

ОСОБЕННОСТИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ ЦИФРОВЫМИ ФУНКЦИОНАЛЬНЫМИ УСТРОЙСТВАМИ ЗАПИСИ И ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ В МНОГОСИГНАЛЬНОМ РЕЖИМЕ

Козлов С.В., д.т.н., заместитель начальника кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств Военно-воздушной академии им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина (г. Воронеж), e-mail: korvin92@bk.ru
Мазиллов С.Л., к.т.н., старший преподаватель кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств Военно-воздушной академии им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, e-mail: mazilov59@mail.ru
Усков А.В., адъюнкт кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств Военно-воздушной академии им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, e-mail: sc79@mail.ru

Ключевые слова: цифровое функциональное устройство, запись и воспроизведение радиосигналов, восстановление частоты, многосигнальный режим, бигармонический сигнал.

Введение

В ряде задач радионавигации, радиолокации и радиоподавления решается задача восстановления (воспроизведения) частоты на основе наблюдения радиосигналов на ограниченном интервале времени. Для решения этой задачи могут быть использованы лампы бегущей волны (ЛБВ), аналоговые рециркуляторы на основе волноводов и коаксиальных кабелей [1], устройства запоминания частоты на поверхностно-активных волнах (ПАВ), волоконно-оптические рециркуляторы и цифровые устройства записи и воспроизведения радиосигналов (ЦУЗВ). Последние устройства являются основой для построения систем определения и воспроизведения частоты (СОВЧ) и в настоящее время стали стандартом «де-факто» для средств и систем радиоподавления [1, 2].

Как отмечено в [2], цифровые устройства записи и воспроизведения радиосигналов чувствительны к многочастотным помехам. В известной литературе основные закономерности и количественные оценки влияния многочастотного режима и помех на качество восстановления несущих частот радиосигналов с использованием ЦУЗВ не приведены.

Цель исследований – выявление основных закономерностей влияния многочастотного режима работы на эффективность функционирования ЦУЗВ при восстановлении частоты радиосигналов.

Выявление основных закономерностей функционирования ЦУЗВ в многосигнальном режиме проведем применительно к характерной для радиоподавления задаче восстановления гармонических колебаний из короткой (доли-единицы мкс) выборки принимаемых сигналов радиоэлектронных средств, спектры которых находятся в пределах полосы пропускания ΔF входного полосового фильтра ЦУЗВ. Из восстановленных гармонических колебаний путем соответствующей модуляции могут быть сформированы различные виды помех: «доплеровский шум», уводящие по скорости, уводящие по скорости и дальности и т.д. [1].

С использованием спектральной теории, методов статистической радиотехники и имитационного моделирования проведен анализ характеристик цифровых устройств записи и воспроизведения радиосигналов при восстановлении частоты в многосигнальном режиме. Указаны условия возникновения ошибок восстановления частоты и приведены оценки их значений.

Метод восстановления гармонического колебания

По аналогии с аналоговыми циркуляторами с подстройкой фазы ретранслированного колебания [1], формирование в ЦУЗВ гармонического колебания из записанной короткой выборки длительностью $T_3 = Z\Delta t$, где Δt – период дискретизации, состоящей из $z = \overline{1, Z}$ комплексных отсчетов $\hat{S}_z = A_z + jB_z$ записанной копии радиосигнала с оценками фаз отсчетов $\varphi_z = \arctg \frac{B_z}{A_z}$, может осуществляться методом «сшивки фаз». Суть этого метода поясняет рис. 1.

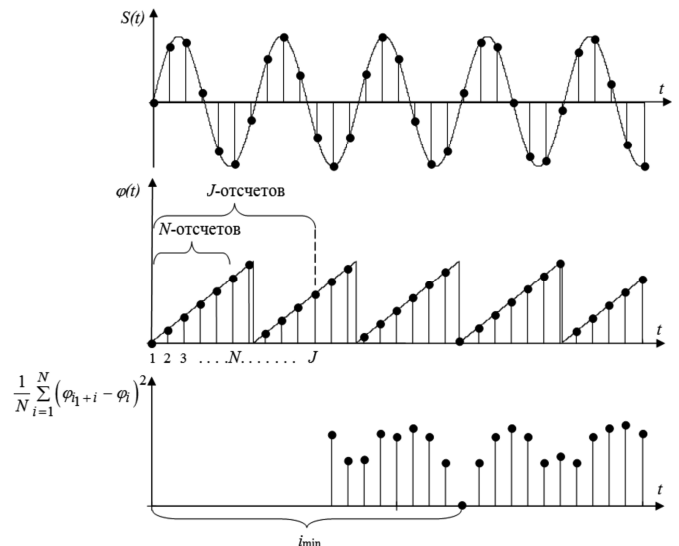
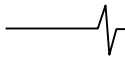


