УДК 621.396.23

Я. С. ШИФРИН, д-р техн. наук,
Л. Г. КОРНИЕНКО, канд. техн. наук,
А. И. ЛОСЕВ, канд. техн. наук

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ПРИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОИМПУЛЬСОВ

Флюктуации параметров широкополосных сигналов и согласованного фильтра приводят к ухудшению характеристик радиоприема при одноканальной и многоканальной схемах обработки.

Влияние случайных факторов на характеристики выходного сигнала при одноканальной схеме обработки рассмотрено в ряде работ [2—4, 6].

В настоящей работе производится анализ характеристик выходного сигнала многоканальной схемы обработки при наличии фазовых флюктуаций. Приведенный анализ пригоден как для схем обработки без автоматической коррекции импульсных характеристик отдельных каналов [5, 6], так и для схем с автоматической коррекцией [7].

Рассмотрены фазовые флюктуации, обусловленные флюктуациями частоты сигнала и неидентичностью импульсных характеристик каналов. Выражения для статистических характеристик выходного сигнала получены при произвольном виде корреляционной функции фазовых флуктуаций.

Постановка задачи

Будем считать, что зондирующим сигналом является ЛЧМ-импульс длительностью $\tau_и$ с девиацией частоты Δf, а схема обработки представляет собой оптимальный фильтр, состоящий из N параллельных каналов.

В этом случае комплексная амплитуда сигнала на выходе i-го оптимального фильтра (канала) будет иметь вид

$$W_i(t) = e^{-jbt^2} \begin{cases} \int\limits_{t_{i-1}}^{t_i-|t|} \exp\left[j2bts + j\varphi_i(s)\right] ds, & \text{при } t < 0; \\ \int\limits_{t_{i-1}+t}^{t_i} \exp\left[j2bts + j\varphi_i(s)\right] ds, & \text{при } t > 0. \end{cases} \tag{1}$$

Здесь $t_i - t_{i-1} = \tau_i$ — длительность сигнала на выходе i-го полосового фильтра; $\tau_и = \sum\limits_{i=1}^{N} \tau_i$; $b = \dfrac{\pi\Delta f}{\tau_и}$ — параметр модуляции; $\varphi_i(t)$ — случайное фазовое рассогласование (ошибка) между сигналом и фазовой характеристикой фильтра.

Заменой переменной интегрирования по формулам

$$y = \frac{2}{\tau_и}(s - t_{i-1}) \frac{1}{\dfrac{\tau_i}{\tau_и} - |\theta|} - 1 \quad \text{при } t < 0,$$

$$y = \frac{2}{\tau_и}(s - t_{i-1} - |\theta|\tau_и) \frac{1}{\dfrac{\tau_i}{\tau_и} - |\theta|} - 1 \quad \text{при } t > 0$$

выражение (1) приводится к виду

$$W_i(\psi) = \frac{\tau_и}{2}\left(\frac{\tau_i}{\tau_и} - |\theta|\right) \int\limits_{-1}^{1} \exp\left[j\psi\xi_i(y) + j\varphi_i(y)\right] dy, \tag{2}$$

где $\theta=\frac{t}{\tau_и}$; $\psi=\pi n\theta$; $n=\Delta f\tau_и$ — коэффициент сжатия,

$$\xi_i(y)=\left[y\left(1-|\theta|\frac{\tau_i}{\tau_и}\right)+\frac{t_i+t_{i+1}}{\tau_i}\right]\frac{\tau_i}{\tau_и}.$$

Квадрат амплитуды выходного сигнала описывается соотношением

$$\varkappa(\psi,\sigma)=\frac{\tau_и^2}{4}\left|\sum_{i=1}^{N}\left(\frac{\tau_i}{\tau_и}-|\theta|\right)\int_{-1}^{1}\exp\left[j\psi\,\xi_i(y)+j\sigma\,\Phi_i(y)\right]dy\right|^2, \qquad (3)$$

где $\Phi_i(y)=\frac{\varphi_i(y)}{\sigma}$ — фазовая ошибка в i-м канале, нормированная к некоторому среднеквадратическому значению σ.

