УДК 621.396.551.553

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ВЕТРА ДОПЛЕРОВСКОЙ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ РЛС (ДМРЛ) ПРИ ДЕЙСТВИИ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Н.И. КРАВЧЕНКО, Д.В. ЛЕНЧУК

Анализируется влияние пассивных помех на точность измерения скорости ветра ДМРЛ. Методом статистического математического моделирования определяется дисперсия ошибок оценок максимального правдоподобия доплеровского смещения частоты метеосигнала фильтровой системой при отсутствии и наличии пассивных помех. Определяется выигрыш в точности за счет исключения нулевого фильтра, применения в качестве обеляющих фильтров схем черссериодной компенсации и цифровых рекурсивных фильтров.

Ключевые слова: статистическое математическое моделирование, пассивные помехи, дисперсия, фильтровая система, рекурсивный фильтр.

1. Среднеквадратическая ошибка измерения скорости ветра не должна превосходить 1 м/с [1]. Даже при отсутствии пассивных помех удовлетворить это требование сложно. Поэтому актуальными являются вопросы определения влияния на точностные характеристики ДМРЛ пассивных помех от местных предметов и изучения возможностей ослабления их мешающего действия.

Измерять доплеровское смещение частоты метеосигналов, в значении которого содержится информация о скорости ветра, можно различными методами [2]. Здесь определяются методом математического статистического моделирования точностные характеристики фильтровой системы, упрощенная схема которой изображена на рис. 1.

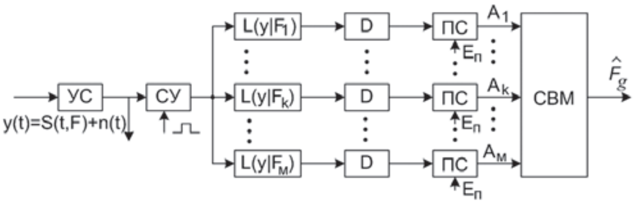

Рис. 1. Схема многоканального фильтрового измерителя частоты

Амплитудный спектр преобразованной с помощью фазовых детекторов пачки из N когерентных радиоимпульсов, которые следуют с периодом $T=\frac{1}{F_n}$, описываемый выражением $\left|S(f)\right|=\left|\frac{\sin\pi FNT}{\sin\pi FT}\right|$, является гребенчатым. Ширина одного гребня спектра равна $\Delta F=\frac{1}{NT}=\frac{F_n}{N}$, а расстояние между ними равно F_n (заметим, что общее количество гребней в спектре пачки при длительности зондирующего импульса τ_u и соответственно ширине спектра одиночного импульса $\Delta f=\frac{1}{\tau_u}$ равно скважности $Q=\frac{\Delta f}{F_n}=\frac{T}{\tau_u}$). При обработке лишь одного гребня спектра сигнала для перекрытия интервала частот $(0,F_n)$ требуется $\frac{F_n}{\Delta F}=N_{\text{фильтров}}$.

Если частотная характеристика каждого из набора взаимно расстроенных на ΔF фильтров схемы (рис. 1) согласована со спектром одного гребня, то каждый i-й канал представляет собой обнаружитель максимального правдоподобия сигнала $s(t,F)$ с частотой F_i на фоне аддитивных белых нормальных шумов $n(t)$.

Мерой оцениваемой частоты $\hat{F}$ метеосигнала является частота F_i настройки фильтра, в котором сигнал максимален. Определение этой частоты осуществляется с помощью схемы выбора максимума (СВМ). Стробируемый усилитель (рис. 1) пропускает на вход фильтров сигналы только одного выбранного по дальности импульсного объема.

