала с амплитудой U_{M1} на входе УПФ. Пусть в момент времени t_1 сигнал исчезает и появляется вновь в момент времени t_5 . В режиме точного слежения доплеровский сигнал попадает в полосу ФНЧ, поэтому на-

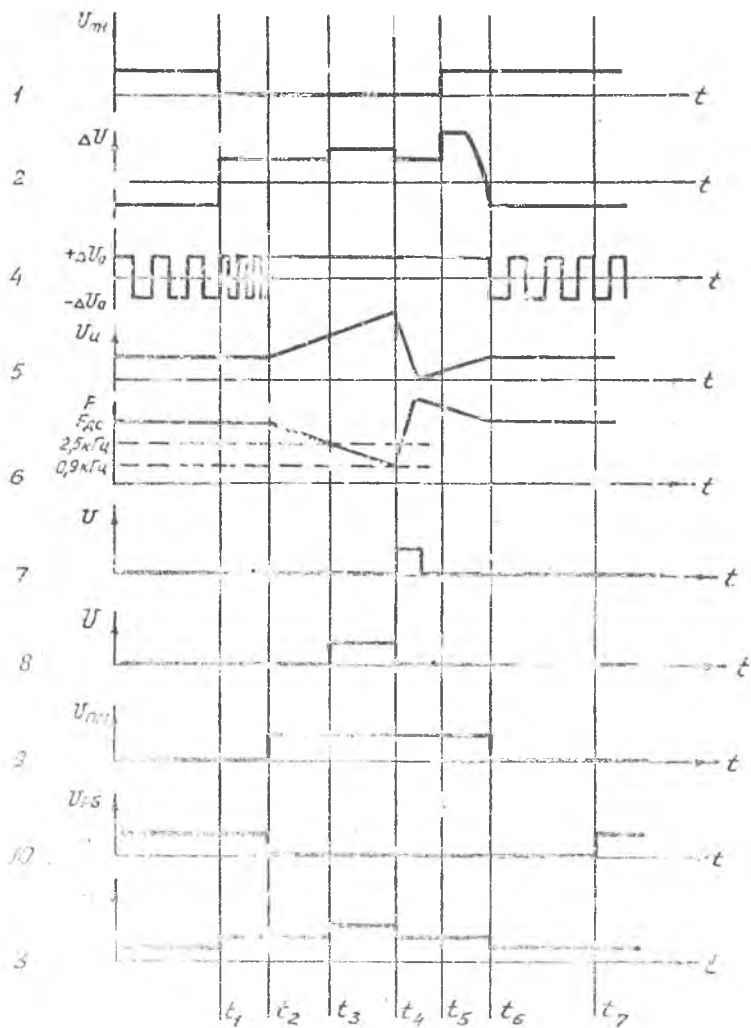


Рис. 14. Броневые диаграммы напряжений в системе питания 4-звонной

пряжение ΔU (диаграмма 2) на входе триггера Шмитта Д5 имеет отрицательный знак и $U_{пс} = 0$.

В случае пропадания входного сигнала в полосу ФНЧ ЗР1 и ЗР2 попадают только шумы со средней частотой $F_{шф} = \frac{\Delta F_{ФНЧ}}{2}$, поэтому частота переключения триггера Д6 увеличивается (диаграмма 4). Напряжение на выходе усилителя А1 резко уменьшается, ΔU становится положительным, и на выходе триггера Шмитта Д5 формируется напряжение поиска $U_{пс}$. Для уменьшения вероятности ложных захватов необходимо уменьшить чувствительность по захвату. Для этого $U_{пс}$ подается на регулируемый усилитель А2, увеличивая его усиление (диаграмма 3) и тем самым уменьшая чувствительность А3 на 2...3 дБ. Поэтому напряжение ΔU момент времени t_1 дополнительно возрастает, и скомпенсировать его может только большее по величине напряжение сигнала, попадающего в полосу ФНЧ при переходе в режим слежения.

Устройство задержки З1 задерживает выдачу сигнала $U_{пс}$ на схему "ИЛИ" Д7 на 1,5 с, а снимает его без задержки. Введение задержки необходимо для исключения перехода в режим поиска при кратковременных (до 1,5 с) пропаданиях отраженного сигнала. При этом напряжение на выходе интегратора А3 и, следовательно, частота $F_{ген}$ (диаграммы 5 и 6) сохраняют свое значение.

Через 1,5 с после пропадания сигнала напряжение $U_{пс1}$ поступает на логическую схему "ИЛИ" Д7, которая вырабатывает сигнал "ПАМЯТЬ" (диаграмма 9) для индикатора W и UC и снимает сигнал "РАБОТА" (диаграмма 10).

