

ПОГРЕШНОСТИ ЦИФРОВОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ МЕТЕОСИГНАЛА, ПОЛУЧЕННЫЕ МЕТОДОМ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

В работе [1] теоретически установлена зависимость дисперсии оценки доплеровского смещения частоты метеосигнала от отношения сигнал/шум, длительности когерентной пачки обрабатываемых сигналов и их корреляционных свойств (ширины спектра низкочастотных флуктуаций). Реальные точностные характеристики зависят и от других факторов, которые обуславливают появление дополнительных составляющих суммарной погрешности.

Здесь рассматривается составляющая суммарной ошибки, обуславливаемая дискретностью съема информации, и пути ее уменьшения за счет увеличения количества фильтров, использования метода параболической интерполяции. Основная особенность настоящего исследования по сравнению с работой [2], где рассматривается вопрос оценки частоты одного или нескольких синусоидальных колебаний, связана с оценкой регулярного доплеровского смещения частоты случайного метеосигнала. В работе метеосигнал моделировался векторным процессом авторегрессии первого порядка с ненулевым доплеровским смещением, квадратурные дискретные составляющие которого представляются в виде:

$$X_n = \begin{vmatrix} X_{c_n} \\ X_{s_n} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} X_{c_{n-1}} \Phi_1 \cos \alpha - X_{s_{n-1}} \Phi_1 \sin \alpha + a_{c_n} \\ X_{c_{n-1}} \Phi_1 \sin \alpha + X_{s_{n-1}} \Phi_1 \cos \alpha + a_{s_n} \end{vmatrix}.$$

Рассмотрим погрешности из-за дискретности съема. Оценку частоты сигнала можно найти с помощью многоканального измерителя, содержащего набор взаимно расстроенных согласованных с сигналом фильтров (рис. 1). Такую оценку в литературе [3] называют оценкой максимального правдоподобия.

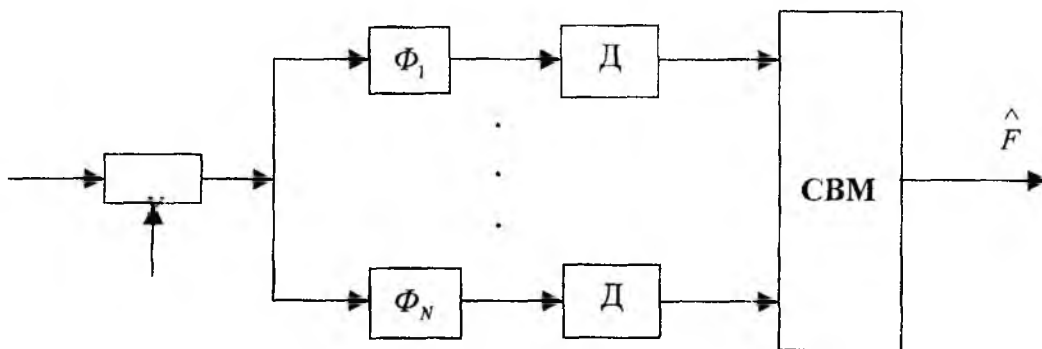


Рис. 1

За оценку частоты \hat{F} принимается частота настройки того фильтра, в котором выходной сигнал максимален. В настроенном фильтре осуществляется когерентное накопление. Рассмотрим случай накопления пачки из N когерентных радиоимпульсов. Если зондирующий сигнал представить в виде $S_3(t) = \sum_{n=0}^{N-1} E_n S_a(t - nT) \cos(\omega_0 t + \beta_n)$, то отраженный сигнал от точечного объекта может быть представлен следующим образом:

$$S_{omp}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} E_n S_a(t - \tau_n - nT) \cos((\omega_0 + \Omega_D)t + \beta),$$

где $n = 0, 1, \dots, (N-1)$ – номера импульсов, N – число импульсов в пачке, E_n – амплитуда n -го импульса, T – период повторения, $\Omega_D = 2\pi F_D$ – доплеровское смещение частоты, $\alpha = \Omega_D T$ – регулярное изменение фазы за период повторения, β_n, β – начальные фазы последовательностей зондирующих и отраженных когерентных импульсов, $S_a(t)$ – закон амплитудной модуляции сигнала, τ – время задержки прихода сигнала.

Используя комплексное представление сигнала, комплексную амплитуду n -го импульса представим в виде: $S_A(n) = E_n e^{-j\beta} e^{jna}$. При написании выражения для $S_A(n)$ учитывалось, что $\Omega_0 \tau_n \ll \frac{\pi}{2}$. На комплексной плоскости пачку накапливаемых импульсов можно изобразить набором векторов, развернутых друг относительно друга на угол α (рис. 2).

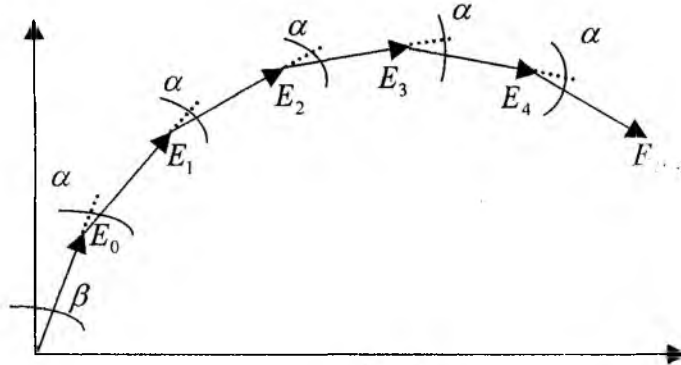


Рис. 2.