Как отмечалось ранее, в ряде случаев при реализации схем оптимальной обработки предусматривается автоматическая коррекция импульсной характеристики оптимального фильтра, что позволяет значительно снизить требования к параметрам зондирующего сигнала. Поэтому, имея в виду подобные схемы, допустим, что с помощью различных конструктивных мер возможна выборка до нуля фазовой ошибки $\varphi_i(t)$ через каждые M каналов. При этом также полагаем, что схема обработки (формирования) сигнала состоит из m таких групп каналов $N=mM$.

Для данной схемы соотношение (3) принимает вид

$$\varkappa(\psi,\sigma)=\left|\frac{\tau_и}{2}\sum_{\nu=1}^{m}\sum_{p=1}^{M}\left(\frac{\tau_{p+(\nu-1)M}}{\tau_и}-|\theta|\right)\int_{-1}^{1}\exp[j\sigma\Phi_{p+(\nu-1)M}(y)+\right.$$

$$\left.+j\psi\xi_{p+(\nu-1)M}(y)]\,dy\right|^2. \qquad (4)$$

В случае малых фазовых ошибок

$$\varkappa(\psi,\sigma)=\varkappa_0(\psi,0)+\sigma\varkappa'_\sigma(\psi,0)+0{,}5\,\sigma^2\varkappa''_{\sigma\sigma}(\psi,0), \qquad (5)$$

где $\varkappa(\psi,0)$ — квадрат амплитуды выходного сигнала в отсутствие ошибок; $\varkappa'_\sigma(\psi,0)$, $\varkappa''_{\sigma\sigma}(\psi,0)$ — соответственно первая и вторая производные функции $\varkappa(\psi,\sigma)$ по σ в точке $\sigma=0$.

Отклонение положения максимума сигнала по координате ψ может быть определено из уравнения [8]

$$\psi_1=-\sigma\frac{\varkappa''_{\sigma\psi}(\psi_0,\sigma)}{\varkappa''_{\psi\psi}(\psi_0\sigma)}. \qquad (6)$$

Здесь

$\varkappa''_{\sigma\psi}(\psi_0,\sigma)$, $\varkappa''_{\psi\psi}(\psi_0,\sigma)$ —соответственно смешанная (по σ

и ψ) и вторая (по ψ) производные функции $\varkappa(\psi, \sigma)$ в точке $\psi=\psi_0$; ψ_0 — положение максимума сигнала в отсутствие ошибок.

В дальнейшем будем исследовать среднее значение квадрата амплитуды выходного сигнала $\overline{\varkappa(\psi, \sigma)}$ и дисперсию положения его главного максимума.

Однако, чтобы получить выражения для этих параметров, вначале нужно определить статистические характеристики фазовых ошибок.

Статистические характеристики фазовых ошибок

Будем считать, что фазовые ошибки $\varphi_i(t)$ обусловлены несогласованностью закона частотной модуляции сигнала и импульсной характеристики схемы обработки. Тогда фазовая ошибка в i-м канале определяется выражением

$$\varphi_i(t)=\sum_{l=1}^{i-1}\int_{t_{l-1}}^{t_l}\Delta\omega_l(t)dt+\int_{t_{i-1}}^{t}\Delta\omega_i(t)\,dt+\Delta\gamma_i, \tag{7}$$

где $\Delta\omega_i(t)$ — флюктуации частоты сигнала в i-м канале;

$\Delta\gamma_i$ — ошибка фазирования i-го канала.

Предположим, что флюктуации $\Delta\omega_i(t)$ распределены по нормальному закону с нулевым средним $\overline{\Delta\omega_i(t)}=0$, дисперсией σ^2 и коэффициентом корреляции $r(t, t_1)=r(t-t_1)=r(\tau)$.

