

УДК 621.396.962.23 : 621.396.98

В.В. Печенин, К.А. Щербина, М.А. Вонсович, Ю.В. Съедина, Е.П. Мсаллам

Национальный аэрокосмический университет имени Н.Е. Жуковского «ХАИ», Украина

## АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ДОПЛЕРОВСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКОЙ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ УЗКОПОЛОСНОГО ФИЛЬТРА

В работе предложен и проанализирован метод улучшения помехоустойчивости, реализованный на основе следящего доплеровского измерителя с автоматической регулировкой полосы пропускания узкополосного фильтра, включенного в тракт следящей обратной связи перестраиваемого гетеродина. Получены конкретные расчетные величины для энергетического выигрыша следящего измерителя с фиксированной полосой узкополосного фильтра и перестраиваемой полосой по сравнению с широкополосным неследящим измерителем, реализованным на основе частотомера-счетчика нулей.

**Ключевые слова:** следящая система, флуктуации, автогенератор, частота, фаза.

### Введение

Значительное место в общей структуре радиотехнических средств обеспечения безопасности полетов воздушных судов занимают доплеровские измерители скорости угла сноса (ДИСС) [1, 2].

Радикальным методом снижения минимально допустимого отношения сигнал/шум на входе доплеровского измерителя, входящего в состав ДИСС является ограничение полосы пропускания измерителя до ширины спектра доплеровских частот или даже части ширины этого спектра.

Поскольку спектр доплеровского сигнала перемещается по шкале частот ограниченной скоростными режимами движения воздушного судна, следящие измерители строятся по типу следящей узкополосной системы с перестраиваемым гетеродином и выполняют функции поиска, захвата и слежения за спектром сигнала. Эти устройства измеряют, как правило, среднюю частоту спектра доплеровского сигнала.

Если спектр сигнала симметричный, то средняя частота сигнала равна центральной частоте спектра, совпадающей с доплеровским смещением частоты, которая, в свою очередь, определяет скорость движения воздушного судна.

Общим недостатком доплеровских измерителей с частотным стробированием является постоянство ширины полосы пропускания узкополосного стробирующего фильтра, включенного в цепь управления следящего гетеродина. При таком методе слежения наилучшая помехоустойчивость достигается только для одного конкретного значения ширины спектра сигнала. Поскольку доплеровское смещение частоты изменяется в зависимости от скорости движения воздушного судна, а вместе с ним меняется ширина сопровождающего его спектра, то текущее значение помехоустойчивости будет всегда хуже, чем в случае, оговоренном выше.

**Цель статьи** – снижение минимально необходимого превышения сигнала над шумами в существующих доплеровских измерителях со стробированием путем согласованного изменения полосы стробирования с текущей шириной спектра доплеровского сигнала, определяемой изменениями скорости движения воздушного судна.

### Изложение основного материала

Как известно [4] каждому фиксированному значению скорости воздушного судна  $V$  соответствует спектр частот, отраженных от облучаемой поверхности. В общем случае облучаемая поверхность по своим радиофизическим характеристикам определяется случайным набором отражающих «блестящих» точек, заключенных в геометрических размерах поверхности, ограниченной углом облучения  $\rho_0$  и шириной диаграммы направленности ДН источника излучения, размещенного на воздушном судне ВС.

При этом ширина спектра доплеровского сигнала определяется выражением:

$$\Delta F_d = (2V\lambda^{-1})\sin\beta_0\Delta\beta_{0,5}, \quad (1)$$

где  $\lambda$  – длина волны излучения;  $\Delta\beta_{0,5}$  – ширина двусторонней (на передачу и прием) ДН бортовой антенны на уровне половинной мощности.

Структура спектра  $\Delta F_g$  в общем случае является статистически неопределенной. Однако, в некоторых случаях, возможно ее аналитическое описание, основанное на статистике амплитудных, фазовых и частотных шумов, создаваемых отражающей поверхностью [5].

Оценим энергетический выигрыш, который может быть обеспечен измерителем с частотным ограничением спектра и частотным дискриминатором, включенными в цепь перестройки следящего

гетеродина по отношению к неследящему измерителю доплеровской частоты [6] – (частотомеру-счетчику) числа нулей.

Обобщенная функциональная схема следящего измерителя приведена на рис. 1.