Рис. 1. Характерные процессы при восстановлении частоты радиосигнала

Метод восстановления гармонического колебания включает следующие операции:

– выделение короткого участка – интервала анализа из первых $i = \overline{1, N}$, отсчетов $N < Z/2$ длительностью $T_a = N\Delta t$;



– поиск среди $k = \overline{J, J+M}$ отсчетов копии радио- сигнала начиная с J -го, при $J \geq N+1$, $N \leq M$, $J+M+N \leq Z$ группы из $i_{\min}, i_{\min}+1, \dots, i_{\min}+N$ отсчетов, оценки фаз которых имеют минимальный средний квадрат отклонения от оценок φ_j :

$$i_{\min} = \arg \min_k \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\varphi_{k+i} - \varphi_i)^2; \quad (1)$$

– вычисление среднего сдвига фаз $\Delta\varphi$ между отсчетами за период воспроизведения сигнала

$$\Delta\varphi = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\varphi_{i_{\min}+i} - \varphi_i); \quad (2)$$

– формирование требуемого числа $\ell = \overline{1, L}$ отсчетов восстанавливаемого гармонического колебания путем циклической перезаписи (воспроизведения) записанного участка с периодом воспроизведения $T_B = i_{\min} \Delta t$ и сдвигом по частоте на $\Delta\omega$

$$\dot{Y}_\ell = \dot{S}_{\text{mod}(\ell, i_{\min})+1} \cdot e^{j \cdot \Delta\omega \cdot \ell \cdot \Delta t}, \quad (3)$$

где $\text{mod}(x, y)$ – операция взятия модуля целого числа x по y , $\text{mod}(x, y) = x - y \cdot [x/y]$, $[\bullet]$ – целая снизу часть числа.

Параметр J алгоритма определяет минимальный $T_B^{\min} = J \Delta t$ период воспроизведения сигнала. Гармонический сомножитель в (3) компенсирует разность фаз на периоде воспроизведения, образующуюся ввиду несоблюдения кратности периода и периода восстанавливаемого гармонического колебания и определяется как

$$\Delta\omega = \frac{\Delta\varphi}{T_B}. \quad (4)$$

При наличии на входе ЦУЗВ только одного гармонического сигнала отсутствие смещения частоты восстанавливаемого сигнала при сшивке фаз будет иметь место, в том числе, при упрощенных вариантах алгоритма восстановления частоты, в частности, при произвольном выборе величины периода воспроизведения $T_B \geq 2N \Delta t$ при соответствующих этому периоду значениях сдвига частоты $\Delta\omega$, либо при выборе оптимального периода ретрансляции в соответствии с (1) при $\Delta\omega = 0$, когда на периоде ретрансляции укладывается кратное число периодов восстанавливаемых колебаний. В общем случае выбор оптимального значения T_B приводит к минимальному смещению частоты $\Delta\omega$.

Отметим, что приведенная выше оптимизационная процедура является экономичным в вычислительном плане вариантом измерения (с точностью до интервала дискретизации) величины, кратной периоду сигнала при наличии шума, выполняемая при использовании только фазы сигнала и на части его периода.

Если участок принимаемого радиосигнала длительностью T_3 представляет собой «вырезку» из гармонического колебания, то его ширина спектра по первым нулям составит $\Delta F_3 = 2/T_3$. С использованием метода

«сшивки фаз» из этого участка может быть сформировано квазигармоническое колебание произвольной длительности T с шириной спектра по первым нулям $\Delta F_B = 2/T$. Точность восстановления центральной частоты спектра зависит от характеристик аналого-цифрового преобразования, длительности интервала записи и отношения «сигнал/шум» и для характерных параметров современных ЦУЗВ [2] составит сотни Гц – единицы кГц. Так, например, прямое использование приведенного выше алгоритма сшивки фаз для ЦУЗВ с квадратурными каналами при частоте дискретизации 500 МГц при числе разрядов АЦП, равном 6 бит [2] для случая записи участка радиосигнала длительностью 0,5 мкс на частоте 15,3 МГц при $T_a = 0,1$ мкс, то есть $N = 50$, при пренебрежимо малых шумах обеспечивает ошибку восстановления частоты 317 Гц. При этом $i_{\min} = 196$, $T_a = 0,392$ мкс,

$$\Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi} = -6,4 \text{ кГц.}$$

При увеличении числа разрядов АЦП до 12 бит ошибка уменьшается до 117 Гц.