Для осуществления когерентного накопления пачки комплексных отсчетов необходимо каждый из векторов повернуть на соответствующий угол $n\alpha$, чтобы привести все векторы к начальной фазе β , после чего их арифметически просуммировать. Оператор поворота вектора по фазе в n -м периоде повторения в ℓ -м канале можно представить в виде $P_\ell(n) = e^{-jn\varphi_\ell}$, где $\varphi_\ell = \frac{2\pi}{N} \ell$ — компенсирующий междупериодный фазовый сдвиг сигнала в ℓ -м канале ($\ell = 0, 1, \dots, N-1$). Тогда результат накопления N импульсов после компенсации междупериодных фазовых сдвигов в ℓ -м канале можно представить следующим образом:

$$|S_\Sigma| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} E_n e^{jna} e^{j\beta} e^{-jn\varphi_\ell} \right| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} E_n e^{jn(\alpha - \varphi_\ell)} \right|. \quad (1)$$

Нетрудно видеть, что модуль накопленного сигнала достигает максимального значения в том канале, для которого $\alpha = \varphi_\ell$. Тогда $|S_\Sigma| = \sum_{n=0}^{N-1} E_n$. В частном случае, при $E_n = E_0 = const$ — $|S_\Sigma| = NE_0$. Если же $\varphi_\ell \neq \alpha$, то модуль суммы комплексных амплитуд сигналов в ℓ -м канале для случая $E_n = E_0 = const$

$$|S_\Sigma| = E_0 \left| \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn(\alpha - \varphi_\ell)} \right| = E_0 \left| \frac{1 - e^{jN(\alpha - \varphi_\ell)}}{1 - e^{j(\alpha - \varphi_\ell)}} \right| = E_0 \left| \frac{\sin \frac{N}{2} (\alpha - \varphi_\ell)}{\sin \frac{\alpha - \varphi_\ell}{2}} \right|. \quad (2)$$

Зависимости амплитуд сигналов $S_\Sigma(\ell)$ в первых трех фильтрах при накоплении восьми импульсов от доплеровского набегу фазы сигнала за период повторения $\alpha = \Omega_0 T = 2\pi F_0 T$ при использовании $L = N = 8$ фильтров, перекрывающих диапазон частот от 0 до $F_0 = \frac{1}{T}$, изображены на рисунке 3 сплошной линией — для $\ell = 0$, пунктирной для $\ell = 1$, штрих-пунктирной — для $\ell = 2$.

Для случая $N = 8$ уровень первого бокового лепестка ниже главного на 13дБ , а второго на $16,5\text{дБ}$.

Как видно из рисунка 3, максимум АЧХ i -го фильтра совпадает с нулями АЧХ j -х фильтров. Поэтому такие фильтры называют ортогональными. Очевидно, что сигнал на нулевой частоте

накапливается нулевым фильтром и не вызывает появления сигналов на выходах других фильтров. Однако, если $\Omega_0 \neq 0$, то сигналы с разными амплитудами одновременно появятся во всех фильтрах. Метеосигналы, не являющиеся дельта-коррелированными, характеризуются из-за разброса скоростей отражателей некоторой шириной спектра низкочастотных флуктуаций ΔF_ϕ . По этой причине метеосигнал вследствие наличия боковых лепестков в АЧХ вызывает появление выходных эффектов во всех фильтрах. Очевидно, чем больше уровень боковых лепестков, тем вероятность неправильной оценки частоты больше.

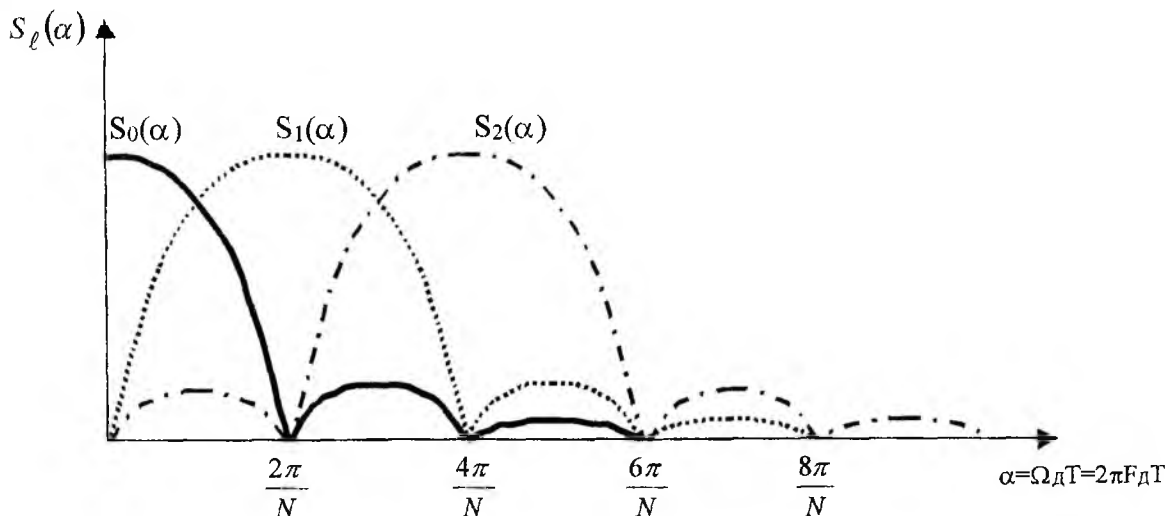


Рис. 3

Покажем, что операции, которые совершаются над принятым сигналом набором фильтров, аналогичны операциям при осуществлении дискретного преобразования Фурье. Записав