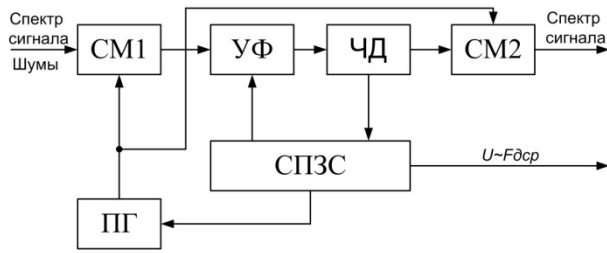


Рис. 1. Обобщенная функциональная схема следящего измерителя

Здесь СМ1 и СМ2 – смесители, УФ – узкополосный фильтр с ограниченной полосой, ЧД – частотный дискриминатор, ПГ – перестраиваемый гетеродин, СПЗС – схема поиска, захвата и слежения.

На выходах схемы следящего измерителя формируются: спектр сигнала отфильтрованный от шумов и постоянное напряжение ( $U \sim F_{д.ср}$ ) пропорциональные текущему значению средней доплеровской частоты  $F_{д.ср}$ .

В соответствии с изменениями вектора путевой скорости ВС спектр доплеровских частот сигнала перемещается по шкале частот  $F_{g\min} \div F_{g\max}$  определяемым диапазоном рабочих путевых скоростей  $V$ . Наряду с этим через фильтр  $\Phi_{вхд} = F_{g\min} \div F_{g\max}$  проходят шумы из приемного канала ДИСС в шумовой полосе  $\Delta F_{ш} \geq \Phi_{вхд}$ . Для случая, когда отношение сигнал/шум по мощности  $q^2 = P_c / P_{ш} \gg 1$ , относительная среднеквадратическая погрешность измерения среднеквадратической частоты сигнала частотомером-счетчиком нулей вычисляется по формуле

$$\frac{\Delta F_{д.ск}}{F_{д.ск}} \approx \frac{1}{2q^2} \left( \frac{F_{д.ск}^2}{F_{ш.ск}^2} - 1 \right). \quad (2)$$

Результаты расчета необходимого превышения мощности сигнала над мощностью шумов на входе частотомера при

$$\Phi_{вхд} = 2,7 \div 8,5 \text{ кГц } (V = 500 \div 1100 \text{ км/ч})$$

и относительной погрешности (2)  $\approx 0,2\%$  должно составлять примерно 20 ÷ 30 дБ.

Необходимое отношение сигнал/шум  $q^2$  на выходе следящего измерителя (рис.1) с фильтрацией сигнала от шумов (УФ) при использовании частотного дискриминатора на основании выражения (2), полагая, что  $q^2 = P_c / P_{ш} \gg 1$  можно представить таким образом:

$$\left( \frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\phi} = \frac{1}{2\delta F_{д.ск}} \left[ \frac{(F_{д.ск} + \Delta F_c)^2}{F_{д.ск}^2} - 1 \right], \quad (3)$$

где  $\left( \frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\phi}$  – отношение сигнал/шум на выходе

УФ, необходимое для обеспечения заданной точности измерения среднеквадратической частоты частотомером- счетчиком числа нулей;  $\delta F_{д.ск}$  – допустимая относительная ошибка измерения частоты сигнала, обусловленная шумами;  $\Delta F_c$  – допустимое максимальное расхождение между среднеквадратическими частотами сигнала и шума на выходе УФ.

При непосредственном воздействии шумов в широкой полосе  $\Delta F_{ш}$  и сигнала на частотомер-счетчик нулей имеем

$$\left( \frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{ш} = \frac{1}{2\delta F_{д.ск}} \left( \frac{F_{ш}^2}{F_{д.ск}^2} - 1 \right). \quad (4)$$

С учетом соотношения полос пропускания фильтров  $\Delta F_{\phi}$  и  $\Delta F_{ш}$ , т.е. на входе измерителя бу-

дет равно  $\left( \frac{\Delta F_{\phi}}{\Delta F_{ш}} \right) \cdot \left( \frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\phi}$ .