Будем считать также, что флюктуации частоты в соседних каналах независимы, т. е.

$$r_{i,j}(t,t_1)=\frac{1}{\sigma^2}\overline{\Delta\omega_i(t)\,\Delta\omega_j(t_1)}=\begin{cases}r(\tau), & i=j;\\ 0, & i\neq j;\end{cases}$$

$$\overline{\Delta\omega_i\,\Delta\gamma_j}=0,\qquad \overline{\Delta\gamma_i\Delta\gamma_j}=\begin{cases}0, & i\neq j;\\ \sigma_\gamma^2, & i=j.\end{cases} \tag{8}$$

При данных предположениях относительно флюктуаций частоты среднее значение фазовой ошибки (7) равно нулю, а взаимная корреляционная функция ошибок в i-м и j-м каналах с учетом соотношений (7), (8) и перехода к координатам y и y_1 имеет вид

$$K_{\varphi_{i,j}}(y,y_1)=\sigma^2\begin{cases}2\sum\limits_{l=1}^{i-1}G_l+f_i(y,-1)-f_i(y,y_1)+f_i(1,-y_1)+\frac{\sigma_\gamma^2}{\sigma^2}, & i=j;\\ 2\sum\limits_{l=1}^{j-1}G_l+f_j(1,-y_1)-f_j(y_1,1)+G_j, & i>j;\\ 2\sum\limits_{l=1}^{i-1}G_l+f_i(y,-1)-f_i(y,1)+G_i, & i<j.\end{cases} \tag{9}$$

Здесь

$$G_l = f_l(1,-1) = \tau_l \int_0^{\tau_l} r(v)\,dv - \int_0^{\tau_l} vr(v)\,dv;$$

$$f_l(y, y_1) = \frac{\tau_l}{2}(y - y_1) \int_0^{0,5\tau_l(y-y_1)} r(v)\,dv - \int_0^{0,5\tau_l(y-y_1)} vr(v)\,dv. \tag{10}$$

Полагая в выражении (9) $i=j$, $y=y_1$, находим дисперсию фазы в i-м канале:

$$\sigma^2_{\varphi_i}(y) = 2\sigma^2\left[\sum_{l=1}^{i-1} G_l + f_i(y,-1)\right] + \sigma^2_\gamma. \tag{11}$$

Максимальный набег фазы $\sigma^2_{\varphi_{\text{макс}}}$ будет при $i=N$, $y=1$ и бесконечном интервале корреляции флюктуаций частоты $r(v)=1$.

При конструировании схемы оптимальной обработки необходимо стремиться к тому, чтобы $\sigma^2_{\varphi_{\text{макс}}}$ была наименьшей. Можно показать [8], что это условие выполняется, если интервалы, на которые сигнал делится полосовыми фильтрами, одинаковы, т. е. $\tau_i = \tau_j = \tau$. Следовательно, схему обработки целесообразно строить так, чтобы полосовыми фильтрами сигнал делился на одинаковые части. На этом основании будем далее полагать $\tau_i = \tau_j = \frac{\tau_{\text{и}}}{N} = \tau$. Отношение минимального значения максимальной дисперсии фазы в отсутствие выборки к такому же значению дисперсии при наличии выборки равно числу групп каналов m в схеме обработки. Это предопределяет целесообразность при конструировании схем оптимальной обработки сигналов предусматривать выборку фазовой ошибки.

При $\tau_i = \tau$ и наличии выборки фазовых ошибок до нуля через M каналов соотношение (9) принимает вид

$$K_{\varphi_{i,j}}(y, y_1) = \sigma^2 \begin{cases} 2(i-1)G + f(y,-1) + f(y,y_1) + f(y_1,-1) + \frac{\sigma^2_\gamma}{\sigma^2}; & i=j; \\ 2(j-1)G + f(y_1,-1) - f(y_1,1) + G, & i>j; \\ 2(i-1)G + f(y,-1) - f(y,1) + G, & i<j. \end{cases} \tag{9а}$$

Функция $f(y, y_1)$ определяется выражением (10) при $\tau_i = \tau = \frac{\tau_{\text{и}}}{N}$.

