

УДК 621.391.2

В. Н. БЫКОВ, канд. техн. наук, *В. Г. КУБАТА*,
А. С. СУЛТАНОВ, канд. техн. наук

КОМПЕНСАЦИЯ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПОМЕХ В СВЧ РАДИОМЕТРАХ

Одним из методов подавления мощных сосредоточенных по спектру помех (СП) в широкополосных приемниках шумовых сигналов, в частности, в СВЧ радиометрах (РМ), является компенсация этих помех в тракте преобразования частоты.

Пассивная цепь компенсации СП расположена между усилителем промежуточной частоты (УПЧ) и квадратичным детектором РМ, как показано на функциональной схеме РМ (рис. 1). Компенсация СП на центральной частоте ПЧ f_0 осуществляется путем деления помехи по мощности пополам, задержки одной составляющей помехи на время, равное нечетному числу полупериодов помехи, с последующим сложением двух составляющих помехи, оказывающихся в противофазе. Длительность задержки τ выбирается из условия

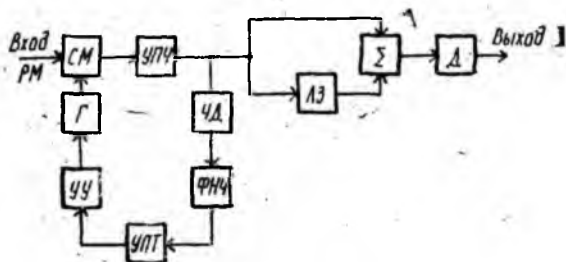


Рис. 1

$$\tau = \frac{1}{f_0} \left(n + \frac{1}{2} \right); \quad (1)$$

$$\tau = \frac{m}{\Delta f_c}, \quad (2)$$

где n — целое положительное число; m — параметр задержки, $m = 1, 2, 3, \dots$; Δf_c — полоса спектра шумового сигнала. Выполнение второго условия необходимо для того, чтобы суммирование статистически независимых составляющих спектра полезного сигнала сопровождалось незначительной потерей его мощности. Введение дополнительной компенсирующей цепи после УПЧ не приводит к ухудшению чувствительности РМ, так как полезный сигнал и внутренние шумы, обусловленные шумами УПЧ, преобразуются в цепи компенсации одинаково.

Коэффициент подавления K_n сосредоточенной помехи с полосой Δf_n и центральной частотой ее спектра на ПЧ f_n представляет отношение мощностей помехи на выходе и входе цепи компенсации. Выражение для K_n (в дБ) с учетом того, что квадрат модуля передаточной функции цепи компенсации $K^2(f) = 1 - \sin^2 \pi f \tau$, имеет вид

$$K_n = 10 \lg \frac{1}{2} \left\{ 1 + \frac{\sin \frac{m\pi \Delta f_n}{\Delta f_c}}{\frac{m\pi \Delta f_n}{\Delta f_c}} \cos \frac{2\pi f_n}{f_0} \left(n + \frac{1}{2} \right) \right\}. \quad (3)$$

Величина коэффициента подавления зависит от соотношения полос Δf_c и Δf_n и с увеличением Δf_n значение K_n уменьшается, но в большей степени на величину K_n влияет отстройка частоты помехи f_n от частоты f_0 . На рис. 2 приведены результаты расчетов зависимости K_n гармонической помехи ($\Delta f_n = 0$) от величины отстройки $(f_0 - f_n)/f_0$.

Изменение величины отстройки на порядок приводит к снижению коэффициента подавления гармонической помехи на два порядка. В связи с этим необходимо отслеживать местоположение помехи на частотной оси в пределах ширины спектра полезного сигнала и осуществлять подстройку либо элемента задержки цепи компенсации, либо частоты гетеродина с целью уменьшения величины отстройки до минимума. Перестройка электрической длины элемента задержки является электромеханической задачей, которая технически трудно реализуема на частотах порядка нескольких сотен мегагерц (рабочие частоты тракторов УПЧ современных СВЧ радиометров).

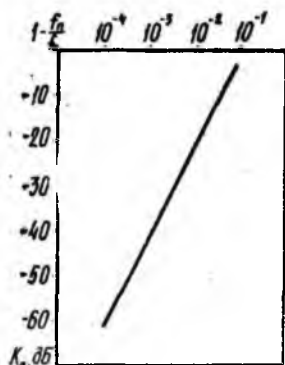


Рис. 2

Перестройка частоты гетеродина технически проще реализуема благодаря применению метода автоматической подстройки частоты (АПЧ): цепь обратной связи на рис. 1. Перестройка частоты гетеродина влечет за собой изменение положения частотного спектра принимаемого полезного сигнала. Однако это не приводит к потере информации, так как полезной информацией для СВЧ РМ является любой участок СВЧ спектра.

При наличии СП в полосе УПЧ РМ на выходе частотного дискриминатора (ЧД) образуется сигнал, который через другие элементы цепи обратной связи — фильтр нижних частот (ФНЧ), усилитель постоянного тока (УПТ) и управляющее устройство (УУ) — обеспечивает перестройку частоты гетеродина до совпадения частот f_n и f_0 .