Напряжение поиска $U_{пс1}$ поступает также на вход Д1 триггера Д6 и удерживает его в состоянии лог."1" с напряжением на выходе $+ \Delta U_0$ (диаграмма 4). Напряжение $U_{и}$ на выходе интегратора А3 и соответственно частота управляемого генератора Г1 начинают линейно нарастать, а частота сигнала на выходе смесителя УМЗ линейно уменьшаться (диаграммы 5 и 6), что соответствует режиму поиска сигнала.

При достижении частоты $F_{ген} = 2,5$ кГц (момент времени t_2) срабатывает частотно-пороговая схема ЧПС-1 и формирует напряжение (диаграмма 8), увеличивающее усиление регулируемого усилителя А2 (диаграмма 3) с целью уменьшения чувствительности автомата захвата по захвату на частотах менее 2,5 кГц. Частотно-пороговая схема состоит из счетчикового преобразователя частота-тск УЗ1 с фазирующим конденсатором и пороговой схемы сравнения А5 опорного тока и тока счетчика.

При достижении частоты значения $F_{gc1} = 900$ Гц (момент времени t_4) срабатывает частотно-пороговая схема ЧПС-2, и она формирует импульс разряда (диаграмма 7) конденсатора интегратора А3. Напряжение на выходе интегратора достигает нулевого значения, и процесс поиска повторяется. Частотно-пороговая схема состоит из интегратора импульсов доплеровской частоты F_{gc1} (преобразователя коротких импульсов F_{gc1} в положительное напряжение, обратно пропорциональное частоте U_{Z2}) и пороговой схемы сравнения А4 опорного напряжения U_0 и напряжения интегратора импульсов.

Если в момент времени t_5 на входе УПФ доплеровский сигнал вновь появляется (пусть в момент, когда $f_r \ll f_0$), то сигнал попадает в полосу ПФ ЭФ3, и напряжение ΔU (диаграмма 2) еще больше увеличивается.

При дальнейшем возрастании напряжения интегратора и f_r доплеровский сигнал попадает в полосу ФНЧ, выполняется условие захвата, и в момент времени t_6 напряжение становится отрицательным, сигнал U_{nc1} снимается, а УС переходит в режим слежения. Если второй и третий каналы УС в этот момент времени также находятся в режиме слежения ($U_{nc2} = U_{nc1} = 0$), то сигнал "ПАМЯТЬ" снимается, а сигнал "РАБОТА" выдается с задержкой на 10...20 с. Это время необходимо для сработки механизмами индикаторов новых значений скорости и угла сноса.

Погрешность измерения скорости

Независимо от используемых устройств и метода во всех случаях измерения F_{gc} присутствует так называемая методическая погрешность ΔF_{gc1} , связанная с природой входного сигнала. Входным сигналом излучателя, несущим полезную информацию, является сигнал с доплеровским смещением, представляющий собой случайный процесс.

Мгновенная частота F_g является величиной случайной с математическим ожиданием, равным F_{gc} . Теоретически и экспериментально установлено, что среднее квадратичное отклонение $\sigma \Delta F_{gc1}$ мгновенного значения доплеровской частоты F_g от ее среднего значения F_{gc} равно половине эффективной ширины доплеровского спектра [1,2]:

$$\sigma_{\Delta F_{\text{пл}}} = \frac{\Delta F_{\text{сл}}}{2} ; \sigma_{\delta F_{\text{пл}}} = \frac{\sigma_{\Delta F_{\text{пл}}}}{f_{\text{до}}} = \frac{\delta F_{\text{сл}}}{2}$$

и составляет 0,07...С, I.

Вполне очевидно, что то же значение имеет средняя квадратичная погрешность измерения путевой скорости по единичному измерению мгновенного значения доплеровской частоты. Поскольку эта функциональная погрешность обусловлена самой природой доплеровского сигнала, то она называется методической флуктуационной погрешностью. При этом следует иметь в виду, что полная флуктуационная погрешность имеет и вторую составляющую, связанную с шумами - шумовую.

Для уменьшения методической погрешности результат измерения усредняется на интервале времени T . При этом средние квадратичные значения погрешностей усредненных результатов измерения [2]

$$\sigma_T \Delta F_{\text{пл}} = \frac{\sigma_{\Delta F_{\text{пл}}}}{\sqrt{T \Delta F_{\text{сл}} / 0,7}} \approx 0,42 \sqrt{\frac{\Delta F_{\text{сл}}}{T}}$$

$$\sigma_T \delta F_{\text{пл}} \approx 0,42 \sqrt{\frac{\delta F_{\text{сл}}}{f_{\text{до}} T}} \approx 0,3 \sqrt{\frac{\lambda \delta F_{\text{сл}}}{WT \cos \varphi}}$$

Время усреднения зависит от того, как используется результат измерений. При счислении пути временем усреднения является время непрерывной работы ДИСС в процессе полета. В этом случае уже за время полета $T = 600$ с даже с минимальной скоростью $W = 160$ км/ч усредненная методическая погрешность снижается до пренебрежимо малого значения и составляет 0,02%.

