УДК 621.397

В.Ф. Одиноков

ВОССТАНОВЛЕНИЕ НЕСУЩЕЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Предложена методика определения частотного отклонения несущего колебания системы передачи информации в условиях шумов в канале связи.

В системах передачи информации (СПИ) с квадратурной обработкой сигналов [1] обычно производится восстановление частот и фаз несущего и тактового колебаний, необходимых для синхронного приема символов, посредством блоков частотной и фазовой автоподстроек (ЧАП и ФАП) приемного генератора-гетеродина, расположенных после согласованных фильтров и имеющих малые полосы захвата. Если расстройка по несущей на промежуточной частоте приемника СПИ оказывается значительной, вначале осуществляется пошаговая перестройка (поиск) частоты гетеродина с целью входа в зону захвата систем ЧАП и ФАП. Последнее увеличивает время и сложность процесса восстановления параметров принимаемых сигналов.

С целью ликвидации поиска рассмотрим классическую схему квадратурного приема – рисунок 1, где фильтры 1, 2 подавляют высокочастотные компоненты после перемножителей и не являются фильтрами согласованной фильтрации.

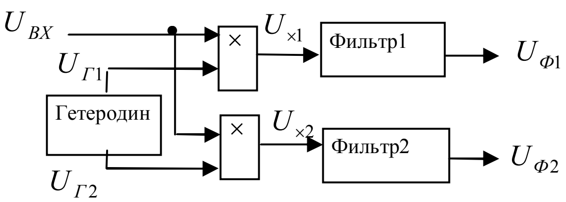

Рисунок 1 – Схема квадратурной обработки сигналов

Запишем сигналы на рисунке 1 в следующем виде:

$$U_{BX} = U_{BXM}\cos(\omega_{BX}t + \varphi_{BX}), \quad (1)$$

$$U_{Г1} = U_{Г1M}\cos(\omega_{Г}t + \varphi_{Г1}), \quad (2)$$

$$U_{Г2} = U_{Г2M}\cos(\omega_{Г}t + \varphi_{Г2}). \quad (3)$$

После умножения (1) на (2), (3) имеем:

$$U_{\times 1} = U_{Г1}\,U_{BX} = U_{\times 1M}\,(\cos((\omega_{Г} - \omega_{BX})t + \varphi_{Г1} - \varphi_{BX}) + \cos((\omega_{Г} + \omega_{BX})t + \varphi_{Г1} + \varphi_{BX})), \quad (4)$$

$$U_{\times 2} = U_{Г2}\,U_{BX} = U_{\times 2M}\,(\cos((\omega_{Г} - \omega_{BX})t + \varphi_{Г2} - \varphi_{BX}) + \cos((\omega_{Г} + \omega_{BX})t + \varphi_{Г2} + \varphi_{BX})). \quad (5)$$

Сигналы на выходе фильтров при полном подавлении составляющих с суммарными частотами оказываются равными

$$U_{Ф1} = U_{Ф1M}\cos((\omega_{Г} - \omega_{BX})t + \varphi_{Г1} - \varphi_{BX}), \quad (6)$$

$$U_{Ф2} = U_{Ф2M}\cos((\omega_{Г} - \omega_{BX})t + \varphi_{Г2} - \varphi_{BX}). \quad (7)$$

Поскольку при квадратурном приеме

$$\varphi_{Г2} = \varphi_{Г1} + \pi/2, \quad (8)$$

то

$$U_{Ф2} = U_{Ф2M}\cos((\omega_{Г} - \omega_{BX})t + \varphi_{Г1} + \pi/2 - \varphi_{BX}). \quad (9)$$

Подвергнем $U_{Ф1}$, $U_{Ф2}$ операции sign и рассмотрим получаемые временные последовательности сигналов – рисунок 2.

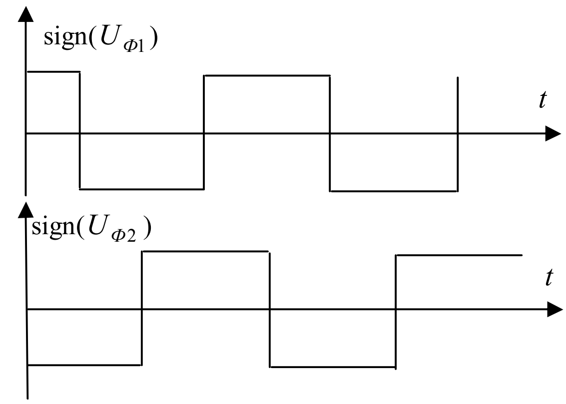

Рисунок 2 – Квадратурные сигналы биений

Из рисунка 2 находим правила определения знака и фактов отклонения несущей частоты относительно гетеродина:

1) если sign($U_{Ф1}$) = 1 и sign($U_{Ф2}$) изменяется с 1 на –1, и

2) если sign($U_{Ф1}$) = -1 и sign($U_{Ф2}$) изменяется с -1 на 1, и

3) если sign($U_{Ф2}$) = 1 и sign($U_{Ф1}$) изменяется с –1 на 1, и

4) если sign($U_{Ф2}$) = -1 и sign($U_{Ф1}$) изменяется с 1 на –1, то имеем четыре факта биений одного знака. При смене знака разности ($\omega_{Г}$ - ω_{BX}) аналогично выводим:

5) если sign($U_{Ф1}$) = 1 и sign($U_{Ф2}$) изменяется с -1 на 1, и

6) если sign($U_{Ф1}$) = -1 и sign($U_{Ф2}$) изменяется с 1 на -1 и

7) если sign($U_{Ф2}$) = 1 и sign($U_{Ф1}$) изменяется с 1 на –1, и

8) если sign($U_{Ф2}$) = -1 и sign($U_{Ф1}$) изменяется с -1 на 1, то имеем четыре факта биений другого знака.

Таким образом, производя регистрацию переходов любого из сигналов sign($U_{Ф1}$), sign($U_{Ф2}$) с учетом знака другого сигнала и разделяя результаты логического анализа двух групп пунктов 1-4, 5-8 по любому признаку (например, по полярности), несложно получить дискриминатор частотной расстройки по несущей, имеющий следующую дискриминационную характеристику:

$$\omega_Д = 4(\omega_Г - \omega_{ВХ}). \tag{10}$$

В соответствии с (6) полоса анализа такого ЧД ограничена величиной $\omega_Г + \omega_{ВХ}$, как правило, превышающей полосы согласованных фильтров во много раз.

Так как система передачи информации практически не эксплуатируется без шумов в канале связи, необходимо оценить их влияние на работу частотного дискриминатора (ЧД).

Ясно, что шумы небольшого уровня в первую очередь будут менять моменты и знаки переходов сигналов sign($U_{Ф1}$), sign($U_{Ф2}$) через ноль. Малая вариация моментов переходов одного колебания из $U_{Ф1}$, $U_{Ф2}$ при одной и той же полярности другого колебания в принципе не скажется на величине и знаке $\omega_Д$. Поочередная смена направлений переходов любого колебания из $U_{Ф1}$, $U_{Ф2}$ при сохранении полярности другого колебания обусловит формирование последовательности разных знаковых признаков частоты $\omega_Д$ с сохранением средней величины модуля $\omega_Д$.

При большом шуме изменение знака параметра $\omega_Д$ произойдет также и при реверсе шумом полярности того сигнала из $U_{Ф1}$, $U_{Ф2}$, при котором регистрируется переход через ноль другого колебания. Если средние числа таких искажений обоих знаков равны между собой, статистическая оценка частоты $\omega_Д$ не изменится. И, наконец, подавление большим шумом перехода через ноль любого колебания $U_{Ф1}$, $U_{Ф2}$ приведет к потере факта этого перехода и, следовательно, к уменьшению модуля $\omega_Д$.

Поскольку сигналы $U_{Ф1}$, $U_{Ф2}$ меняются во времени от нуля до максимума, любой шум относительно $U_{Ф1}$, $U_{Ф2}$ может быть и "большим", и "малым". Таким образом, влияние шума на дискриминационную характеристику ЧД оказывается весьма сложным. Однако, предполагая принцип частотных измерений, учитывающих не одномоментную реакцию ЧД на конкретную ситуацию, а ансамбль событий по пунктам 1-8, сделаем усредненный математический анализ искажений равенства (10) при наличии общепринятого нормального шума в канале связи.