Формулы (5), (6) совместно с формулами (4), (9а) позволяют найти среднее значение квадрата амплитуды выходного сигнала и дисперсию положения его максимума.

Среднее значение квадрата амплитуды выходного сигнала и дисперсия положения его максимума

Среднее значение квадрата амплитуды выходного сигнала определяется соотношением (5), усредненным по ансамблю реализаций:

$$\overline{\varkappa(\psi,\sigma)} = \varkappa_0(\psi,0) + 0{,}5\sigma^2\, \overline{\varkappa''_{\sigma\sigma}(\psi,0)}. \tag{12}$$

При оптимальной обработке сверхширокополосных сигналов обычно выполняется условие $n \gg N$. В этом случае

$$\frac{1}{N} - |\theta| \simeq \frac{1}{N} \quad \text{и} \quad \varkappa_0(\psi,0) = \tau_\text{и}^2 \frac{\sin^2\psi}{\psi^2};$$

$$\overline{\varkappa''_{\sigma\sigma}(\psi,0)} = -0{,}25\,\frac{\tau_\text{и}^2}{N^2}\sum_{\nu,\mu=1}^{m}\sum_{p,q=1}^{M}\iint\limits_{-1}^{1}\overline{[\Phi_{p+(\nu-1)M}(y)-\Phi_{q+(\mu-1)M}(y_1)]^2}\times$$
$$\times\exp\{ju(y-y_1)+2j[p-q+(\nu-\mu)M]u\}\,dy\,dy_1,$$

где $u=\dfrac{\psi}{N}$.

В дальнейших преобразованиях учтем, что

$$\overline{\Phi_{p+(\nu-1)M}(y)\,\Phi_{q+(\mu-1)M}(y_1)} = \delta_{\nu\mu}\frac{1}{\sigma^2}K_{\varphi_{p,q}}(y,y_1), \tag{13}$$

где $\delta_{\nu\mu}$ — символ Кронекера, а $K_{\varphi_{p,q}}(y, y_1)$ определяется выражением (9а).

В этом случае

$$\overline{\varkappa''_{\sigma\sigma}(u,0)} = -\frac{\tau_\text{и}^2}{N^2}m - \left[\frac{GM}{u^2}-\frac{M}{u^2}\int_0^\tau(\tau-v)\,r(v)\cos\frac{2u}{\tau}v\,dv+\right.$$
$$+\tau\frac{\sin 2uM}{2u^3}\int_0^\tau r(v)\left(1+\cos\frac{2u}{\tau}v\right)dv-\tau\frac{\sin 2uM}{2u^3}\operatorname{ctg}u\times$$
$$\left.\times\int_0^\tau r(v)\sin\frac{2u}{\tau}v\,dv-\right]\frac{\tau_\text{и}^2}{N^2}\frac{\sin^2 Nu}{\sin^2 Mu}\left[2GM\frac{\sin^2 uM}{u^2}+\right. \tag{14}$$
$$+\tau\frac{\sin^2 uM}{u^3}\operatorname{ctg}u\int_0^\tau r(v)\left(1-\cos\frac{2u}{\tau}v\right)dv-$$
$$\left.-\tau\frac{\sin^2 uM}{u^3}\int_0^\tau r(v)\sin\frac{2u}{\tau}v\,dv\right]-\frac{2\sigma_\gamma^2}{\sigma^2}\tau_\text{и}^2\left[\frac{\sin^2 Nu}{N^2u^2}-\frac{1}{N}\frac{\sin^2 u}{u^2}\right].$$

Относительное уменьшение главного максимума

$$\Delta = -0{,}5\,\sigma^2 \frac{1}{\varkappa_0(0)} \cdot \overline{\varkappa''_{\sigma\sigma}(0{,}0)},$$

где $\varkappa''_{\sigma\sigma}$ $\overline{(0,\ 0)}$ определяется соотношением (14) при $u=0$.