$$\varphi_l = \ell \frac{2\pi}{N} = \ell \frac{2\pi}{T} \frac{T}{N} = \ell 2\pi F_n \frac{T}{N} = \ell \frac{\Omega_n}{N} T = \Omega_\ell T, \text{ соотношение (1) можно представить в виде}$$

$$|S_\Sigma| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} E_n e^{j\beta} e^{j\alpha n} e^{-j\Omega_\ell T} \right| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} s_A(n) e^{-j\Omega_\ell T} \right| = |S(\Omega_\ell)|. \text{ Из полученного выражения видно, что выражение под знаком модуля представляет собой дискретное преобразование Фурье. Таким образом, накопленное } \ell - \text{м фильтром значение } S_\ell \text{ совпадает со значением амплитуды } \ell - \text{й составляющей спектра. Многофильтровое устройство накопление пачки импульсов осуществляет операцию ДПФ. При цифровой обработке ДПФ осуществляется над квадратурными составляющими комплексной огибающей } s_c(t) \text{ и } s_s(t), \text{ которые получают с помощью фазовых детекторов.}$$

Далее под цифровым измерителем частоты будем понимать систему, вычисляющую дискретное преобразование Фурье и осуществляющую выбор частоты, амплитуда сигнала на которой максимальна.

Обычно дискретно-временной ряд Фурье, полученный по периодической последовательности из N отсчетов, содержит N амплитуд частотных составляющих

$$X\left[k \frac{1}{NT}\right] = X\left[k \frac{F_n}{N}\right] = X[k] = T \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi}{NT} knT} = T \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} kn}, \text{ где } k = 0, 1, \dots, N-1.$$

Как отмечалось выше, суммарная погрешность измерения доплеровского смещения частоты метеосигнала зависит от отношения $\frac{P_{сиг}}{P_{ш}} = q^2$, от количества импульсов N в пачке обрабатываемых сигналов, от периода повторения T зондирующих импульсов, от корреляционных свойств метеосигнала (коэффициента междупериодной корреляции $r(T)$), от нестабильностей параметров зондирующих сигналов и характеристик трактов обработки (частоты опорных напряжений, используемых при

дискретизации метеосигнала методом комплексной огибающей, амплитудных и фазочастотных характеристик трактов обработки), от величины методических ошибок, обусловленных выбранным методом измерения (ошибки дискретности, ошибки из-за округления данных при вычислениях).

При использовании цифровых измерителей частоты в некоторых случаях доминирующей составляющей может оказаться ошибка дискретности. Считая распределение измеряемой величины X

в интервале дискретизации Δ равномерным, — $W(X) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta} & \text{при } 0 < X < \Delta \\ 0 & \text{при } X < 0, X > \Delta \end{cases}$, дисперсия ошибки

дискретности

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (X - \bar{X})^2 W(X) dX = \int_0^{\Delta} (X - \frac{\Delta}{2})^2 \frac{1}{\Delta} dX = \frac{\Delta^2}{12},$$

где $\bar{X} = \int_{-\infty}^{\infty} XW(X) dX = \int_0^{\Delta} \frac{1}{\Delta} dX = \frac{\Delta}{2}$. Интервал дискретности $\Delta = \frac{F_n}{N_\phi}$, где F_n — частота повторения,

а N_ϕ — число частот (фильтров), для которых при ДПФ вычисляются амплитуды. Обычно при ДПФ число спектральных составляющих равно количеству отсчетов сигнала N . В нашем случае N — число импульсов в пачке.

При исследовании ошибок дискретности методом математического моделирования параметры метеосигнала и помех выбирались такими, при которых другими составляющими суммарной ошибки можно было пренебречь по сравнению с ошибкой дискретности.

Ошибку дискретности можно уменьшить, увеличивая число зондирующих импульсов в пачке N . Однако значение N ограничено требованиями к периоду обзора пространства $T_{обз}$, которое для МРЛС не должно превосходить 7-10 минут [4]. Нетрудно показать, что для РЛС с типовыми параметрами количество обрабатываемых импульсов в пачке должно составлять всего 10-20.

Так, если в МРЛС кругового обзора используется спиральный обзор по углу места в секторе $\varepsilon_{сек} = 80^\circ$ и ширина диаграммы направленности в угломестной плоскости $\varepsilon_{0,5} = 4^\circ$, то полное

число витков $\xi = \frac{\varepsilon_{сек}}{\varepsilon_{0,5}} = 20$, а время поворота антенны в азимутальной плоскости составляет

$T_{об} = \frac{T_{обз}}{\xi} = \frac{10 \text{ мин}}{20} = 0,5 \text{ мин} = 30 \text{ с}$. Тогда при частоте повторения $F_n = 1000 \text{ Гц}$ и ширине диа-

граммы направленности в азимутальной плоскости $\beta_{0,5} = 1^\circ$, число импульсов, получаемых за время

оборота $T_{об}$, равно $N_{об} = \frac{\beta_{0,5}}{360} F_n T_{об} \approx 80$. Если учесть, что доплеровское смещение частоты метео-

сигнала может превосходить частоту повторения, и в этом случае для ликвидации неоднозначности измерений F_0 необходимо использовать пачки импульсов с различными частотами повторений F_n , то допустимое число импульсов N в пачке обрабатываемых сигналов будет в 3-4 раза меньше рассчитанного выше, то есть $N = 20 - 30$.