Оценим вначале вероятность превышения аддитивным шумом $U_ш$ сигнала $U \in \{U_{Ф1}, U_{Ф2}\}$ любой полярности, что, собственно, и приводит к подавлению перехода через ноль:

$$P_{ПР} = 2\int_U^{\infty} f(U_ш)dU_ш , \tag{11}$$

где $f(U_ш)$ - функция плотности вероятности шума. Для нормальной шумовой помехи

$$f(U_ш) = \frac{1}{\sigma_ш\sqrt{2\pi}}\exp(-U_ш^2 / 2\sigma_ш^2), \tag{12}$$

где $\sigma_ш$ - среднеквадратический размах шума в полосе пропускания фильтров 1, 2 рисунка 1. Подставляя (12) в (11), получаем

$$P_{ПР} = (1\text{-erf}(U / \sigma_ш\sqrt{2})), \tag{13}$$

где для любого аргумента Y функции erf

$$\text{erf}(Y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^Y \exp(-s^2)ds . \tag{14}$$

Из вышеизложенного следует, что шум в канале связи может только уменьшать крутизну дискриминационной характеристики ЧД за счет $P_{ПР}$. Вероятность $P_{ПР}$ изменяется от нуля до единицы. Поэтому с учетом (13) вместо (10) имеем

$$\begin{aligned}\omega_Д &= 4(\omega_Г - \omega_{ВХ})(1 - P_{ПР}) = \\ &= 4(\omega_Г - \omega_{ВХ})(1\text{-}(1\text{-erf}(U / \sigma_ш\sqrt{2}))) = \\ &= 4(\omega_Г - \omega_{ВХ})\text{erf}(U / \sigma_ш\sqrt{2}).\end{aligned} \tag{15}$$

Как было сказано, расчет делался на ансамбль событий пунктов 1-8, когда $U_{Ф1}$, $U_{Ф2}$ изменяются во всех своих допустимых пределах. Поэтому величину U в (15) следует уподобить $\sigma_ш$ применительно к биениям.

Проверка справедливости уравнения (15), играющего важную роль при анализе полосы захвата и быстродействия систем ЧАП гетеродина в условиях шумов, предполагает раздельную установку статистических величин U (среднеквадратического отклонения сигнала) и $\sigma_ш$, фиксированной расстройки ($\omega_Г - \omega_{ВХ}$) и измерение среднего значения $\omega_Д$. Средствами пакета МАТЛАБ параметры U^2, $\sigma^2_ш$ легко контролируются стандартными блоками Variance, а измерение средней знакопеременной величины $\omega_Д$ можно провести, усредняя поток выходных сигналов ЧД с помощью фильтра нижних частот при известном коэффициенте его передачи. Частоты $\omega_Г$, $\omega_{ВХ}$ задаются установочными полями соответствующих генераторов библиотеки Simulink пакета МАТЛАБ.

Результаты модельных экспериментов для $(\omega_Г - \omega_{ВХ})/2\pi$ = 5 кГц в диапазоне $U^2/\sigma^2_ш$ (при U^2=0.037) от ∞ до 0.514 приведены в следующей таблице:

$U^2/\sigma^2_ш$	∞	4.111	2.055	1.027	0.514
$\omega_Д/2\pi$ (эксперимент)	20.00	19.59	17.30	13.15	9.30
$\omega_Д/2\pi$ (теория)	20.00	19.06	16.80	13.60	10.36

Как видно из таблицы, совпадение теории и эксперимента достаточно хорошее, что позволяет использовать выражение (15) при оценке качества систем ЧАП. Существенным выводом из (15) является то, что крутизна ЧД монотонно падает с уменьшением отношения сигнал/шум и, следовательно, дискриминационная характеристика не имеет пороговых свойств по шумам.

При передаче информационных символов, кроме ЧАП, необходимо задействовать ФАП гетеродина. Переход с ЧАП к ФАП предполагает анализ остаточной расстройки $(\omega_Г - \omega_{ВХ})$ в конце этапа ЧАП. Если не использовать сложный в вычислительном и аппаратном аспектах Фурье-метод, анализирующий спектральный состав смеси сигнал/шум, то единственным возможным способом обнаружения завершения ЧАП остается квадратурная регистрация мощности остаточной низкочастотной (в пределе постоянной составляющей) компоненты указанной смеси. При малом отношении сигнал/шум для повышения достоверности обнаружения придется подавить шумовые переменные колебания в анализируемой смеси, что приводит к схеме обнаружителя окончания ЧАП, показанной на рисунке 3, где фильтры 3 и 4 являются фильтрами нижних частот. Их полосы пропускания связаны прямой зависимостью с отношением сигнал/шум на входах обнаружителя и полосой захвата системы ФАП.