Вычислим теперь дисперсию положения главного максимума при условии $\psi_0=0$ (без учета запаздывания в схеме обработки).

Из соотношений (6) и (4) найдем

$$\sigma_\psi^2 = \frac{\sigma^2}{N^3}\Bigg[\frac{\tau_и}{N}(2M^2N^2 - 1{,}4M^4)\int\limits_0^\tau r(v)\,dv + (1{,}4M^4 + M^2 - 0{,}6 - 2M^2N^2)\int\limits_0^\tau v r(v)\,dv - \frac{3M^2}{\tau_и} N \int\limits_0^\tau v^2 r(v)\,dv + \qquad (15)$$

$$+ \frac{N^2 + 2M^2}{\tau_и^2} N^2 \int\limits_0^\tau v^3 r(v)\,dv - \frac{3}{5\tau_и^4} N^4 \int\limits_0^\tau v^5 r(v)\,dv + \frac{3(N^2-1)}{N^3}\sigma_\gamma^2.$$

Соотношения для $\overline{\varkappa''_{\sigma\sigma}(u,\ 0)}$ и σ_ψ^2 приведены для произвольного вида коэффициента корреляции ошибок.

Для количественной оценки результатов в дальнейшем выбран коэффициент корреляции ошибок $r(\tau)$, входящий в соотношения (14), (15) в виде $r(\tau) = \exp\left(-\frac{|\tau|}{\tau_0}\right)$ (τ_0 — интервал корреляции).

Проанализируем вначале влияние флюктуаций частоты на характеристики выходного сигнала при идеальной фазировке каналов ($\sigma_\gamma = 0$).

Величина $\overline{\varkappa''_{\sigma\sigma}(\psi,\ 0)}$ отражает влияние случайных ошибок на средний квадрат выходного сигнала. Поэтому при анализе эта величина представляет наибольший интерес. Из соотношения (14), при $\sigma_\gamma = 0$ видно, что величина $\overline{\varkappa''_{\sigma\sigma}(\psi,\ 0)}$ зависит от относительного интервала корреляции флюктуаций частоты, числа каналов N схемы обработки и числа групп m в ней.

Отмеченные зависимости для $\overline{\varkappa''_{\sigma\sigma}(\psi,\ 0)}$ иллюстрируются рис. 1, 2.

Из рис. 1 видно, что при фиксированном числе групп и каналов увеличение интервала корреляции флюктуаций частоты приводит к увеличению искажений выходного сигнала в области главного и побочных максимумов. Наиболее сильно уменьшается главный максимум ($\psi=0$). На рис. 2 приведено значение функции $\overline{\varkappa''_{\sigma\sigma}(\psi,\ 0)}$ при $N=6$, относительном интервале корреляции $c = \frac{2\tau_0}{\tau_и} = 0{,}04$ и различном количестве групп в схеме обработки.

При $m=1$ выборки фазовых ошибок не производится, при $m=6$ выборка фазовых ошибок производится в каждом канале. Поскольку с увеличением m дисперсия фазовых ошибок уменьшается, это естественно приводит к уменьшению искажений выходного сигнала.

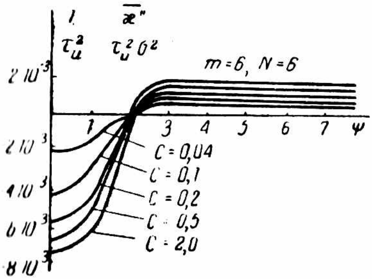

Рис. 1.

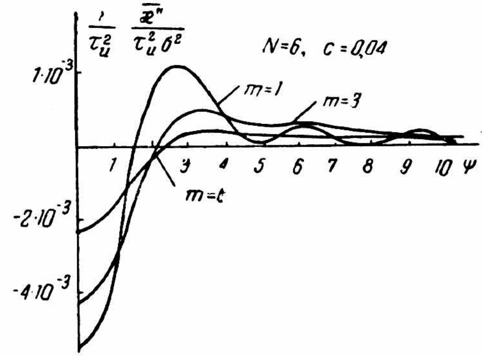

Рис. 2.