Восстановление частоты гармонического колебания в многочастотном режиме

Основные закономерности восстановления частоты в многочастотном режиме исследовались путем построения спектральных характеристик восстановленного сигнала и методом имитационного моделирования.

Установим соотношения между спектрами колебаний на входе и выходе ЦУЗВ с квадратурными каналами и переносом сигнала на видеочастоту [2]. Считаем, что предшествующий ЦУЗВ приемник имеет полосу пропускания ΔF , а квадратурные каналы в ЦУЗВ – полосы пропускания $\Delta F/2$ [2].

Пусть на входе ЦУЗВ действует аддитивная сумма $m = \overline{1, M}$ гармонических сигналов с амплитудами A_m , частотами ω_m ($|\omega_m| \leq \pi \Delta F$) и начальными фазами φ_m в сочетании с внутренним шумом приемника $\dot{n}(t)$:

$$\dot{Y}(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{m=1}^M A_m e^{j(\omega_m t + \varphi_m)} + \dot{n}(t) \right\}. \quad (5)$$

Участок процесса $\dot{Y}(t)$ длительностью T_B будет иметь спектр

$$\dot{G}(\omega) = \sum_{m=1}^M A_m G_{T_B}(\omega - \omega_m) e^{j\varphi_m} + \dot{G}_{\text{ш}}(\omega), \quad (6)$$

где $G_{T_B}(\omega - \omega_m) = \frac{\sin((\omega - \omega_m)T_B/2)}{(\omega - \omega_m)/2}$ – спектр радиоимпульса длительностью T_B на несущей частоте ω_m ; $\dot{G}_{\text{ш}}(\omega)$ – спектр реализации внутреннего шума приемника длительностью T_B .

В случае, когда $T_B \gg 1/\Delta F$, для модуля спектра внутреннего шума можно принять

$$|\dot{G}_{\text{ш}}(\omega)| = \begin{cases} 0, & |\omega| > \pi \Delta F \\ \sqrt{\frac{P_{\text{ш}}}{\Delta F}}, & |\omega| \leq \pi \Delta F. \end{cases}$$

В соответствии с (3), восстановленное колебание представляет собой периодическое повторение записанного участка длительностью T_B со спектральной плотностью $\dot{G}(\omega)$, сдвинутое по частоте на $\Delta\omega$. Спектр восстановленного сигнала задается на дискретной сетке частот $2\pi k/T_B + \Delta\omega$, где k – целое число, и для предельного случая $\ell \rightarrow \infty$ запишется в виде

$$\dot{G}_B \left(\frac{2\pi k}{T_B} + \Delta\omega \right) = \frac{1}{T_B} \left(\sum_{m=1}^M A_m e^{j\varphi_m} \times \frac{\sin \left(\left(\frac{2\pi k}{T_B} + \Delta\omega - \omega_m \right) \frac{T_B}{2} \right)}{\left(\frac{2\pi k}{T_B} + \Delta\omega - \omega_m \right) / 2} + \sqrt{\frac{P_{\text{ш}}}{\Delta F}} e^{j\varphi_{\text{ш}k}} \right), \quad (7)$$

где $\varphi_{\text{ш}k} = \arg \dot{G}_{\text{ш}}(\omega)$.

Для гармонического случая ($M=1$), пренебрежимо малых шумах $P_{\text{ш}}/A_1^2 \rightarrow 0$ и произвольном T_B , с учетом изменения фазы в пределах $0 \dots 2\pi$, когда

$\varphi(t) = 2\pi \cdot \left\{ \frac{\omega \cdot t}{2\pi} \right\}$, где $\{x\} = x - [x]$ – дробная часть числа, $[\bullet]$ – целая часть числа, имеем

$$\Delta\omega = \frac{\Delta\varphi}{T_B} = \frac{2\pi}{T_B} \left(\left\{ \frac{\omega_1(t+T_B)}{2\pi} \right\} - \left\{ \frac{\omega_1 t}{2\pi} \right\} \right) = \frac{2\pi}{T_B} \left(\frac{\omega_1(t+T_B)}{2\pi} - \frac{\omega_1 t}{2\pi} - n \right) = \omega_1 - \frac{2\pi n}{T_B}, \quad (8)$$

где $n = \left[\frac{\omega_1(t+T_B)}{2\pi} \right] - \left[\frac{\omega_1 t}{2\pi} \right]$ – целое число.