Поскольку выходной эффект i-го фильтра $S_\Sigma(F_i)$ после накопления пачки когерентных импульсов $(S_1,S_2\ldots S_N)$ описывается соотношением $S_\Sigma(F_i)=\sum_{n=0}^{N-1}\dot{S}(nT,F)e^{j2\pi(F-F_i)nT}$, то при нахождении точностных характеристик методом математического моделирования выходной эффект каждого i-го фильтра находится по приведенному соотношению, называемым дискретным преобразованием Фурье. Метеосигнал моделировался процессом авторегрессии первого порядка с ненулевым доплеровским смещением частоты F, квадратурные составляющие которого описываются соотношениями [3]:

$$\begin{cases} S_c(n)= \\ =\Phi S_c(n-1)\cos 2\pi FT-\Phi S_s(n-1)\sin 2\pi FT+a_c(n), \\ S_s(n)= \\ =\Phi S_c(n-1)\sin 2\pi FT+\Phi S_s(n-1)\cos 2\pi FT+a_s(n), \end{cases}$$

где параметр авторегрессии Φ выбирается в зависимости от величины коэффициента междупериодной корреляции $r_s(T)$ (когда процесс АР(1), то $r_s(T)=\Phi$), а $\dot{a}(n)$ – независимые случайные величины, для которых

$$\overline{\dot{a}(n)\dot{a}^*(k)}=\begin{cases} 2\sigma_a^2, \text{ при } n=k \\ 0, \text{ при } n\neq k \end{cases}.$$

Дисперсия метеосигнала

$$\sigma_s^2 = \frac{1}{2}\overline{\left|\dot{S}(n)\right|^2} = \frac{\sigma_a^2}{1-\left|\dot{r}_s(T)\right|^2} = \frac{\sigma_a^2}{1-\Phi^2}\,.$$

Аддитивные шумы $n(t)$ входного сигнала $y(t)=s(t,F)+n(t)$ моделировались нормальным некоррелированным процессом с дисперсией $\sigma_n^2=\overline{n^2(t)}$. Отношение мощности сигнала $P_s=\sigma_s^2$ к мощности шума $P_n=\sigma_n^2$ на входе измерителя обозначалось $q_c^2=\dfrac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}$.

При одном m-ом опыте по одной пачке определялась текущая ошибка $\delta F_m=\hat{F}_m-F$. При переходе от одного опыта к другому сохранялось значение доплеровского смещения частоты F и изменялись реализации шума и сигнала. За подходящее выборочное среднеквадратическое значение ошибки принималась величина $\hat{\sigma}=\left[\dfrac{1}{M}\sum\limits_{m=1}^{M}\delta F_m^2\right]^{\frac{1}{2}}$. При числе опытов $M=100$ с доверительной вероятностью $\alpha=0.9$ относительная ошибка оценивания частоты F $\left|\dfrac{\hat{\sigma}-\sigma}{\hat{\sigma}}\right|=L(M,\alpha)$ составляет величину 0.12 [4, стр. 458].

2. Кривая зависимости $\sigma=\sigma(F)$ среднеквадратических ошибок оценок максимального правдоподобия от измеряемой частоты F при отсутствии пассивных помех, когда $q_c^2=10$, $N=16$, $F_n=1000$ Гц, $r_s(T)=0.999$, изображена на рис. 2.

Рис. 2. Зависимость $\sigma=\sigma(F)$ для $q_c^2=10$, $N=16$, $F_n=1000$ Гц, $r_s(T)=0.999$

При слабой шумовой помехе и высокой коррелированности метеосигналов максимальное значение ошибок имеет место для тех частот метеосигналов, при которых выходные эффекты соседних фильтров одинаковы (т.е. для частот пересечения частотных характеристик соседних фильтров), а минимальные ошибки для метеосигналов с частотами настройки фильтров $F_i=i\dfrac{F_n}{N}$.

3. Кривая зависимости $\sigma=\sigma(F)$ для случая, когда на входе измерителя дополнительно действует аддитивная пассивная помеха $x(t)$ $\left[y(t)=s(t,F)+n(t)+x(t)\right]$, изображена на рис. 3.

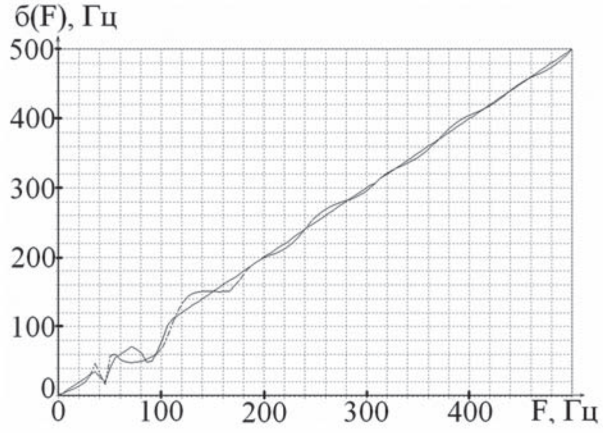

Рис. 3. Зависимость $\sigma=\sigma(F)$ для $q_c^2=10$, $N=16$, $F_n=1000$ Гц, $r_s(T)=0.999$, $q_x^2=2$, $r_x(T)=0.999$