Тогда выражение для энергетического выигрыша А составит

$$A = \frac{\left( \frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{ш}}{\left( \frac{\Delta F_{\phi}}{\Delta F_{ш}} \right) \cdot \left( \frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\phi}} = \frac{\Delta F_{ш}}{\Delta F_{\phi}} \cdot \frac{\frac{F_{ш}^2}{F_{д.ск}^2} - 1}{\left[ \frac{(F_{д.ск} + \Delta F_c)^2}{F_{д.ск}^2} - 1 \right]}. \quad (5)$$

Приведем пример расчета выигрыша А фильтрованного сигнала относительно частотомера-счетчика нулей при следующих данных:

$$\Delta F_{ш} = 8 \text{ кГц}, \Delta F_{\phi} = 2 \text{ кГц}, F_{д.ск} = 5,0 \text{ кГц},$$

$$\Delta F_c = 0,15 \text{ кГц}, F_{ш.ск} = 9 \text{ кГц}.$$

При подстановке выбранных данных и подстановки в (5) получаем  $A \approx 21,7$  дБ.

Величина  $\Delta F_{\phi,оп} = \Delta F_{д.ск} = 2$  кГц при  $\beta_0 = 70^\circ$  и  $\Delta\beta_{0,5} = 6^\circ$  соответствует скорости ВС, равной  $V=1059$  км/ч. При минимальной скорости полета ВС, равной 500 км/ч величина  $\Delta F_{д.ск}$  составит 944 Гц.

Если высота полета ВС будет одинаковой на обеих скоростях 1059 км/ч и 500 км/ч, то отношение сигнал/шум при меньшем значении скорости ухудшится в 2 раза или на 3 дБ по сравнению с большим значением скорости.

Рассмотренный пример показывает, что выбор полосы пропускания узкополосного фильтра в реальных ДИСС должен основываться на определен-

ных компромиссных решениях, выявляемых исходя из опыта эксплуатации ранее разработанных и находящихся в эксплуатации ДИСС.

Наиболее очевидным практически решением по улучшению помехоустойчивости доплеровского измерителя с частотным стробированием спектра

сигнала является введение автоматической регулировки полосы пропускания УФ, согласованной с меняющимся спектром сигнала.

Принципиальная схема УФ с автоматической регулировкой полосы пропускания приведена на рис. 2.

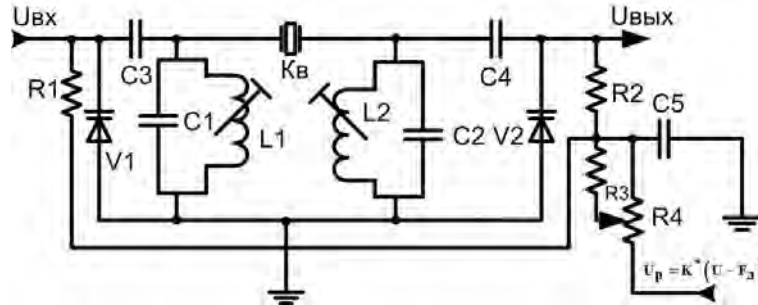


Рис. 2. Принципиальная схема УФ с автоматической перестройкой полосы пропускания

Схема представляет собой систему двух перестраиваемых параллельных контуров, связанных с помощью кварца. Резонансные частоты настройки контуров и кварца совпадают с промежуточной частотой сигнала на выходе смесителя СМ1. Перестройка контуров осуществляется варикапной матрицей, состоящей из двух варикапов V1, V2. Полное сопротивление контуров и кварца равно:

$$Z = Z_1 + Z_2 + Z_{кв} = R_1 - jX_1 + R_2 + jX_2 + R_{кв} + jX_{ке}, \quad (6)$$

где  $R_i$  – активная составляющая,  $X_i$  – реактивная составляющая полного сопротивления  $Z_i$  ( $i=1,2,кв$ ).

Следовательно, в диапазоне регулировки полосы пропускания последовательно с кварцем включен резистор с сопротивлением, равным удвоенной активной составляющей полного сопротивления параллельного контура

$$R = \frac{R_{о\epsilon}}{\sqrt{1+x^2}}, \quad (7)$$

где  $R_{о\epsilon} = Q\rho$  – резонансное сопротивление контура;  $Q$  – добротность контура;  $\rho$  – характеристическое сопротивление;  $x$  – относительная расстройка.

Величина  $R$  является сопротивлением потерь кварцевого резонатора, ухудшающим его добротность.

Активная составляющая полного сопротивления контуров максимальна на резонансной частоте настройки контуров. При этом сопротивление потерь, вносимое в кварцевый резонатор, является максимальным и полоса пропускания контура будет максимальной. Расстройка контуров вызывает уменьшение сопротивления потерь и, следовательно, полосы пропускания УФ.