Таким образом, для гармонического случая при отсутствии шумов сдвиг по частоте жестко связан с периодом воспроизведения.

С учетом (8)

$$\frac{\sin \left(\left(\frac{2\pi k}{T_B} + \Delta\omega - \omega_1 \right) \frac{T_B}{2} \right)}{\left(\frac{2\pi k}{T_B} + \Delta\omega - \omega_1 \right) / 2} = \frac{\sin(\pi(k-n))}{\pi(k-n)} = \begin{cases} 1, & k=n, \\ 0, & k \neq n, \end{cases}$$

то есть единственное отличное от нуля значение спектра восстановленного колебания $\dot{G} \left(\frac{2\pi k}{T_B} + \Delta\omega \right) \neq 0$

будет иметь место на частоте $\frac{2\pi k}{T_B} + \Delta\omega = \frac{2\pi n}{T_B} +$

$+\omega_1 - \frac{2\pi n}{T_B} = \omega_1$, и, таким образом, частота восстанавливается точно.

Проведем оценку характеристик восстановления частоты единственного гармонического колебания при наличии шума. Для этого оценим статистические характеристики величины $\Delta\varphi$, определяемой (2). Будем рассматривать случай достаточно больших отношений мощности сигнала к мощности шума, при которых оценки фаз являются центрированными нормально распределенными случайными величинами [3]. Оценки фаз будут независимыми, если они берутся через интервалы времени $\Delta\tau = 1/\Delta F$. Тогда число независимых от-

счетов в (1) и (2) меньше общего числа отсчетов при дискретизации и составит

$$N' = T_a \Delta F = \frac{N \Delta t}{\Delta \tau} = N \frac{\Delta F}{F_D}. \quad (9)$$

Величина $\Delta\varphi$ – гауссовская с математическим ожи-

данием $\overline{\Delta\varphi} = 0$ и дисперсией $\sigma_{\Delta\varphi}^2 = \frac{2\sigma_{\varphi}^2 N'}{(N')^2} =$

$= \frac{P_{\text{ш}}}{P_c} \frac{1}{T_a \Delta F}$, где $\sigma_{\varphi}^2 = \frac{P_{\text{ш}}}{2P_c}$ – дисперсия измерения фазы полезного сигнала. Поэтому среднеквадратическая ошибка восстановления частоты, обусловленная наличием шумов, составит

$$\sigma_{\Delta f} = \sqrt{\frac{\sigma_{\Delta\varphi}^2}{(2\pi)^2 T_B^2}} = \frac{1}{2\pi T_B} \sqrt{\frac{P_{\text{ш}}}{P_c} \frac{1}{T_a \Delta F}}. \quad (10)$$

Так как $P_{\text{ш}} = N_0 \Delta F$, где N_0 – спектральная плотность внутренних шумов приемника, то

$$\sigma_{\Delta f} = \frac{1}{2\pi T_B} \sqrt{\frac{N_0}{P_c T_a}}. \quad (11)$$

Таким образом, среднеквадратическая ошибка восстановления частоты изменяется обратно пропорционально периоду восстановления частот ЦУЗВ и отношению «сигнал/шум» на интервале анализа.

На рис. 2 приведены результаты расчета среднеквадратической ошибки восстановления гармонического колебания по частоте в зависимости от отношения мощности шума к мощности сигнала с использованием (10), (11) (пунктирные кривые) и при прямом имитационном моделировании (сплошная кривая).

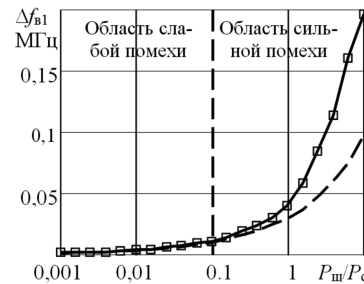


Рис. 2. Зависимости среднеквадратической ошибки восстановления частоты от отношения мощности шума к мощности сигнала

Имитационное моделирование проводилось путем формирования входной реализации в виде суммы гармонического сигнала и шума с равномерным энергетическим спектром в заданной полосе, дискретизации входной реализации на интервале записи T_3 , воспроизведении алгоритма (1)-(3) восстановления гармонического колебания и расчета спектра восстановленного колебания с использованием дискретного преобразования Фурье.