Пассивные помехи от земной или водной поверхности, местных предметов моделировались процессом авторегрессии первого порядка с нулевым значением регулярного доплеровского смещения частоты. График, представленный на рис. 3, построен для следующих исходных данных: $q_c^2=10$, $r_s(T)=0.999$, $N=16$, $F_n=1000$ Гц, $q_x^2=\dfrac{\sigma_x^2}{\sigma_s^2}=2$ и коэффициенте междупериодной корреляции пассивной помехи $r_x(T)=0.999$. Из графика видно, что с ростом измеряемой частоты F ошибка возрастает. Это объясняется тем, что поскольку при $q_x^2=\dfrac{\sigma_x^2}{\sigma_s^2}=2$ выходной эффект нулевого фильтра максимален, то всякий раз выдается оценка $\hat{F}=0$, а ошибка принимает значение $\delta F=\left|\hat{F}-F\right|=F$. Таким образом, при действии даже сравнительно слабой $\left(\dfrac{P_x}{P_s}\right)=2$ пассивной помехи измеритель, изображенный на рис.1, неработоспособен.

Рассмотрим способы ослабления действия пассивных помех.

4. Избавиться от решений $\hat{F}=0$ при действии пассивных помех можно, если в наборе фильтров измерителя нулевого фильтра нет. Кривая зависимости $\sigma=\sigma(F)$ для измерителя без нулевого фильтра изображена на рис. 4, из которой видно, что при $0<F<\dfrac{F_n}{N}$, поскольку нулевого фильтра нет, ошибки достигают сотни герц. Это объясняется тем, что максимум выходного эффекта может наблюдаться в любом из фильтров, которые

возбуждаются шумами. Анализируемая зависимость получена при значениях порогов $Z_n = 0$, вследствие чего через пороговые схемы на вход СВМ поступают любые слабые сигналы.

При интенсивной помехе и отсутствии нулевого фильтра выходной эффект первого фильтра, возбуждаемый боковым лепестком спектра пачки пассивной помехи, может оказаться большим амплитуды накопленного полезного сигнала и тогда при $\frac{F_n}{N} < F < \frac{F_n}{2}$ ошибка $\delta F = \left|\hat{F} - F\right| = \left|F_1 - F\right|$ увеличивается с ростом F, что и видно из графика на рис. 4. Действительно, при выбранных параметрах помех и сигналов амплитуда накопленного выходного эффекта первого фильтра, настроенного на $\frac{F_n}{N}$, равна

$$\sigma_x \cdot \left|\frac{\sin \pi FNT}{\sin \pi FT}\right| = \sigma_s \cdot \sqrt{q_n} \cdot \frac{1}{\left|\sin \pi \frac{F_n}{N} T\right|} =$$

$$= \sigma_s \cdot \sqrt{q_n} \cdot \frac{1}{\left|\sin \frac{\pi}{N}\right|}\Bigg|_{\substack{N=16 \\ q_x=20}} \cong 1.4 N \sigma_s,$$

что превосходит максимальный полезный сигнал величиной $1.4N\sigma_s$. Исключение нулевого и первого фильтров приводит к росту интервала $\left(0, \frac{2F_n}{N}\right)$, в котором ошибки измерения частоты недопустимо велики.

Очевидно, при отсутствии нулевого фильтра от указанных ошибок, обусловленных выдачей оценок, вызванных действием шумов или пассивных помех, можно избавиться, запретив с помощью пороговых схем, включаемых после детекторов перед СВМ, съем оценки частоты, когда амплитуда выходного эффекта канала с наибольшим значением меньше порогового Z_n. Это иллюстрируется графиками на рис. 4, 5.