Усреднение результатов измерений может быть достигнуто путем применения инерционных звеньев или трактов. В этих случаях, например, при визуальной индикации текущего значения или при переходе ДИСС в режим памяти, время усреднения определяется шириной полосы $\Delta F_{\text{Ф}}$ соответствующего тракта, представляющего собой фильтр нижних частот. Связь между T и $\Delta F_{\text{Ф}}$ зависит от формы АЧХ-фильтра. Приближенно можно считать [1] $2 \Delta F_{\text{Ф}} T = 1$, отсюда

$$\sigma_T \delta W_{\text{рл}} = \sigma_T \delta F_{\text{рл}} \approx \frac{0,6}{F_{\text{дс}}} \sqrt{\Delta F_{\text{ф}} \Delta F_{\text{сп}}} \approx$$

$$\approx 0,42 \sqrt{\frac{2 \delta F_{\text{сп}} \Delta F_{\text{ф}}}{N \cos \gamma}}.$$

Следует отметить, что методическая погрешность не зависит от уровня сигнала. В этом ее принципиальное отличие от погрешностей, создаваемых шумами. Шумы влияют на результат измерения $F_{\text{дс}}$. Это влияние тем сильнее, чем больше разница между $F_{\text{дс}}$ и $F_{\text{шс}}$ и чем меньше отношение мощности полезного сигнала к мощности шума на выходе УНЧ:

$$Z = \frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{шн}}}.$$

Если смесь шумов и полезного сигнала пропустить через полосу-фильтр ПФ, настроенный на $F_{\text{дс}}$ и имеющий полосу пропускания $\Delta F_{\text{ф}}$, то влияние шумов уменьшится. Это произойдет, во-первых, из-за уменьшения разницы между $F_{\text{дс}}$ и $F_{\text{шс}}$ и, во-вторых, в результате уменьшения мощности шумов и увеличения Z на выходе ПФ. Среднее квадратичное значение погрешности $\sigma \delta F_{\text{ш}}$, связанной с шумами, при условиях $\Delta F_{\text{ф}} \gg \Delta F_{\text{сп}}$ и $\Delta F_{\text{н}} > \Delta F_{\text{ф}}$ описывается следующей приближенной зависимостью [2]:

$$\sigma \delta F_{\text{ш}} \approx (0,1 \dots 0,2) \frac{S_{\text{ш}} \Delta F_{\text{ф}}^2}{P_{\text{с}} F_{\text{дс}}},$$

где $S_{\text{ш}}$ - спектральная плотность шума на выходе ПФ.

Описание лабораторной установки

Описание лабораторной установки и основные режимы ее работы приведены в [4].

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

I. Выполнению работы предшествует проверка общей работоспособности ДИСС.

II. Исследование зависимости среднеквадратической ошибки $\sigma_{F_{\Delta 1}}$ от ширины доплеровского спектра $\Delta F_{\text{ДП}}$

1. Переключатель "РЕЖИМЫ" на имитаторе установить в положение $\Delta W_{\text{ФД}} - \Delta W_{\text{Ш}}$. Потенциометром $W \dots F_{\text{ГО}}$ установить показания частотомера $F_{\text{ГО}} = 2500$ Гц.

2. Для положений 1-9 переключателя $\Delta F_{\text{ДП}}$ снять по 5 показаний частоты $F_{\Delta 1}$. Показания снимать с интервалом 5 с. Полученные данные занести в табл. I.

Т а б л и ц а I

Ширина доплеровского спектра, $\Delta F_{\text{ДП}}$	Показания частотомера						Среднеквадратическая ошибка $\sigma_{F_{\Delta 1}}$
	$F_{\Delta 1}$	$F_{\Delta 2}$	$F_{\Delta 3}$	$F_{\Delta 4}$	$F_{\Delta 5}$	\bar{F}_{Δ}	
$\Delta F_{\text{ДП}1}$							
$\Delta F_{\text{ДП}2}$							
$\Delta F_{\text{ДП}3}$							
$\Delta F_{\text{ДП}4}$							

Для каждого положения переключателя $\Delta F_{\text{ДП}}$ вычисляется среднеквадратичная ошибка:

$$\sigma_{F_{\Delta 1}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\bar{F}_{\Delta 1} - F_{\Delta 1 i})^2}{n}}$$

где $\bar{F}_{\Delta 1}$ - среднее значение частоты;

$$\bar{F}_{\Delta i} = \sum_{i=1}^n \frac{F_{\Delta i}}{n};$$

n - число измерений;

$F_{\Delta i}$ - показания частоты $F_{\Delta i}$ i -го измерения.