Расчеты проводились при $T_a = 0,1$ мкс, $T_B^{\min} = 0,4$ мкс, $\Delta F = F_D = 500$ МГц.

Как видно из рис. 2, в области $P_{\text{ш}}/P_c < 0,1$ (сильный сигнал) оценки, полученные при моделировании и при теоретическом расчете, совпадают. Расхождение оценок

при $P_{\text{ш}} / P_c > 1$ (слабый сигнал) обусловлены не учитываемыми при теоретическом анализе аномальными ошибками измерения фазы.

При наличии бигармонического колебания ($M = 2$) или, в общем случае, многочастотного колебания ($M > 2$) сдвиг по частоте при воспроизведении (даже без учета влияния шума)

$$\Delta\omega = \frac{\Delta\varphi}{T_B} = \frac{1}{T_B} \left\{ \arg \left(\sum_{m=1}^M A_m e^{j(\omega_m(T_B+t)+\varphi_m)} \right) - \arg \left(\sum_{m=1}^M A_m e^{j(\omega_m t + \varphi_m)} \right) \right\}$$

является сложной функцией периода воспроизведения, амплитуд и частот многочастотного сигнала.

Для бигармонического колебания, в случае, когда период T_B воспроизведения, выбранный в соответствии с (1), удовлетворяет условию

$$T_B = T_{\Sigma}, \tag{12}$$

где T_{Σ} – период бигармонического колебания, будет иметь место точное восстановление частоты каждого колебания, причем частотный сдвиг при воспроизведении $\Delta\omega = 0$.

Если условие (12), например, из-за ограниченности времени записи и анализа, не выполняется, будет иметь место ошибка $\Delta\omega_{Bi}$ восстановления частоты и обогащение спектра восстанавливаемых колебаний.

Обогащение спектра при неточном восстановлении частот как в односигнальном, так и в многосигнальном режимах обусловлено тем, что дискретные частоты $\Delta\omega + 2\pi k / T_B$ не совпадают с нулями функций $\frac{\sin((\omega - \omega_m)T_B / 2)}{(\omega - \omega_m) / 2}$. Частоте ω_m в пределах главного

(по первым нулям) лепестка спектра воспроизводимого участка гармонического колебания будут соответствовать две дискретные частоты $\Delta\omega + 2\pi k_m / T_B$ и $\Delta\omega + 2\pi(k_m \pm 1) / T_B$ (рис. 3).

Одну из этих частот, имеющую номер гармоники

$$k_m = \arg \min_{k_m} \left| \Delta\omega + \frac{2\pi k_m}{T_B} - \omega_m \right| = \text{round} \left(\frac{\omega_m T_B}{2\pi} \right), \tag{13}$$

где $\text{round}(\bullet)$ – операция округления до ближайшего целого, частоту

$$\omega_{1m} = \Delta\omega + 2\pi k_m / T_B \tag{14}$$

и амплитуду

$$Y_{1i} = A_m \frac{\sin((\omega_{1m} - \omega_m)T_B / 2)}{(\omega_{1m} - \omega_m)T_B / 2} \tag{15}$$

будем считать основной (полезной), а вторую с частотой

$$\omega_{2i} = \begin{cases} \omega_{1i} - 2\pi / T_B, & \omega_{1i} - \omega_i > 0 \\ \omega_{1i} + 2\pi / T_B, & \omega_{1i} - \omega_i < 0 \end{cases} \text{ и амплитудой}$$

$$Y_{2i} = A_m \frac{\sin((\omega_{2m} - \omega_m)T_B / 2)}{(\omega_{2m} - \omega_m)T_B / 2} - \text{паразитной.}$$