Если исходный ряд отсчетов $x(n)$ пачки из N отсчетов дополнить $(P-1)N$ нулями [2], то дискретный частотный ряд Фурье будет изменен:

$X\left[k \frac{F}{PN}\right] = X[k] = T \sum_{n=0}^{PN-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi}{PN} kn} = T \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi}{PN} kn}$. В этом случае будет получено PN значе-

ний амплитуд на частотах $k \frac{1}{PNT} = k \frac{F_n}{PN}$. Зависимости СКО σ_F от частоты Доплера F_0 при до-

полнении исходных выборок нулями показаны на рис. 4 и 5 пунктирными линиями. Из них видно, что при $P = 2$ ($N_\phi = 2N$) ошибки дискретности уменьшаются вдвое. Видно, что для выбранных исходных данных зависимости ошибок от текущих значений измерений частоты носят линейный ха-

рактер. Максимальная ошибка имеет место, когда измеряемая частота находится посередине между частотами настройки соседних каналов, т.е. при $F_{\delta} = \frac{\Delta}{2}(2k+1)$, и составляет величину $\frac{\Delta}{2}$. Так, при

$F_n = 1000 \text{ Гц}$, количестве импульсов в пачке $N = 8(16) - \sigma_{F_{\max}} = \frac{\Delta}{2} = 62(31) \text{ Гц}$. Среднеквадратическая ошибка дискретности $\sigma_{\delta} = \frac{\Delta}{\sqrt{12}} = \frac{F_n}{N_{\phi}} \cdot \frac{1}{\sqrt{12}} = 36(18) \text{ Гц}$. Примерно такие же значения СКО

получены и методом математического моделирования. Учитывая, что допустимая суммарная СКО измерения частоты метеосигнала составляет всего $\sigma_{F_{\delta}} = \frac{2\sigma_{v_r}}{\lambda} = \frac{2 \cdot 1}{0,1} = 20 \text{ Гц}$, приемлемая ошибка дискретности может составлять лишь единицы герц.

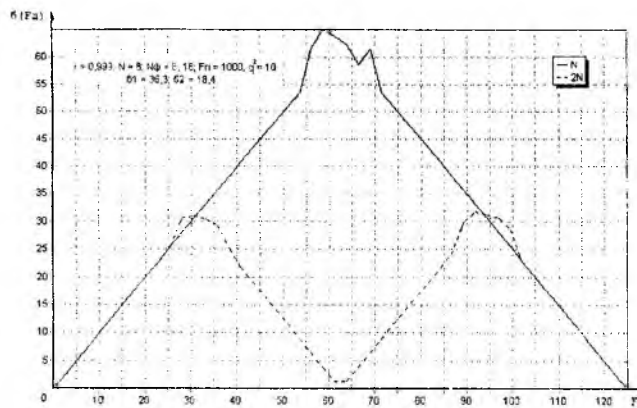


Рис. 4

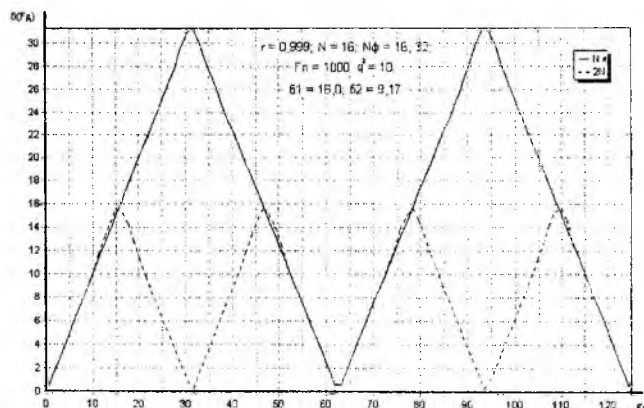


Рис. 5

При моделировании для каждого значения $F_{\delta i}$ производилось $M = 1000$ опытов, по результатам которых вычислялась дисперсия $\sigma_{F_{\delta i}}^2 = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \left(\hat{F}_{\delta ij} - F_{\delta i} \right)^2$, где $\hat{F}_{\delta ij}$ — оценка при j — м испытании. Усредненная дисперсия ошибок оценки частоты σ_F находилась путем вычисления

$\sigma_F^2 = \frac{1}{N_{\phi}} \sum_{i=1}^{N_{\phi}} \sigma_{F_{\delta i}}^2$. Значения σ_F составляют при $N_{\phi} = 8, 16, 32$ соответственно $36 \text{ Гц}, 18 \text{ Гц}, 9 \text{ Гц}$.

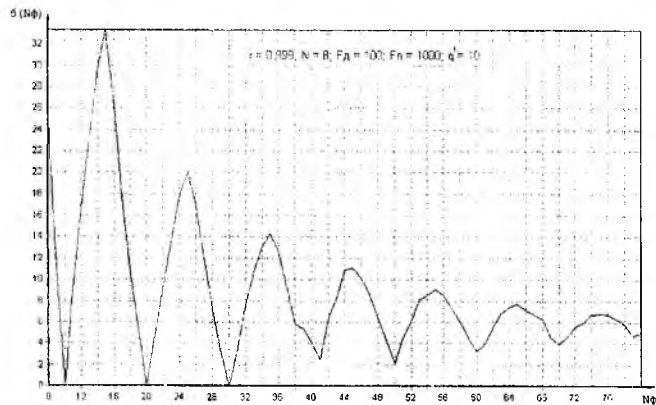


Рис. 6

Зависимость СКО σ_F от числа частотных каналов N_{ϕ} показана на рис. 6, из которой видно, что с увеличением количества фильтров ошибки дискретности уменьшаются. Причем, такой выигрыш имеет место, пока расстройка между частотными каналами

$\Delta = \frac{F_n}{N_{\phi}}$ не меньше $\frac{1}{5} \Delta F$, т.е. при

$\frac{\Delta}{\Delta F} = \frac{F_n}{N_{\phi}} \cdot \frac{1}{F_n} = \frac{N}{N_{\phi}} > \frac{1}{5}$, где ΔF — ширина

одного гребня спектра пачки из N когерентных радиоимпульсов. При меньших значениях Δ , из-за действия шумов, флуктуаций метеосигнала, амплитуды сигналов в соседних частотных каналах могут оказаться большими, чем в точно настроенном канале.