Рассмотрим дисперсию положения главного максимума выходного сигнала.

На рис. 3 представлены графики зависимости $\sigma_\psi^2/\sigma^2\tau_и^2$ при $\sigma_\gamma=0$ от c при фиксированном числе параллельных каналов ($N=3$; 6) и различном числе групп m.

Из рисунка видно, что с увеличением c дисперсия направления главного максимума возрастает. Наиболее сильная зависимость от c наблюдается примерно до $c=0,2 \div 0,3$. Связано это с тем, что при таких c (в рассмотренных случаях) интервал корреляции τ_0 больше длительности элементарного импульса τ. Поэтому дальнейшее увеличение τ_0 незначительно влияет на дисперсию фазовых ошибок.

При более частой выборке дисперсия положения главного максимума уменьшается, достигая наименьших значений при выборке фазовой ошибки в каждом канале.

Для оценки степени улучшения характеристик выходного сигнала N-канальной схемы обработки при выборке ошибок на рис. 4 приведены графики зависимости $\nu_\psi = \dfrac{\sigma^2_{\psi N}}{\sigma^2_{\psi M}}$ от интервала корреляции флюктуаций $\Delta\omega_i(t)$. Индекс M означает, что в схеме производится выборка фазовых ошибок в каждом M-м канале, индекс N — выборка отсутствует. Из рис. 4 видно, что величина выигрыша слабо зависит от c и определяется в основном числом выборок.

Приведем количественный пример.

Пусть $\sigma\tau_и=2$, $N=6$, $c=1$. Тогда при $m=6$ $\sigma_\psi=1,1\cdot10^{-1}$; а при $m=2$ $\sigma_\psi=3,5\cdot10^{-1}$. Таким образом, применение выборки фазовой ошибки в каждом канале приводит к уменьшению σ_ψ примерно в три раза по сравнению с тем, когда эта выборка производится через три канала.

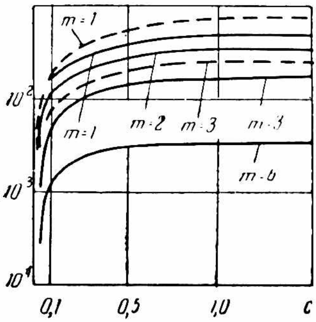

Рис. 3.

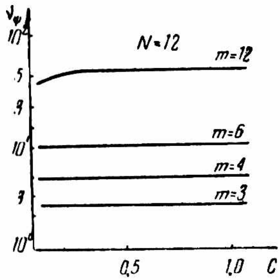

Рис. 4.

Определим величину максимального ухода главного максимума $\Delta\theta_{макс}$, отнесенного к длительности сжатого импульса в отсутствие ошибок.

Полагая длительность сжатого импульса по координате θ равной $\frac{1}{n}$, получаем

$$\frac{\Delta\theta_{макс}}{1/n} = \frac{3\sigma_\theta}{1/n} = 3\sigma_\theta n.$$

Учитывая, что $\psi = \pi n\theta$ и $\sigma_\psi = \pi n \sigma_\psi$, окончательно находим

$$\frac{\Delta\theta_{макс}}{1/n} = \frac{3\sigma_\psi}{\pi} \approx \sigma_\psi.$$

Таким образом, в данном случае максимальное отклонение положения главного максимума соответственно составит 11 и 35% длительности сжатого импульса.

Коротко остановимся на вопросе об эффективности использования схем обработки сверхширокополосных сигналов с параллельными каналами. Для этого сравним статистические характеристики выходных сигналов схемы с параллельными каналами и одноканальной схемы.

Для получения значений $\overline{\varkappa'_{\sigma з}(\psi, 0)}$ и σ^2_ψ последней схемы, очевидно, достаточно в соотношениях (14), (15) положить $M = N = 1$.

На рис. 5 приведены графики зависимости $\nu'_\psi = \frac{\sigma^2_\psi}{\sigma^2_{\psi M}}$ от c.