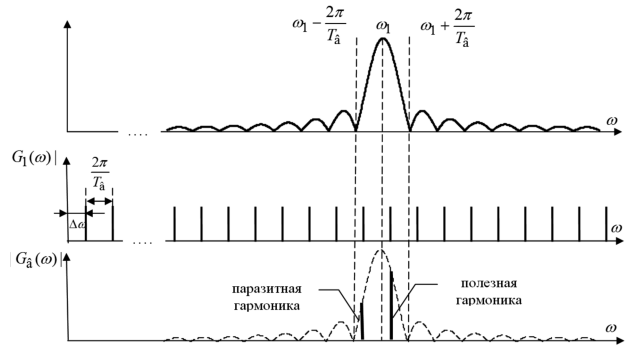


Рис. 3. Иллюстрация процесса обогащения спектра при восстановлении частоты

Соотношение амплитуд паразитной и полезной дис-

кретных частот $\mu = \frac{Y_{2i}}{Y_{1i}}$ может изменяться в пределах от

0 до 1. Случай $\mu = 1$ соответствует максимально возможной ошибке восстановления гармонического колебания на частоте f_i , когда оно будет представлено двумя гар-

мониками на частотах $\omega_i \pm \frac{\pi}{T_B}$ с одинаковыми амплитудами.

Ошибки $\Delta\omega_{Bm}$ восстановления частот ω_m , отсчитываемые от основных гармоник, определяются по формуле

$$\Delta\omega_{Bm} = \omega_m + \left(\frac{2\pi}{T_B} \text{round} \left(\frac{\omega_m T_B}{2\pi} \right) + \Delta\omega \right) \tag{16}$$

и являются сложными функциями длительности записываемого участка T_3 , времени анализа T_a , минимального

периода воспроизведения T_B^{\min} и спектральных характеристик записанного участка колебаний. Для примера на рис. 4 приведены зависимости ошибок воспроизведения частот при фиксированной частоте первого сигнала $f_1 = 15$ МГц и изменении частоты второго сигнала в пределах 12...18 МГц.

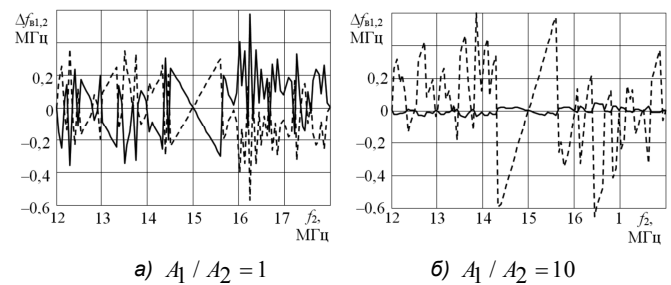


Рис. 4. Зависимости ошибок воспроизведения частоты первого (сплошная кривая) и второго (пунктирная кривая) сигналов от частоты второго сигнала при фиксированной $f_1 = 15$ МГц

При равенстве амплитуд гармонических сигналов ошибки воспроизведения частоты равны по модулю и имеют разный знак (рис. 4а). Вид приведенных на рис. 4 зависимостей дает основание рассматривать ошибки воспроизведения частоты сигналов в зависимости от разности частот как коррелированные случайные процессы. Так как положительный и отрицательный сдвиги частоты $\Delta\omega$ равновероятны, то математические ожидания ошибок воспроизведения частоты при усреднении

разности частот будут равны нулю, что подтверждается статистическими экспериментами. Процессы являются сильно коррелированными с отрицательным коэффициентом корреляции. В частности, при $A_1 / A_2 = 1$ выборочный коэффициент корреляции

$$\eta_2 = \frac{\sum_{r=1}^R \Delta f_{B1r} \Delta f_{B2r}}{\sqrt{\sum_{r=1}^R \Delta f_{B1r}^2 \sum_{r=1}^R \Delta f_{B2r}^2}} \approx -1, \text{ где } \Delta f_{B1}(2)_r - \text{ ошибка}$$

воспроизведения частоты при r -ом значении разности частот, а при $A_1 / A_2 = 10$ коэффициент корреляции $\eta_2 = -0,94$.

На рис. 5 приведены зависимости среднеквадратических значений ошибок воспроизведения частот бигармонического сигнала от отношения амплитуд при фиксированной частоте первого сигнала $f_1 = 15$ МГц и изменении частоты второго сигнала от 10 до 20 МГц (рис. 5а) и изменении частоты второго сигнала от 50 до 60 МГц (рис. 5б).