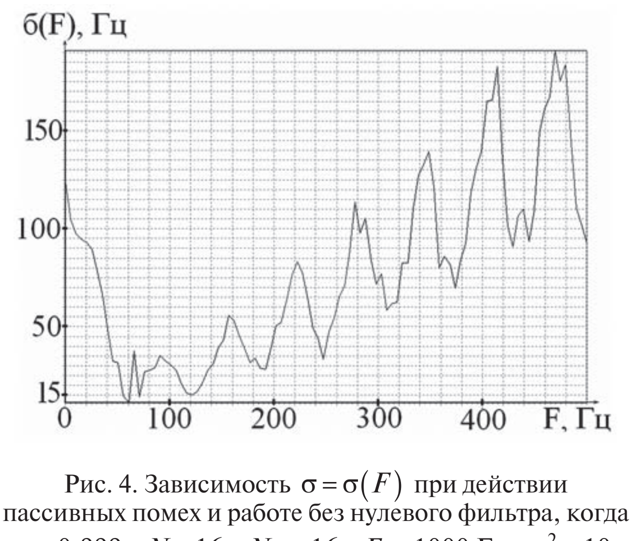

Рис. 4. Зависимость $\sigma = \sigma(F)$ при действии пассивных помех и работе без нулевого фильтра, когда $r_c = 0{,}999$, $N = 16$, $N_ф = 16$, $F_n = 1000$ Гц, $q_c^2 = 10$, $q_x^2 = 20$, $r_\gamma = 0{,}99$, $Z_П = 0$

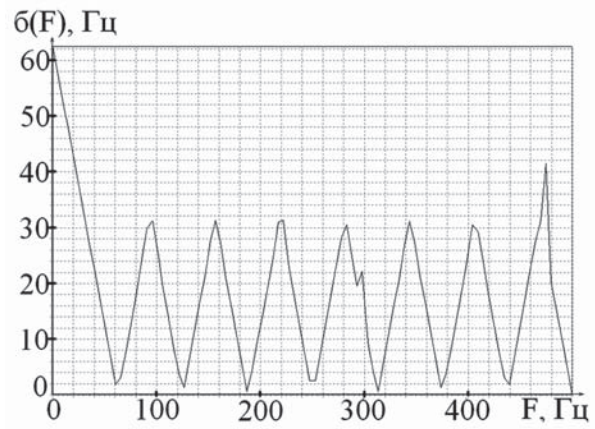

Рис. 5. Зависимость $\sigma = \dot{\sigma}(F)$ при действии пассивных помех и работе без нулевого фильтра, когда $r_c = 0{,}999$, $N = 16$, $N_ф = 16$, $F_n = 1000$ Гц, $q_c^2 = 10$, $q_x^2 = 20$, $r_n = 0{,}999$, $Z_П = 40\sigma_ш$

5. Второй метод ослабления действия пассивных помех связан с модернизацией схемы фильтрового измерителя. Статистическая теория обнаружения сигналов на фоне коррелированных помех, к которым относится пассивная помеха, гласит, что перед подачей реализации $y(t)$ на согласованный фильтр необходимо помеху обелить. Рассмотрим вариант фильтрового измерителя максимального правдоподобия, в котором в качестве обеляющего фильтра используется схема однократной череспериодной компенсации (ЧПК) рис. 6. Нетрудно показать, что при подаче на вход схемы ЧПК последовательности когерентных сигналов $y_1, y_2, \dots, y_N$ на ее выходе образуется последовательность когерентных сигналов $Y_1, Y_2, \dots, Y_N$ той же частоты, которая оценивается фильтровым измерителем. График зависимости $\sigma = \sigma(F)$ при действии пассивных помех, для которых $q_x^2 = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} = 20$, $r_x(T) = 0.999$, $N = 8$, и полезных сигналов, для которых $q_s^2 = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} = 10$, $r_s(T) = 0.999$, представлен на рис. 7. Как видно из графика, при $0 < F < \frac{F_n}{N}$ ошибки $\delta F > \frac{F_n}{N}$. Это объясняется тем, что хотя пассивные помехи схемой ЧПК существенно подавляются, одновременно в интервале частот $0 < F < \frac{F_n}{N}$ коэффициент прохождения через схему ЧПК полезного сигнала настолько мал, что на выходе измерителя мощность полезного сигнала может оказаться соизмеримой с мощностью шумов, вследствие чего выдаваемые оценки частот есть частоты любого из N фильтров, выходной эффект которого, вызванный шумом, максимален. При этом среднеквадратическая ошибка $\sigma = \frac{F_n}{\sqrt{12}} \approx 290$ Гц. Действительно, для выбранных параметров, на выходе ЧПК мощность шумов и мощность пассивной помехи соответственно