Здесь σ_ψ^2, $\sigma_{\psi M}^2$ соответственно дисперсии положения основного максимума при $N=M=1$ и $N=12$ и различных значениях m. Из графиков видно, что применение схем с параллельными каналами и выборкой фазовых ошибок приводит к существенному уменьшению дисперсии положения основного максимума. Так, при $N=12$, $c=1$ и $m=4$ $\nu_\psi'=35$. Величина ν_ψ' существенно зависит от интервала корреляции $\Delta\omega_i(t)$. С увеличением c эта величина растет.

Вклад ошибок фазирования в величины Δ и σ_ψ^2 определяется весовыми функциями $\left(1-\frac{1}{N}\right)$ и $\frac{3(N^2-1)}{N^3}$ соответственно, зависящими только от числа каналов. При $N=1$ эти функции равны нулю.

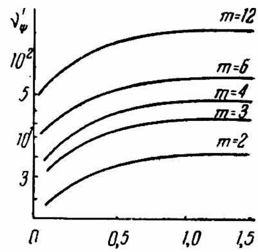

Рис. 5.

Ранее отмечалось, что с увеличением N влияние флюктуаций частоты на снижение главного максимума сигнала и его положение уменьшалось. Поэтому при $N \gg 1$ увеличение Δ в основном будет определяться ошибками фазирования каналов.

С увеличением N влияние ошибок $\Delta\omega_i(t)$ и $\Delta\gamma_i$ на положение главного максимума сигнала уменьшается. Ошибки фазирования каналов ослабляют эффективность использования схем с параллельными каналами. Пусть, например, $c \to \infty$ и выборка ошибок в схеме не предусмотрена ($N=M$). Тогда

$$\frac{\Delta}{\sigma^2\tau_и^2} = \frac{2N^2-2N+1}{12N^3} + \alpha\left(1-\frac{1}{N}\right); \quad \alpha = \frac{\sigma_\gamma^2}{\sigma^2\tau_и^2}.$$

Для одноканальной схемы $\frac{\Delta}{\sigma^2\tau_и^2}=0{,}083$.

При $N=6$ и $\alpha=0$ величина $\frac{\Delta}{\sigma^2\tau_и^2}=0{,}024$, т. е. эффективность параллельной 6-канальной схемы возросла в 3,5 раза. Однако, если в этой схеме нет хорошей фазировки каналов и, например, $\alpha=0{,}1$, то $\frac{\Delta}{\sigma^2\tau_и^2}=0{,}107>0{,}083$. Следовательно, схема с параллельными каналами в этом случае работает хуже, чем одноканальная.

ЛИТЕРАТУРА

1. Браун, Палермо. Влияние фазовых ошибок на функцию неопределенности. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1964, № 3, с. 54—62.
2. Шифрин Я. С. Вопросы статистической теории антенн. М., «Советское радио», 1970. 383 с.

3. Лосев А. И. Влияние накапливающихся случайных фазовых ошибок на функцию неопределенности линейно-частотно модулированных сигналов. — Сб. «Радиотехника», Вып. 6. Харьков, 1968, с. 20—22.
4. Кремер И. Я., Владимиров В. И., Карпухин В. И. Модулирующие помехи и прием радиосигналов. М., «Советское радио», 1972. 480 с.
5. Цурский Д. А., Алмазов В. Б. Способ оптимальной обработки широкополосных радиосигналов. Авторское свидетельство № 307692 с приоритетом от 30.12.1961. «Бюлл. изобр.» № 543684, 1962.
6. Кук Ч., Бернфельд. Радиолокационные сигналы. М., «Советское радио», 1971. 567 с.
7. Глэзер. Выделение сигнала самоприспосабливающимися фильтрами. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1961, № 9, с. 3—21.
8. Корниенко Л. Г., Лосев А. И. Некоторые вопросы статистической теории секционированных антенн бегущей волны. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетехническая», 1972, вып. 6. с. 65—77.