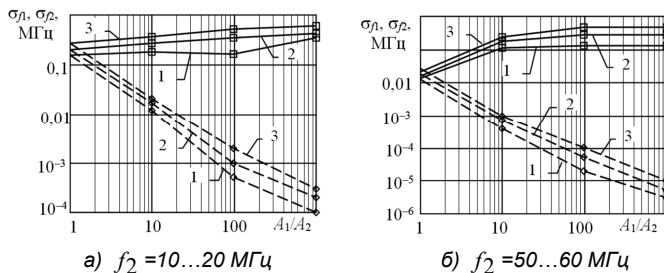


Рис. 5. Зависимость среднеквадратических ошибок восстановления частот двух гармонических колебаний (пунктирные кривые – частота f_1 , сплошные – частота f_2) от соотношения их амплитуд (1, 2, 3 – время записи 2 мкс, 1,2 мкс и 0,9 мкс, соответственно)

С увеличением отношения A_1 / A_2 ошибка воспроизведения частоты большего по амплитуде сигнала уменьшается примерно пропорционально отношению амплитуд, а ошибка воспроизведения частоты меньшего по амплитуде сигнала незначительно возрастает. С увеличением времени записи (при фиксированных времени анализа и значении минимально возможного периода повторения) ошибки воспроизведения частот бигармонического сигналов уменьшаются.

Обращает на себя внимание резкое, на порядок и более (при $A_1 / A_2 \approx 1$) уменьшение ошибки воспроизведения частоты при увеличении разности частот от ± 5 МГц до 35...45 МГц. Это обстоятельство объясняется повышением вероятности частоты выполнения условия (12) с увеличением модуля разности частот. Действительно, так как для периода бигармонического сигнала (для определенности $f_2 > f_1$) должны выполняться условия

$$\begin{cases} T_{\Sigma} f_1 = n_1, \\ T_{\Sigma} f_2 = n_2. \end{cases} \quad (17)$$

где n_1, n_2 – натуральные числа, то

$$T_{\Sigma} = \frac{n_2 - n_1}{f_2 - f_1} \quad (18)$$

Возможные значения периода воспроизведения находятся в диапазоне $[T_B^{\min}, T_3 - T_a]$. Таким образом, при увеличении $f_2 - f_1$ может быть подобрано больше пар чисел (n_1, n_2) , точно или приближенно удовлетворяющих (17), (18), при которых $T_{\Sigma} \in [T_B^{\min}, T_3 - T_a]$. При приближенном соблюдении (17), (18) дополнительную подстройку с минимизацией ошибки обеспечит частотный сдвиг (4).

Заключение

Отметим в заключении, что относительно низкие ошибки воспроизведения частот бигармонического сигнала будут иметь место только при использовании минимизационной процедуры (1). Упрощенная реализация «сшивки фаз» с фиксированным периодом воспроизведения, которая может быть использована при наличии единственного гармонического сигнала, в многосигнальном режиме в большинстве случаев не допустима. В частности, при использовании характерных применительно к рассматриваемым ситуациям фиксированных значений $T_B = 0,4 \dots 1,1$ мкс, приводит к увеличению ошибок воспроизведения частот сигналов при больших расстройках на порядок и более.

Наиболее опасными при восстановлении частот с использованием ЦУЗВ по коротким выборкам являются ситуации многосигнального режима при малых частотных расстройках сигналов. Уменьшение ошибок воспроизведения частот в многосигнальном режиме может быть достигнуто за счет оптимального выбора периода воспроизведения по критерию минимума среднего на интервале анализа квадрата разности фаз за период воспроизведения и при увеличении времени записи радиосигналов.

Литература

1. Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием. – М.: Радиотехника, 2003.
2. Добыкин В.Д., Куприянов А.И., Пономарев В.Г., Шустов Л.Н. Радиоэлектронная борьба. Цифровое запоминание и воспроизведение частоты / Под ред. Куприянова А.И. – М.: Вузовская книга, 2009.
3. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Радио и связь, 1989.

PECULIARITIES AND CHARACTERISTICS OF FREQUENCY REGENERATION WITH THE RF SIGNALS RECORDING-REPRODUCING DIGITAL FUNCTIONAL DEVICES IN THE MULTISIGNAL MODE

Kozlov S.V., Mazilov S.L., Uskov A.V.

With the use of the spectral theory, statistical radio engineering and simulation modeling methods the analysis of characteristics of the RF signals recording-reproducing digital devices under frequency regeneration in the multisignal mode is performed. The conditions in which frequency regeneration errors arise are stated and their values are specified.