Другой способ уменьшения ошибок дискретности состоит в переходе от оценок максимального правдоподобия \hat{F}_{Omn} к интерполяционным оценкам \hat{F}_{Oin} , в качестве которых принимается величина $\hat{F}_{Oin} = \hat{F}_{Omn} + \delta$, где δ – поправка к оценке максимального правдоподобия \hat{F}_{Omn} , которую можно найти методом интерполяции значений сигналов в соседних частотных каналах.

Как известно, амплитудный спектр пачки когерентных радиоимпульсов описывается соотношением $S(f) = E_0 \tau_u \frac{\sin \pi(f - f_0) \tau_u}{\pi(f - f_0) \tau_u} \cdot \frac{\sin \pi(f - f_0) NT}{\sin \pi(f - f_0) T}$, а при наличии доплеровского смещения $S(f) = E_0 \tau_u \frac{\sin \pi(f - f_0 - F_\delta) \tau_u}{\pi(f - f_0 - F_\delta) \tau_u} \cdot \frac{\sin \pi(f - f_0 - F_\delta) NT}{\sin \pi(f - f_0 - F_\delta) T}$. Такой спектр гребенчатый с шириной одного гребня на уровне $0,7 \Delta F \cong \frac{1}{NT} = \frac{F_n}{N}$, где F_n – частота повторения импульсов. Разность частот максимумов гребней равна F_n . При корреляционно-фильтровой обработке выделяют один гребень. Поскольку $\frac{F_n}{\Delta F} = N$, то при заранее неизвестной частоте F_δ требуется применить набор N взаимно расстроенных согласованных с обрабатываемым сигналом фильтров.

На рисунке 3 изображены зависимости от частоты Доплера амплитуд сигналов на выходах ℓ фильтров ($\ell = 0, 1, 2$), настроенных на частоты $0, \frac{F_n}{N}, 2 \frac{F_n}{N}$,

$$S_\ell(F_\delta) = E_0 \frac{\sin \left[\pi \left(F_\delta - \ell \frac{F_n}{N} \right) NT \right]}{\sin \left[\pi \left(F_\delta - \ell \frac{F_n}{N} \right) T \right]}.$$

Как указывалось выше, значения $S_\ell(F_\delta)$ можно получить с помощью ДПФ. Так как заранее интенсивность принимаемых сигналов не известна, то по известному значению $S_\ell(F_\delta)$ лишь в одном фильтре с наибольшим значением амплитуды вычислить F_δ невозможно. Определить F_δ можно, если известны амплитуды сигналов в двух фильтрах: $\ell - m$ и $\ell + 1$ или $\ell - 1$. Для этого нужно решить трансцендентное уравнение

$$\frac{S_{\ell+1}(F_\delta)}{S_\ell(F_\delta)} = \frac{\sin \left[\pi \left(F_\delta - (\ell + 1) \frac{F_n}{N} \right) NT \right] \sin \left[\pi \left(F_\delta - \ell \frac{F_n}{N} \right) T \right]}{\sin \left[\pi \left(F_\delta - (\ell + 1) \frac{F_n}{N} \right) T \right] \sin \left[\pi \left(F_\delta - \ell \frac{F_n}{N} \right) NT \right]}.$$

С целью упрощения расчетов функцию $S_\ell(F_\delta)$, описывающую один гребень спектра сигнала, заменяют близкой к ней аппроксимирующей функцией. Из рисунка 3 видно, что в окрестности вершины гребня сигнал в настроенном фильтре может быть описан такими подходящими функциями, как $\cos x, \cos^2 x, \frac{\sin x}{x}, e^{-kx^2}$, а также параболой $y_0 - kx^2$. При исследованиях использовалась параболическая интерполяция, когда аппроксимирующая функция описывается в виде $S(F) = y_0 - kF^2$ ($k > 0$). Использование такой функции наиболее простое. Из выражения для $S(F)$ видно, что уравнение содержит три неизвестных (y_0, k, F). Поэтому для нахождения F необходимо знать значения амплитуд в трех соседних фильтрах, амплитудный спектр которых описывается параболой, смещенными по оси частот на величину $\Delta = \frac{F_n}{N_\phi}$.