$$\sigma^2_{n\text{ЧПК}} = \sigma^2_n \cdot 2\left[1 - r_n(T)\right] \approx 2\sigma^2_n,$$

$$\sigma^2_{x\text{ЧПК}} = \sigma^2_x \cdot 2\left[1 - r_x(T)\right] = q^2_n \sigma^2_s \cdot 2\left[1 - r_x(T)\right] =$$

$$= q^2_n q^2_s \sigma^2_n \cdot 2\left[1 - r_x(T)\right] = 0.4\sigma^2_n < \sigma^2_{n\text{ЧПК}},$$

а мощность полезного сигнала для частот $F < \dfrac{F_n}{2N}$

$$\sigma^2_{s\text{ЧПК}} = \sigma^2_s \cdot K_c = q^2_s \sigma^2_n \cdot 4\sin^2 \pi F T \geq$$

$$\geq 10\sigma^2_n \cdot 4\sin^2 \frac{\pi F_n}{2N} T = 40\left(\frac{\pi}{2N}\right)^2 \sigma^2_n \Big|_{N=8} =$$

$$= 1.6\sigma^2_n < \sigma^2_{n\text{ЧПК}}.$$

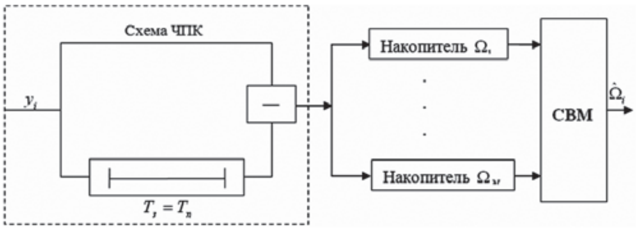

Рис. 6. Структурная схема фильтрового измерителя частоты со схемой ЧПК

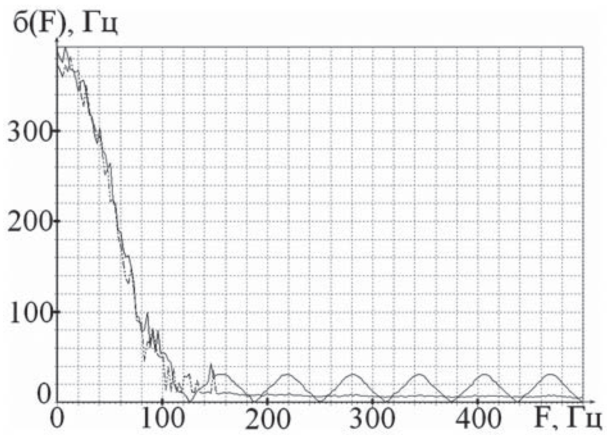

Рис. 7. Зависимость среднеквадратической ошибки измерения частоты как функции от частоты Доплера при установленных параметрах $r_c = 0{,}999$, $N = 8$, $N_ф = 16$, $F_n = 1000$ Гц, $q^2_c = 20$, $q^2_x = 10$, $r_x = 0{,}999$ и использовании схемы ЧПК

При сравнительно малом значении коэффициента междупериодной корреляции и большой интенсивности пассивной помехи остатки ослабленных пассивных помех на выходе схемы ЧПК могут оказаться соизмеримыми по интенсивности с мощностью шумов. По этой причине при сравнительно слабом полезном сигнале вероятность выдачи ошибочной оценки частоты нулевым фильтром будет больше, чем другими фильтрами из-за чего погрешности $\delta F = \left|\hat{F} - F\right|$ с ростом $\hat{F}$ возрастают, что видно из рис. 4.

Очевидно, что и в рассматриваемом случае при работе со схемой ЧПК улучшить точностные характеристики можно, запретив с помощью пороговых схем выдачу оценок частоты СВМ при слабых сигналах (рис. 5).