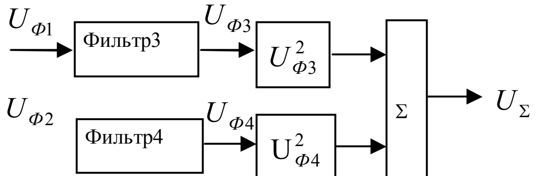

Рисунок 3 – Схема квадратурного обнаружителя

В соответствии с рисунком 3 и формулами (6), (7) для U_Σ имеем:

$$U_\Sigma = (K_{\Sigma 3} U_{Ф1})^2 + (K_{\Sigma 4} U_{Ф2})^2 =$$
$$=(K_{\Sigma 3} U_{Ф1M} \cos((\omega_Г - \omega_{ВХ})t + \varphi_{Г1} - \varphi_{ВХ}))^2 +$$
$$+(K_{\Sigma 4} U_{Ф2M} \cos((\omega_Г - \omega_{ВХ})t + \varphi_{Г2} - \varphi_{ВХ}))^2, \quad (16)$$

где $K_{\Sigma 3}$, $K_{\Sigma 4}$ - вещественные коэффициенты передачи последовательных цепей рисунка 3 для соответствующих фильтров, блоков возведения в квадрат и сумматора на частоте $(\omega_Г - \omega_{ВХ})$ в конце этапа ЧАП. В пределе при $(\omega_Г - \omega_{ВХ}) = 0$ с учетом (8)

$$U_\Sigma = (K_{\Sigma 3} U_{Ф1M})^2 \cos^2(\varphi_{Г1} - \varphi_{ВХ}) +$$
$$+ (K_{\Sigma 4} U_{Ф2M})^2 \cos^2(\varphi_{Г1} + \pi/2 - \varphi_{ВХ}) =$$
$$=(K_{\Sigma 3} U_{Ф1M})^2(1+\cos(2\varphi_{Г1} - 2\varphi_{ВХ}))/2 +$$
$$+(K_{\Sigma 4} U_{Ф2M})^2(1+\cos(2\varphi_{Г1} + \pi - 2\varphi_{ВХ}))/2 =$$
$$= (K_{\Sigma 3} U_{Ф1M})^2(1+\cos(2\varphi_{Г1} - 2\varphi_{ВХ}))/2 +$$
$$+(K_{\Sigma 4} U_{Ф2M})^2(1+\cos(2\varphi_{Г1} - 2\varphi_{ВХ})\cos\pi -$$
$$- \sin(2\varphi_{Г1} - 2\varphi_{ВХ})\sin\pi)/2 =$$
$$= (K_{\Sigma 3} U_{Ф1M})^2(1+\cos(2\varphi_{Г1} - 2\varphi_{ВХ}))/2 +$$
$$+(K_{\Sigma 4} U_{Ф2M})^2(1-\cos(2\varphi_{Г1} - 2\varphi_{ВХ}))/2. \quad (17)$$

Для идентичных узлов $K_{\Sigma 3} = K_{\Sigma 4} = K_\Sigma$, $U_{Ф1M} = U_{Ф2M} = U_{ФM}$. В этом случае из (17) находим

$$U_\Sigma = (K_\Sigma U_{ФM})^2. \quad (18)$$

Очевидно, что для обнаружения окончания этапа ЧАП необходим порог $U_0 < U_\Sigma$, превышающий уровень $U_{\Sigma Ш}$, обусловленный шумовой составляющей на выходе схемы рисунка 3. Так как, в отличие от U_Σ, величина $U_{\Sigma Ш}$ переменна во времени, то обнаружение может быть обеспечено только с некоторой вероятностью, определяемой полосой пропускания фильтров 3, 4 и интенсивностью шума. По аналогии с (13) вероятность превышения порога U_0 шумом равна

$$P_{ПР\Sigma} = (1\text{-erf}(U_0/\sigma_{\Sigma ш}\sqrt{2})), \quad (19)$$

где $\sigma_{\Sigma ш}$ - среднеквадратический размах шума на выходе сумматора. При выбранном способе обнаружения, как показывает (19), есть только два пути повышения достоверности обнаружения – увеличение U_0 и снижение $\sigma^2_ш$, то есть уменьшение полос пропускания фильтров 3, 4.

Проверка функционирования схемы рисунка 3 производилась при полосе пропускания фильтров обнаружителя 50 Гц. ЧАП гетеродина с начальной расстройкой 5000 Гц (частота несущей 250 кГц) осуществлялась для приемных фильтров рисунка 1 с полосой пропускания 15 кГц. Обратная связь ЧД с гетеродином замыкалась через пропорционально-интегрирующий фильтр. Диаграммы работы ЧАП и обнаружителя при отношении $U^2/\sigma_ш^2$ = 0.037/0.0045 = 8.22 (или 9.15 дБ) в полосе квадратурного приема (15 кГц) показаны на рисунке 4.