Рассмотренный фильтр на частотах до единиц мегагерц обеспечивает плавную регулировку полосы пропускания от 200 до 8000 Гц.

Для стабилизации уровня выходного напряжения  $U_{вых}$  в схему УФ необходимо ввести автоматическую регулировку уровня, аналогичную приведенной в [7].

Основным достоинством УФ с плавной регулировкой полосы пропускания (рис.2) является высокая стабильность настройки резонансной частоты, а недостатком – сложность обеспечения высокой идентичности электрических параметров элементов контуров, варикапов, резисторов и конденсаторов в условиях влияния дестабилизирующих факторов в основном под воздействием изменений температуры, влажности и давления окружающей среды.

Напряжение управления перестройкой варикапов  $U = K(U \sim F_{д.ск})$  формируется путем преобразования напряжения  $(U \sim F_{д.ск})$  до уровня  $U$ ,  $K$  – коэффициент преобразования уровней.

Рассмотрим другой вариант улучшения помехоустойчивости доплеровского измерителя с частотным стробированием и плавной перестройкой полосы пропускания УФ, основанный на шунтировании контура резистором, сопротивление которого регулируется (изменяется) под воздействием напряжения  $U_p = K^*(U \sim F_{д.ск})$ .

Сущность процесса регулирования полосы пропускания УФ, как и в предыдущем случае состоит в изменении добротности контура УФ.

Принципиальная схема УФ с плавной перестройкой добротности (полосы пропускания) шунтирующим резистором с регулируемым сопротивлением представлена на рис.3.

Диапазон регулировки переменного резистора рассчитывается по формуле

$$N_{max} = \frac{SR_1}{R_1(g_{22U_{min}} + g_{11U}) + 1}, \quad (8)$$

где  $R_1$  – сопротивление резистора некоммутируемого плеча аттенюатора;  $g_{22U_{min}}$  – выходная проводимость полевого транзистора в закрытом состоянии;  $g_{11U}$  – входная проводимость следующего каскада;  $S$  – крутизна проходной характеристики.

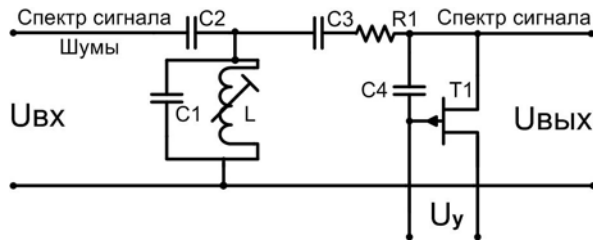


Рис. 3. Принципиальная схема УФ с плавной перестройкой полосы пропускания шунтирующим резистором на полевом транзисторе

При введении шунтирующего резистора  $R_{\Sigma}$  добротность УФ определяется простым расчетным соотношением

$$Q(U_y) = R_{\Sigma} \gamma^{-1},$$

где  $R_{\Sigma}$  – суммарное шунтирующее сопротивление;

$$R_{\Sigma} = \frac{\rho_k [R_1 + R_n(U_y)]}{[\rho_k + R_1 + R_n(U_y)]}; \quad (9)$$

$\gamma$  – активное сопротивление провода катушки  $L$  контура.

Регулируемая полоса пропускания УФ определяется как:

$$\Delta f_0(U_y) = f_0 Q^{-1}(U_y). \quad (10)$$

В случае использования в качестве источника выходных данных измерителя не спектра сигнала, а постоянного напряжения на выходе дискриминатора ЧД (напряжение на выходе интегратора, входящего в состав СПЗС на рис. 1) необходимое превышение сигнала над шумами на входе измерителя снижается на 5 ÷ 10 дБ.

В существующих следящих измерителях со стробированием необходимое для устойчивого захвата сигнала отношение сигнал/шум составляет величину около 5 дБ.

При этом, однако, исключается возможность непосредственного счета импульсов для счисления пути и к погрешностям счисления добавляются инструментальные погрешности.