6. Ширина энергетического спектра $2\Delta f$ низкочастотных флуктуаций отражений от местных предметов составляет всего несколько герц. Так, когда пассивная помеха представляется процессом авторегрессии первого порядка, ее нормированная корреляционная функция $r_x(\tau) = e^{-\beta|\tau|}$, а энергетический спектр

$$N_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} r_x(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \frac{2\beta}{\beta^2 + 4\pi^2 f^2}.$$

$$\frac{N_x(f)}{N_x(0)} = g_x(f) = \frac{\beta^2}{\beta^2 + 4\pi^2 f^2};$$

$$g_x(\Delta f) = \frac{\beta^2}{\beta^2 + 4\pi^2 \Delta f^2} = \frac{1}{2},$$

$$\Delta f = \frac{\beta}{2\pi} = -\frac{\ln r_x(T)}{2\pi T} \approx -\frac{F_n}{2\pi} \cdot \left[1 - r_x(T)\right]\Big|_{\substack{r_x(T)=0.99 \\ F_n=1000\,\text{Гц}}} \approx 1.5\,\text{Гц}.$$

Очевидно, при столь малой ширине спектра помехи целесообразно в качестве обеляющего фильтра использовать фильтр верхних частот с АЧХ, изображенной на рис. 8.

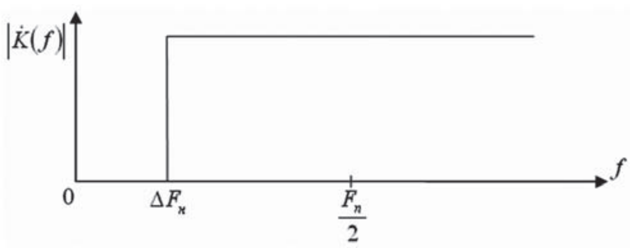

Рис. 8. АЧХ идеального фильтра верхних частот

Мешающие отражения в таком случае будут подавлены и, что не менее важно, зона непрозрачности для полезного сигнала уменьшится до Δf, то есть практически исчезает.

Частотную характеристику, близкую к прямоугольной форме, имеют различные фильтры. В данной работе в качестве обеляющего фильтра используется цифровой рекурсивный фильтр второго порядка (рис. 9). Основное достоинство такого фильтра по сравнению с фильтрами Баттерворта или Чебышева состоит в том, что требуемую частотную характеристику с равномерными пульсациями в полосах непропускания и пропускания можно получить при меньшем порядке фильтра (с меньшим количеством звеньев), что важно при сравнительно малом числе импульсов в пачке.

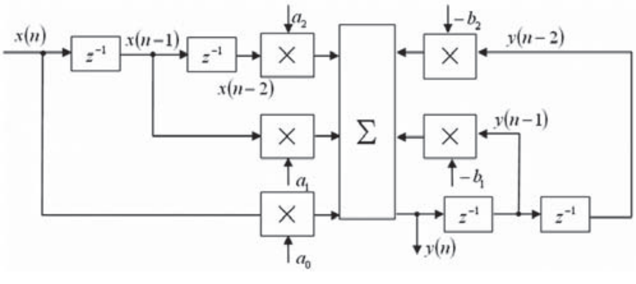

Рис. 9. Схема рекурсивного фильтра второго порядка

АЧХ рекурсивного фильтра второго порядка, параметры которого рассчитаны по методике, изложенной в работе [5, стр. 326-331], представлены на рис. 10. Исходные данные для расчета цифрового фильтра верхних частот: при интервале дискретизации $T = 10^{-3} c$ граничная частота режекции фильтра верхних частот $F = 5$ Гц, граничная частота среза полосы пропускания $F_c = 25$ Гц, коэффициент пульсаций в полосе пропускания $\varepsilon = \frac{1}{2}$.

В результате расчета параметры разностного уравнения

$$Y(n) = a_0 y(n) + a_1 y(n-1) + a_2 y(n-2) + \\ + b_1 Y(n-1) + b_2 Y(n-2)$$

оказались равными $a_0 = 1,\ a_1 = -2,\ a_2 \cong 1,\ b_1 = 1{,}561,\ b_2 = -0{,}641$.