Оценим величину ошибки управления системы АПЧ. Сделаем ряд предположений.

1. ЧД и УУ являются безынерционными устройствами, у которых используются только линейные участки их статических характеристик с высокой крутизной преобразования s_d и s_y .

2. Величина коэффициента усиления УПЧ и УПТ учитывается в значении крутизны t_s и t_s . Поэтому полагаем коэффициенты усиления $K_{УПЧ} = K_{УПТ} = 1$.

3. ФНЧ представляет собой линейный элемент, состоящий из RC цепи, а его передаточная функция определяется выражением

$$K_{\Phi}(p) = \frac{1}{T_p + 1} \quad (4)$$

где T — постоянная времени фильтра.

4. Помеха гармоническая и действует на постоянной частоте $f_n = \text{const}$ с постоянной амплитудой A_n , а частота настройки ЧД точно совпадает с центральной частотой компенсирующей цепи $f_d = f_0$, которые остаются неизменными во времени.

В установившемся режиме ошибка системы АПЧ ($\Delta f_r(t)$) складывается из ошибки отработки требуемой величины перестройки гетеро-

дина $\Delta f_{\text{гп}}(t)$ и ошибки, являющейся результатом действия шумов следящей системы $\Delta f_{\text{гш}}(t)$, т. е.

$$\Delta f_{\text{г}}(t) = \Delta f_{\text{гп}}(t) + \Delta f_{\text{гш}}(t); \quad (5)$$

Определим ошибку обработки требуемой величины перестройки гетеродина. Учитывая, что частота помехи постоянна (на основании теории автоматического регулирования [1]), ошибка обработки определится следующим выражением: $\Delta f_{\text{гп}}(t) = c_0 |f_0 - f_n(t)|$, (6), где c_0 — коэффициент ошибки по положению, который определяется через значение передаточной функции системы АПЧ $W(p)$ в начале координат $c_0 = 1 - W(0)$.

Для цепи автоматического управления частотой гетеродина передаточная функция системы АПЧ имеет вид

$$W(p) = \frac{k}{Tp + k + 1}, \quad (7)$$

где $k = s_d \cdot s_y$ — полный коэффициент усиления разомкнутой следящей системы. Коэффициент ошибки c_0 запишем следующим образом:

$$c_0 = 1 - \frac{k}{k + 1} = \frac{1}{k + 1}, \quad (8)$$

тогда выражение для ошибки обработки будет иметь вид

$$\Delta f_{\text{гп}}(t) = \frac{|f_0 - f_n(t)|}{k + 1}. \quad (9)$$

Оценим вклад шумов в ошибку системы АПЧ. Основным источником шумов в СВЧ РМ являются внутренние шумы смесителя, гетеродина и УПЧ. Она представляют собой стационарный нормальный случайный процесс со спектральной плотностью s_0 в полосе Δf_c . Известно, что дисперсия сигнала на выходе четырехполосника определяется выражением [2]:

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} s_x(\omega) A^2(\omega) d\omega, \quad (10)$$

где $s_x(\omega)$ — спектральная плотность сигнала, действующего на входе четырехполосника; $A(\omega) = |W(j\omega)|$ — модуль комплексной частотной характеристики четырехполосника. Учитывая, что для системы АПЧ $s_x(\omega) = s_0$, а выражение для модуля комплексной частотной характеристики системы имеет вид

$$A(\omega) = \frac{k}{|Tj\omega + k + 1|}, \quad (11)$$

производя интегрирование в соотношении (10), получаем окончательное выражение для составляющей ошибки системы АПЧ, обусловленной внутренними шумами радиометра:

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{1}{2} \frac{\alpha_{\text{ш}} s_0 k^2}{T(k + 1)}, \quad (12)$$

где $\alpha_{\text{ш}} = 1 \left[\frac{\text{рад}^2}{\text{Вт}} \right]$ — единичный коэффициент, учитывающий преобразование амплитудных шумов в флюктуацию частоты.

Анализ выражений (9) и (12) показывает, что основной вклад в ошибку системы АПЧ вносит ошибка обработки требуемой величины

перестройки частоты гетеродина, которая прямо пропорциональна абсолютному значению отстройки частоты помехи от центральной частоты спектра полезного сигнала. Эту ошибку можно существенно уменьшить благодаря применению в системе АПЧ усилителей с большим коэффициентом усиления. Так, использование УПЧ и УПТ с общим коэффициентом усиления, равным 10, позволяет в описанном выше примере увеличить значение коэффициента подавления гармонической помехи на два порядка. Рост коэффициента усиления k приводит к увеличению шумовой составляющей ошибки системы АПЧ. Однако вследствие линейной зависимости этой ошибки от спектральной плотности мощности шумов $P_M s_0$ при всех возможных значениях коэффициента k для применяемых в настоящее время РМ величина этой ошибки несоизмеримо мала по сравнению с ошибкой перестройки частоты гетеродина.

Список литературы: 1. Ваганов В. Б. Автоматика радиоэлектронных систем. К., 1988. 351 с. 2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М., 1971. 672 с.

Поступила в редколлегию 13.07.89