Поскольку, как это видно из рис. 3, при $N_\phi = N$ для произвольного значения F_δ отсчеты $S_\ell(F_\delta)$, соответствующие главным гребням, одновременно будут лишь в двух фильтрах, то для осуществления параболической интерполяции число каналов N_ϕ должно быть не менее $2N$. Будем считать, что при ДПФ рассчитывается $2N$ амплитуд для частот $\ell \frac{F_n}{2N} = \ell \Delta$ ($\ell = 0, 1, \dots, 2N-1$), где $\Delta = \frac{F_n}{2N}$ – расстройка между соседними фильтрами. Пусть $F_{\delta i} = \ell \frac{F_n}{2N} + \gamma_i$, где γ_i есть отклонение $F_{\delta i}$ от частоты ℓ -го фильтра. Тогда

$$|S(\ell)| = \frac{\sin \pi \left(F_{\delta i} - \ell \frac{F_n}{2N} \right) NT}{\sin \pi \left(F_{\delta i} - \ell \frac{F_n}{2N} \right) T} = \frac{\sin \pi \gamma NT}{\sin \pi \gamma T};$$

$$|S(\ell+1)| = \frac{\sin \pi (\Delta - \gamma) NT}{\sin \pi (\Delta - \gamma) T};$$

$$|S(\ell-1)| = \frac{\sin \pi (\Delta + \gamma) NT}{\sin \pi (\Delta + \gamma) T}.$$

Такие значения получим при ДПФ, когда помехи отсутствуют. Предположим, что такие значения $S_\ell, S_{\ell+1}, S_{\ell-1}$ имеют место, когда гребни спектров описываются параболой

$$\begin{cases} S_\ell = y_0 - k\delta^2; \\ S_{\ell+1} = y_0 - k(\Delta - \delta)^2; \\ S_{\ell-1} = y_0 - k(\Delta + \delta)^2. \end{cases}$$

Найдем соотношение для расчета поправки δ , зная $S_\ell, S_{\ell+1}, S_{\ell-1}$. Для этого произведем некоторые преобразования:

$$\begin{cases} S_\ell - S_{\ell-1} = k\Delta(2\delta + \Delta), \\ S_{\ell+1} - S_{\ell-1} = 4k\delta\Delta, \end{cases}$$

откуда $\delta = \frac{\Delta}{2} \frac{S_{\ell+1} - S_{\ell-1}}{2S_\ell - S_{\ell+1} - S_{\ell-1}}$.

За искомую оценку $F_{\delta_{\text{инт}}}$ принимаем величину $F_{\delta_{\text{инт}}} = \ell \frac{F_n}{2N} + \delta$ (далее ее будем называть оцен-

кой параболической интерполяции). Эта оценка отличается от истинного значения $F_{\delta_{\text{ист}}} = \ell \frac{F_n}{2N} + \gamma$.

Для выяснения обоснованности параболической интерполяции установим близость параболической поправки δ к истинному значению γ , для чего построим зависимость $\delta - \gamma = f(\gamma)$. Из рисунка 7 видно, что при использовании параболической аппроксимации гребня спектра параболическая поправка отличается от истинной в худшем случае, когда $\gamma \approx \frac{\Delta}{4} = \frac{F_n}{4N_\phi}$, (при $N = 8, N_\phi = 16$), всего

на величину $\delta_{\text{max}} \approx \frac{\Delta}{40} = \frac{F_n}{40N_\phi} \cong 1,5\Gamma\mu$.

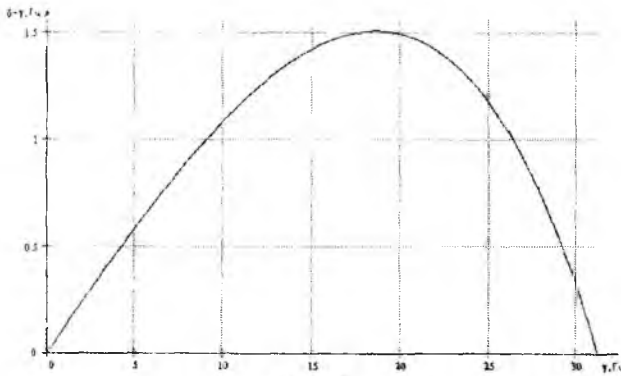


Рис. 7

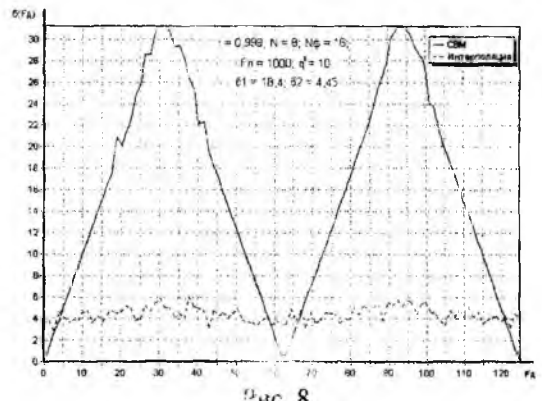


Рис. 8

Зависимость ошибок ОПИ от F_0 показана на рисунке 8 пунктирными линиями.

На этом же рисунке зависимость ошибок ОМП показана сплошной линией. При больших отношениях *сигнал/шум* и $r(T_n)$ ошибки ОМП изменяются по линейному закону и достигают для неблагоприятных частот $F_0 = \frac{\Delta}{2}(2k+1)$ больших значений, равных $\frac{\Delta}{2}$. В то же время ошибки ОПИ слабо зависят от значений измеряемой частоты. Максимальная ошибка ОПИ достаточно мала по сравнению с величиной $\frac{\Delta}{2}$. Для выбранных значений параметров – СКО σ_2 ОПИ меньше СКО σ_1 ОПИ примерно в четыре раза.