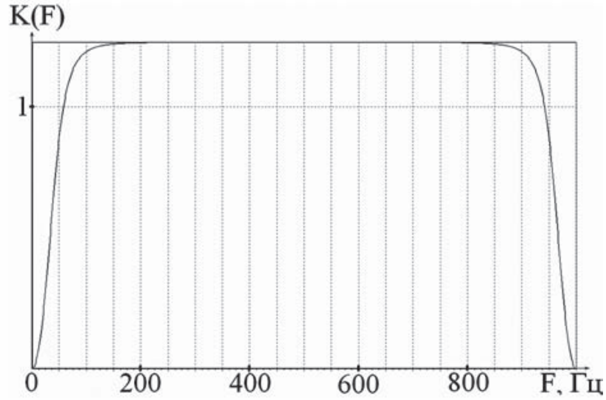

Рис. 10. АЧХ рекурсивного фильтра второго порядка ($a_0 = 1,\ a_1 = -2,\ a_2 \cong 1,\ b_1 = 1{,}561,\ b_2 = -0{,}641$)

Как видно из кривых $\sigma = \sigma(F)$, изображенных на рис. 11 и 12, диапазон измеряемых частот (из-за того, что полезный сигнал подавляется лишь в небольшой зоне непрозрачности) начинается практически с $F = 0$. В этом состоит основное достоинство измерителя частоты с эллиптическим фильтром верхних частот по сравнению с другими рассмотренными измерителями.

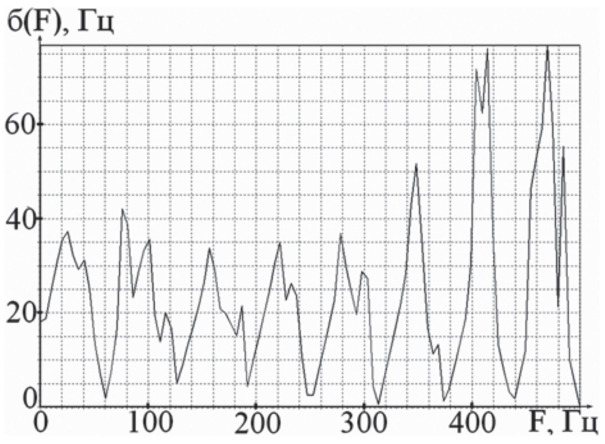

Рис. 11. Зависимость $\sigma = \sigma(F)$ при использовании рекурсивного фильтра, когда $r_c = 0{,}999$, $N = 16$, $N_ф = 16$, $F_n = 1000$ Гц, $q_c^2 = 10$, $q_n^2 = 20$, $r_x = 0{,}999$, $Z_П = 40\sigma_ш$

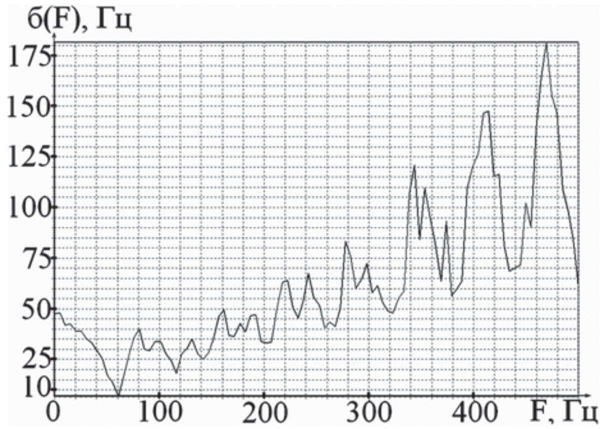

Рис. 12. Зависимость $\sigma = \sigma(F)$ при использовании рекурсивного фильтра, когда $r_c = 0{,}999$, $N = 16$, $N_ф = 16$, $F_n = 1000$ Гц, $q_c^2 = 10$, $q_x^2 = 20$, $r_x = 0{,}99$, $Z_П = 50\sigma_ш$

Из сопоставления кривых зависимостей $\sigma = \sigma(F)$, полученных для фильтровых измерителей частоты с однократной схемой ЧПК (рис. 7) и рекурсивным фильтром второго порядка (рис. 11) для одинаковых параметров сигналов и помех, видно, что и при работе в диапазоне частот $\frac{F_n}{N} \le F \le \frac{F_n}{2}$ измеритель с эллиптическим фильтром не уступает по эффективности измерителю со схемой ЧПК. Использование пороговых схем в фильтровом измерителе с эллиптическим фильтром также целесообразно.