Ошибка измерения частоты на выходе  $U \sim F_{ср,д}$  (рис. 1) схемой счетчика числа нулей с помощью интегратора с накопительной емкостью определяется следующим соотношением:

$$\sigma_F = \frac{0,275}{F_{д,ср}} \sqrt{\frac{\Delta F_{д}}{T_{\Phi}}}, \quad (11)$$

где  $T_{\Phi}$  – постоянная времени однозвенного RC-фильтра нижних частот ( $T_{\Phi} = 1/(4\Delta F_{\Phi})$ ).

Если, например, выбрать  $F_{д,ср}$  равной 6 кГц, постоянную времени фильтра  $T_{\Phi} = 0,2$  с, то  $\sigma_F = 0,4\%$

Предельная инструментальная погрешность частотомера-счетчика числа нулей в нормальных условиях составляет порядка  $\pm 0,2\%$  в полосе доплеровских частот 2,7 – 8,5 кГц. При климатических воздействиях окружающей среды погрешность возрастает примерно на  $\pm 0,2\%$ .

Проанализируем помехоустойчивость следящего измерителя с автоматической регулировкой полосы пропускания узкополосного фильтра.

Представим выражение (5) для энергетического выигрыша по сравнению с неследящим измерителем-счетчиком нулей в следующем виде:

$$\lg[A(U_y)] = 10 \lg \left[ \frac{\Delta F_{ш}}{\Delta F_{\Phi}(U_y)} \right] + 10 \lg \left[ \frac{\frac{F_{ш}^2}{F_{д,ср}^2} - 1}{(F_{д,ср} + \Delta F_c)^2 - 1} \right]. \quad (12)$$

Из выражения 12 следует, что второе слагаемое при выбранных входящих в него величинах есть величина постоянная.

Построим зависимость (рис. 4)

$$\lg[A(U_y)] = 10 \lg \left[ \Delta F_{ш} / (\Delta F_{\Phi}(U_y)) \right]$$

для разных значений  $\Delta F_{\Phi}(\cdot)$  при фиксированных значениях  $\Delta F_{ш}$  и  $C$ .

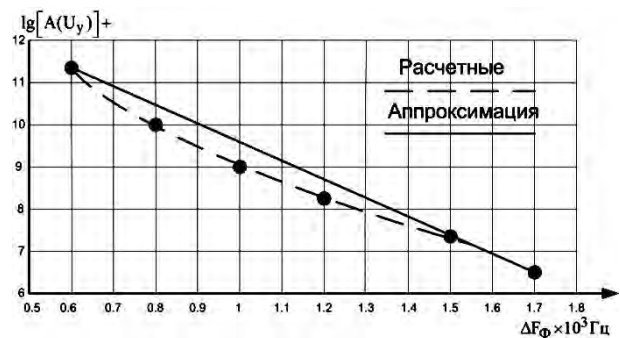


Рис. 4. Зависимость логарифма выигрыша

$$\lg[A(U_y)] \text{ при вариациях } \Delta F_{\Phi}(U_y)$$

от 0,5 ÷ 1,8 кГц при  $\Delta F_{ш} = 8$  кГц,  $\Delta F_{д,ср} = 5$  кГц,  $\Delta F_c = 0,15$  кГц,  $F_{ш,ср} = 8$  кГц,  $C = 14,14$  дБ

Из приведенной на рис.4 графической зависимости следует, что при выбранных значениях параметров, входящих в формулу (12) логарифм выиг-

рыша с учетом константы  $C$  меняется в пределах  $20 \div 25$  дБ.

Таким образом, можно констатировать следующее: введение автоматической регулировки полосы узкополосного фильтра следящего измерителя обеспечивает согласованную узкополосную фильтрацию спектра доплеровского сигнала во всем диапазоне его изменений. Это позволяет уменьшить требуемое отношение сигнал/шум на входе измерителя при изменении скорости ВС, связанной с изменениями режима полета при заданной погрешности измерения доплеровской частоты.

Из анализа зависимости  $\lg[A(U_y)]$  как функции  $\Delta F_{\phi}(U_y)$  при заданных параметрах, входящих во второе слагаемое формулы (12) видно, что при фиксированном значении  $\Delta F_{\phi} = 2$  кГц выигрыш постоянен и равен  $\sim 20,4$  дБ  $= (14,4+6)$  дБ, а при согласованной фильтрации он увеличивается и при  $\Delta F_{\phi} = 600$  Гц он составляет примерно  $(14,4+11)$  дБ, т.е. увеличение выигрыша составляет  $\sim 5$  дБ.