Результаты исследований зависимостей σ_F от коэффициента междупериодной корреляции метеосигнала $r(T)$ показывают, что в некоторых случаях флуктуации метеосигнала могут существенно ухудшить точность измерения F_0 . Чем меньше $r(T)$, тем больше ширина спектра низкочастотных флуктуаций метеосигнала и тем точность измерений ниже. При экспоненциальной функции корреляции $r(\tau) = e^{-\beta|\tau|}$ энергетический спектр $G(\omega) = \frac{2\beta}{\beta^2 + \omega^2}$, $G(0) = \frac{2}{\beta}$, $G_n(\omega) = \frac{G(\omega)}{G(0)} = \frac{\beta^2}{\beta^2 + \omega^2}$,

$\beta = \pi\Delta F_\phi$, $\Delta F_\phi = -\frac{\ln r(T)}{\pi T}$. Так, при $T = 1\text{мс}$, $r(T) = 0,9(0,999)$ – $\Delta F_\phi = 30(0,3)\text{Гц}$. Очевидно, влияние низкочастотных флуктуаций метеосигнала на погрешности измерения частоты тем сильнее, чем ΔF_ϕ ближе по величине к ширине одного гребня спектра пачки когерентных сигналов

$\Delta F = \frac{F_n}{N}$. Это видно из графиков $\sigma_F = \sigma[r(T)]$, рассчитанных для исходных данных: $F_n = 1000\text{Гц}$,

$F_0 = 40\text{Гц}$, $N_\phi = N(2N)$ для трех значений N , представленных на рисунках 9 ($N = 32$, $\Delta F \approx 30\text{Гц}$), 10 ($N = 16$, $\Delta F \approx 62\text{Гц}$) и 11 ($N = 8$, $\Delta F = 125\text{Гц}$). На интервале $0,5 < r(T) < 0,98$ (рис. 9) σ_F уменьшается от 70 до 14 Гц. Характер зависимости почти линейный. Когда же $N = 8$, зависимость от коэффициента междупериодной корреляции более слабая. Как видно из полученных графиков, достигнуть измерений F_0 с требуемой точностью возможно лишь при $r(T) > 0,98$.

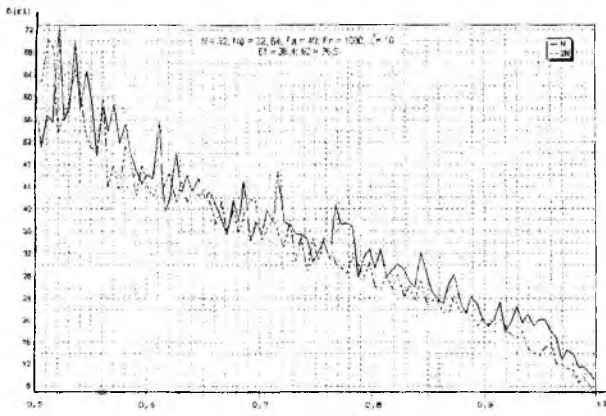


Рис. 9

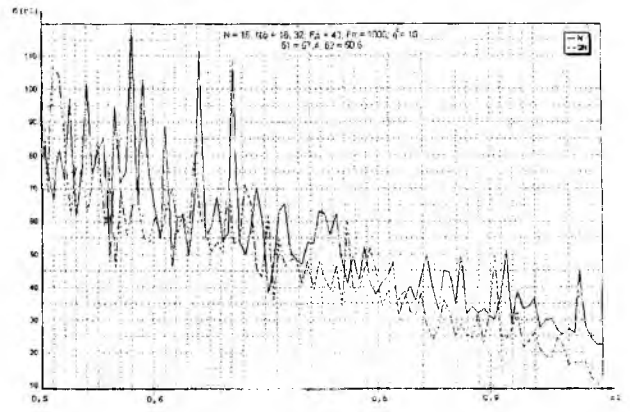


Рис. 10

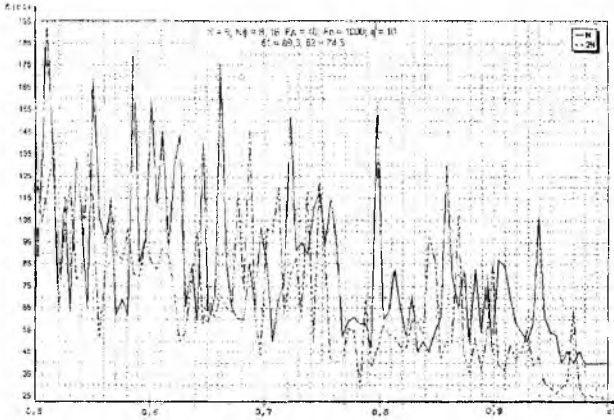


Рис. 11

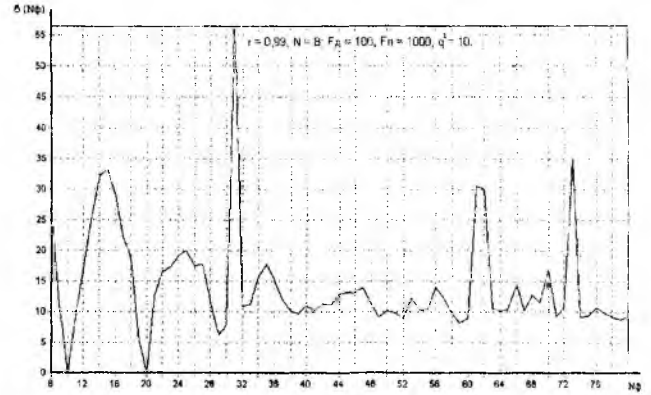


Рис. 12

Из опыта эксплуатации обзорных когерентно-импульсных РЛС ПВО, судя по достигнутым коэффициентам подавления пассивных помех от гидрометеоров, даже при частоте повторения $F_n = 360 \text{ Гц} < 1000 \text{ Гц}$ коэффициент корреляции $r(T) > 0,99$.