3. Рассчитанные значения $\sigma F_{\text{ФЛ}}$ занести в табл. 1. По результатам таблицы построить график $\sigma F_{\text{ФЛ}} = f(\Delta F_{\text{ФЛ}})$.

III. Исследовательские зависимости среднеквадратической ошибки от отношения сигнал/шум

1. Установить переключатель $\Delta F_{\text{ФЛ}}$ на имитаторе в положение "1". Тумблер ПШ перевести в положение "ВКЛ". Потенциометром "АМ-СИГНАЛ ПШ" устанавливать последовательно отклонение сигнал/шум:

$$\frac{U_c}{U_{\text{ш}}} = 1; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0.$$

2. Значения U_c и $U_{\text{ш}}$ контролировать по показаниям микрометров на имитаторе сигнала. Для каждого значения $U_c/U_{\text{ш}}$ снять по 5 показаний частотомера $F_{\text{ФЛ}}$. Среднеквадратическую ошибку $\sigma F_{\text{ФЛ}}$ определить по приведенному в предыдущем пункте соотношению. Полученные данные занести в табл. 2.

3. Построить график зависимости $\sigma F_{\text{ФЛ}} = f[U_c/U_{\text{ш}}]$.

Таблица 2

Отношение сигнал/шум, $\frac{U_c}{U_{\text{ш}}}$	Показания частотомера						Среднеквадратическая ошибка $\sigma F_{\text{ФЛ}}$
	$F_{\Delta 1}$	$F_{\Delta 2}$	$F_{\Delta 3}$	$F_{\Delta 4}$	$F_{\Delta 5}$	\bar{F}_{Δ}	
$\frac{U_c}{U_{\text{ш}}} = 1$							
$\frac{U_c}{U_{\text{ш}}} = 1,5$							
$\frac{U_c}{U_{\text{ш}}} = 2,0$							
$\frac{U_c}{U_{\text{ш}}} = 3,0$							

ВЫКЛЮЧЕНИЕ УСТАНОВКИ

Выключение установки производится после выполнения всех пунктов задания и проверки результатов преподавателем.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

Отчет по работе оформляется в соответствии с требованиями, изложенными в работе [4].

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что собой представляет спектр преобразованного сигнала и каковы его параметры?
2. Объяснить влияние эволюций самолета на параметры доплеровского спектра.
3. Чем обусловлено смещение средней частоты доплеровского спектра?
4. Какие существуют способы измерения средней частоты доплеровского спектра?
5. Нарисовать структурную схему и пояснить принцип действия измерителя с частотным стробированием.
6. Нарисовать структурную схему и пояснить принцип действия измерителя с частотным дискриминатором.
7. Нарисовать структурную схему и пояснить принцип действия измерителя с квадратурно-фазовым дискриминатором.
8. Нарисовать структурную схему и пояснить принцип действия системы УПФ с дискретно-аналоговым КФР.
9. Пояснить особенности работы системы УПФ в режиме поиска, захвата и точного слежения.
10. От чего зависит ошибка измерения скорости?

Библиографический список

1. Колчинский В.Е., Мандуровский И.А., Константиновский М.И. Автономные доплеровские устройства и системы навигации летательных аппаратов / Под ред. В. Колчинского. М.: Сов.радио, 1975. 432 с.

2. Ф л е р о в А.Г., Т и м о ф е е в В.Т. Доплеровские устройства и системы навигации. М.: Транспорт, 1977. 189 с.

3. В и н и ц к и й А.С. Автономные радиосистемы: Учеб. пособие для высших учебных заведений. М.: Радио и связь, 1986. 336 с.

4. Г р о м ч е в В...., Ш и р о к о в Ю.Ф. Исследование доплеровского измерителя скорости и угла сноса ДИСС-16. Метод. указ. к лабораторной работе /Куйбышев. авиац. ин-т. Куйбышев, 1992.

ИССЛЕДОВАНИЕ УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ДОПЛЕРОВСКОЙ ЧАСТОТЫ ИЗМЕРИТЕЛЯ Д И С С -16

Составители: Г р о м ч е в Василий Иванович,
Ш и р о к о в Юрий Феофанович

Редактор Е.Д. А н т о н о в а
Техн. редактор Г.А. У с а ч е в а
Корректор Н.С. К у л и р и я н о в а

Подписано в печать 20.05.92. Формат 60x84¹/₁₆.
Бумага оберточная. Печать оперативная. Усл. печ. л. 1.88.
Заказ № 2,0. Уч.-изд. л. 1, 1. Тираж 200 экз.
№ 227 Бесплатно.

Самарский орден Трудового Красного Знамени
авиационный институт имени академика С.П. Королёва.
413006 Самара, Московское шоссе, 34.

Участок оперативной полиграфии Самарского авиационного
института. 413001 Самара, ул. Ульяновская, 18.