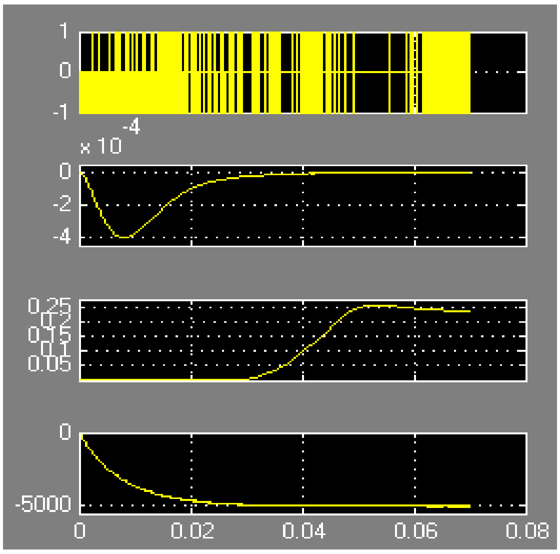

Рисунок 4 – Диаграммы работы системы ЧАП

На рисунке 4 сверху вниз: выход ЧД (единичные импульсы разной полярности), результат усреднения импульсного выхода ЧД, реакция обнаружителя, сигнал управления гетеродином (в масштабе частоты в Гц). Горизонтальные оси координат рисунка 4 размечены делениями в секундах.

Из рисунка 4 (верхняя диаграмма) следует, что влияние шумов на работу ЧД имеет, как предсказывалось, сложный характер и может быть оценено лишь статистически. Усредненная реакция ЧД (вторая кривая сверху) достаточно детерминирована (начальный спад обусловлен инерционностью фильтра-усреднителя). Кривая обратной связи (нижняя диаграмма) - монотонна во всем диапазоне управления от нуля до 5 кГц.

При заданном уровне шумов завершение ЧАП можно зарегистрировать при пороге U_0, составляющем очень небольшую часть максимального размаха выходного сигнала обнаружителя (вторая диаграмма снизу). Теоретическое доказательство этого несложно найти из (19), где $\sigma_{\Sigma ш}$ по сравнению с заданным уровнем $\sigma_ш$ = 0.0045 оказывается во много раз меньше (отношение полос квадратурного обнаружения и приема в данном случае равно 50/15000 = 1/750) и, соответственно, уже при U_0 = 0.05 (пятая часть от максимальной реакции обнаружителя) МАТЛАБ дает $\mathrm{erf}(U_0/\sigma_{\Sigma ш}\sqrt{2})$ = 1, т.е. $P_{ПР\Sigma}$ практически равна нулю.

Таким образом, проведенные исследования позволяют:

а) построить схему ЧД, использующего ряд уже имеющихся в СПИ с квадратурным приемом стандартных узлов (рисунок 1, пп.1-8), обладающего относительно широкой полосой анализа и поэтому способного ликвидировать необходимость этапа частотного поиска;

б) рассчитать дискриминационную характеристику полученного ЧД в условиях работы с шумами [уравнение (15)];

в) создать относительно простой обнаружитель окончания ЧАП (рисунок 3);

г) оценить вероятность ложного обнаружения завершения ЧАП [формула (19)].

Особенно эффективно применение изложенных результатов для СПИ в режиме пакетной передачи, когда вначале посылается простая несущая с целью обнаружения факта начала связи и быстрой компенсации частотной расстройки по несущему колебанию, а затем формируется специальная последовательность символов для окончательной синхронизации по несущей, тактам и уведомления о начале передачи самой информации. Очевидно, что факт связи (наличие несущей) может быть выявлен набором схем рисунка 3, в каждой из которых полоса пропускания фильтров должна быть частью допустимой расстройки по несущей, чтобы при охвате всего диапазона возможной расстройки выделяемый шум в полосе этих фильтров был ниже порога обнаружения (редко, когда потребуется больше четырех таких блоков и соответственно четырех частотных поддиапазонов). При наличии факта передачи несущей в работу вводится ЧАП гетеродина. Обнаружитель окончания этапа ЧАП передает затем управление процессами синхронизации системе ФАП, завершающей все необходимые операции.

Библиографический список

1. *Скляр Бернар.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е изд.: пер. с англ.- М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. – 1104 с.