Количественную оценку выигрыша в точности измерения частоты за счет увеличения отношения сигнал/шум можно сделать, сопоставляя зависимости $\sigma_F = \sigma(N_\phi)$, полученные при $N = 8$ $r(T) = 0,99$, $F_d = 100 \text{ Гц}$, $F_n = 1000 \text{ Гц}$ для двух значений параметра обнаружения $q^2 = 10$ (рис 12) и $q^2 = 3$ (рис. 13). Оказалось, что $\frac{\sigma_F(q^2 = 3)}{\sigma_F(q^2 = 10)} \approx 1,5$, что близко к теоретическому результату

$$\sigma_F \sim \frac{1}{q}$$

Из зависимостей $\sigma_F = \sigma[q]$, полученных для $r(T) = 0,9$, $N_\phi = N$, $F_d = 10 \text{ Гц}$, $F_n = 1000 \text{ Гц}$ $N = 8$ (рис. 14) и $N = 16$ (рис. 15) видно, что из-за большой величины $\Delta F = \frac{F_n}{N} = 125(62) \text{ Гц}$ $\Delta F_\phi \approx 30 \text{ Гц}$ СКО σ_F велика ($\sigma_F = 50 \dots 40 \text{ Гц}$ и $\sigma_F = 60 \dots 30 \text{ Гц}$) и увеличение q^2 свыше 3...4 слабо влияет на σ_F . Это означает, что при $q^2 > 3$ флуктуационные ошибки, обусловленные шумами, меньше ошибок дискретности и ошибок, вызванных флуктуациями метеосигналов.

Известно, что для обзорных РЛС систем УВД и ПВО с типовыми параметрами, близкими к аналогичным параметрам ДМРЛС, $q^2 = \frac{P_c}{P_{ш}} > 100$. Поэтому можно сделать вывод, что основное влияние на суммарные ошибки измерения частоты Доплера оказывают ошибки дискретности и ошибки из-за флуктуаций сигнала.

Таким образом, достигнуть требуемую точность измерения скорости ветра можно, правильно выбирая число импульсов в пачке, а также уменьшая ошибки дискретности путем коррекции оценок максимального правдоподобия интерполяционными поправками.

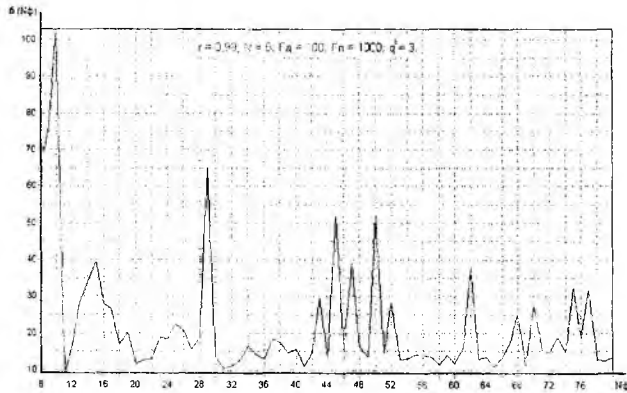


Рис. 13

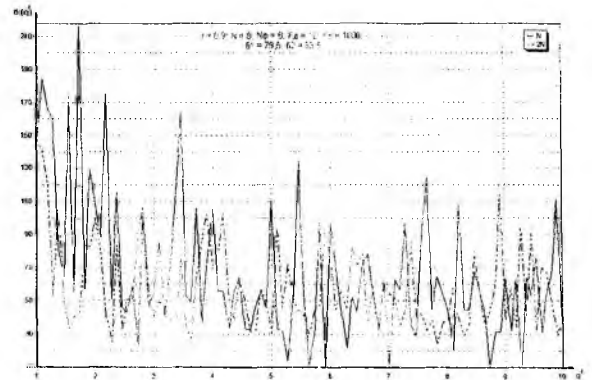


Рис. 14

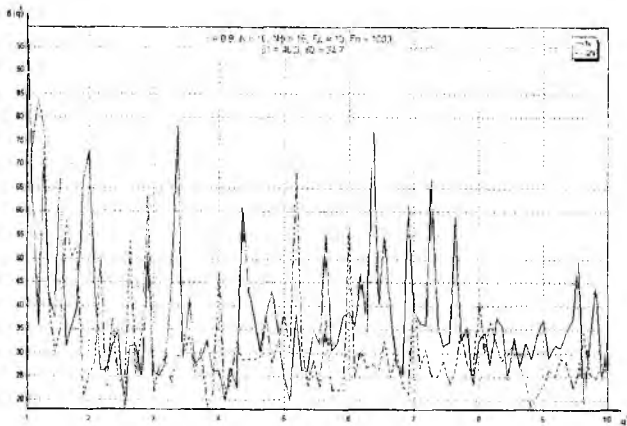


Рис. 15

Список литературы: 1. Кравченко Н.И., Ленчук Д.В. Предельная точность измерения доплеровского смещения частоты метеосигнала при использовании пачки когерентных сигналов. К.: Известия ВУЗов. Сер. радиоэлектроника. Т. 44, № 7. 2001. 2. Марпл.-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с. 3. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. – М.: Радио и связь, 1992. 304с. 4. Зарубежная радиоэлектроника: Ежемесячный технический и науч.-техн. журнал. 1993. № 4.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 22.10.2001