### Заключение

В работе предложен и проанализирован метод улучшения помехоустойчивости, реализованный на основе следящего доплеровского измерителя с автоматической регулировкой полосы пропускания узкополосного фильтра, включенного в тракт следящей обратной связи перестраиваемого гетеродина.

Получены конкретные расчетные величины для энергетического выигрыша следящего измерителя с фиксированной полосой узкополосного фильтра и перестраиваемой полосой по сравнению с широкополосным неследящим измерителем, реализованным на основе частотомера-счетчика нулей.

Преимущество следящего измерителя с регулируемой полосой, согласованной с изменяющимся спектром доплеровского сигнала позволяет уменьшить требуемое отношение сигнал/шум на входе измерителя во всем диапазоне измерения ширины его спектра.

### Список литературы

1. Сосновский, А.А. *Авиационная радионавигация. Справочник [Текст] / А.А. Сосновский, И.А. Хаймович. – М.: Транспорт, 1990. – 265 с.*
2. Колчинский, В.Е. *Автономные доплеровские устройства и системы навигации летательных аппаратов [Текст] / В.Е. Колчинский, И.А. Мандуровский, М.Н. Константинковский. – М.: Сов. радио, 1975. – 432 с.*
3. Немировский, М.С. *Помехоустойчивость радиосвязи [Текст] / М.С. Немировский. – М.: Энергия, 1966. – 296 с.*
4. Печенин, В.В. *Статистическая модель доплеровского сигнала автономного измерителя скорости летательного аппарата [Текст] / К.А. Щербина, В.В. Печенин, О.В. Войтенко // Всеукраинский межведомственный научно-техн. сборник «Радиотехника». – Вып. 177. – Х., 2014. – С. 64-70.*
5. Островитянов, Р.В. *Статистическая теория радиолокации протяженных целей [Текст] / Р.В. Островитянов, Ф.А. Басалов. – М.: Радио и связь, 1982. – 232 с.*
6. Гришин, Ю.П. *Радиотехнические системы. Учебное пособие для вузов [Текст] / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др.; под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.*
7. Печенин, В.В. *Регулирование уровня сигнала синхронизации управляемого генератора следящего доплеровского фильтра [Текст] / В.В. Печенин, К.А. Щербина, О.В. Войтенко // Физические основы приборостроения. – 2014. – Т. 3, № 1. – С. 84-91.*

Поступила в редколлегию 22.12.2015

**Рецензент:** д-р техн. наук с.н.с. В.В. Павликов, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков.

### АНАЛІЗ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ДОПЛЕРІВСЬКОГО ВИМІРЮВАЧА З АВТОМАТИЧНИМ РЕГУЛЮВАННЯМ СМУГИ ПРОПУСКАННЯ ВУЗЬКОСМУГОВОГО ФІЛЬТРА

В.В. Печенін, К.О. Щербина, М.А. Вонсович, Ю.В. С'єдіна, К.П. Мсаллам

*У роботі запропоновано та проаналізовано метод поліпшення завадостійкості, який реалізовано на основі слідкуючого доплерівського вимірювача з автоматичним регулюванням смуги пропускання вузькосмугового фільтра, включеного в тракт слідкуючої зворотного зв'язку керованого гетеродина. Отримані конкретні розрахункові величини для енергетичного вигришу слідкуючого вимірювача з фіксованою смугою вузькосмугового фільтра і смугою, яка перебуває порівняно з широкосмуговим неслідкуючим вимірником, реалізованим на основі частотомера-лічильника нулів.*

**Ключові слова:** слідкуюча система, флуктуації, автогенератор, частота, фаза.

### IMMUNITY ANALYSIS OF DOPPLER NAVIGATOR WITH AUTOMATIC BANDWIDTH ADJUSTMENT OF NARROWBAND FILTER

V.V. Pechenin, K.A. Scherbina, M.A. Vonsovich, J.V. Syedina, K.P. Msallam

*The method of noise immunity improvement based on Doppler tracking navigator with automatic bandwidth control of narrowband filter included into servo feedback circuit of tunable heterodyne is offered and analyzed. The specific predicted energy gain parameters of the tracking meter with fixed band of narrowband filter and tunable bandwidth are obtained and compared to the broadband non-tracking meter based on the frequency meter of zeros counter.*

**Keywords:** tracking system, fluctuations, feedback oscillator, frequency, phase.