Таким образом, основные результаты проведенных исследований следующие:

– методом статистического математического моделирования получены точностные характеристики фильтровых измерителей частоты метеосигналов при работе в условиях наличия пассивных помех от местных предметов;

– показано, что даже при превышении по интенсивности мешающих отражений над сигналом всего в два раза фильтровой измеритель частоты без предварительного ослабления пассивных помех неработоспособен;

– при использовании для ослабления пассивных помех схем ЧПК погрешности измерения частоты в интервале $\left(0, \frac{F_n}{N}\right)$ из-за малого значения коэффициента прохождения полезного сигнала недопустимо велики;

– показано, что при использовании для обеления мешающих отражений от местных предметов эллиптического фильтра фильтровой измеритель частоты работоспособен практически во всем диапазоне частот.

– очевидно, что при использовании других методов измерения доплеровского смещения частоты метеосигнала (например, метода парных импульсов) при работе в условиях наличия отражений от местных предметов с целью улучшения точностных характеристик целесообразно производить обеление помехи с помощью эллиптических фильтров.

Литература.

[1] Радиометеорология. Зарубежная радиоэлектроника. Ежемесячный технический и научно-технический журнал. – М., 1993. – № 4.

[2] *Кравченко Н.И.* Методы оценивания скорости ветра и ширины спектра доплеровскими метеорологическими РЛС // Прикладная радиоэлектроника т. 8, № 2, 2009.

[3] *Кравченко Н.И., Бакумов В.Н.* Моделирование пассивных помех с ненулевым доплеровским смещением частоты векторными процессами авторегрессии. МО Украины. ХТУРЭ. ж. Радиотехника, № 105, 1998.

[4] *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей. – М.: Изд. физико-математическая литература, 1958. – 464 с.

[5] *Лихарев В.А.* Цифровые методы и устройства в радиолокации –М.: Сов. радио, 1993. – 456 с.

Поступила в редколлегию 15.09.2010

Кравченко Николай Иванович, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры основ радиотехники ХНУРЭ. Область научных интересов: помехозащищенность РЛС, точность измерения параметров сигналов.

Ленчук Дмитрий Валерьевич, кандидат технических наук. Область научных интересов: помехозащищенность РЛС, точность измерения параметров сигналов.

УДК 621.396.551.553

Підвищення точності вимірювання швидкості вітру доплеровською метеорологічною РЛС (ДМРЛ) при дії пасивних завад / М.І. Кравченко, Д.В. Ленчук // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2010. Том 9. № 4. – С. 507-512.

Аналізується вплив пасивних завад на точність вимірювання швидкості вітру ДМРЛ. Методом статистичного математичного моделювання визначається дисперсія помилок оцінок максимальної правдоподібності доплеровського зсуву частоти метеосигналу фільтровою системою при відсутності і наявності пасивних завад. Визначаються виграш в точності за рахунок виключення нульового фільтру, застосування в якості відбілюючих фільтрів схем черезперіодної компенсації і цифрових рекурсивних фільтрів.

Ключові слова: статистичне математичне моделювання, пасивні завади, дисперсія, фільтрова система, рекурсивний фільтр.

Іл. 12. Бібліогр.: 5 найм.

UDC 621.396.551.553

Increasing accuracy of measuring the Doppler meteosignal frequency in presence of clutter / N.I. Kravchenko, D.V. Lenchuk // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. – 2010. Vol. 9. № 4. – P. 507-512.

The paper analyses the influence of clutter on the accuracy of measuring wind speed by the Doppler radar. The error variance of estimating the maximum likelihood of the Doppler meteosignal frequency shift of a filtering system in the absence or presence of clutter is determined by statistical mathematical simulation method. The efficiency of different systems (a system without a nought filter, that using a filter measuring with a scheme of interperiodical compensation (subtraction) or with digital recursive filters) is compared.

Keywords: statistical mathematical simulation, background of clutter, variation, filter system, recursive filter.

Fig. 12, Ref. 5 items.