

ЦИФРОВОЙ СИНТЕЗАТОР СИГНАЛОВ

Успехи в развитии беспойсковой связи, систем автоматического контроля, службы частоты и времени, радиоизмерительной техники, получение высоких точностных характеристик в радиолокационных и радионавигационных системах неразрывно связаны со стабилизацией и обеспечением когерентности рабочих сигналов группы автогенераторов, входящих в систему. Кроме того, в связной, навигационной, измерительной и другой аппаратуре необходимо реализовать частотную диапазонность. Проблемы электромагнитной совместимости радиотехнических систем вынуждают принимать меры по повышению эффективности использования частотных диапазонов, заключающиеся в применении наиболее помехозащищенных режимов работы с оптимальным рабочим спектром, в компактном размещении каналов связи с предельно малой сеткой частот и минимальными допусками на нестабильность частоты радиолинии, увеличении скорости перестройки частоты радиолинии на запасной канал связи и смене видов модуляции для защиты радиоканала от помех. При использовании модуляции возникают проблемы создания высокостабильных передатчиков, обеспечивающих малую нелинейность модуляционной характеристики с большими индексами модуляции.

Перечисленные задачи в радиотехнических системах можно успешно решать, используя в качестве основной базовой структуры сигналаобразующего устройства систему импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ). Применение в ней кварцевой стабилизации позволяет значительно расширить диапазон модулирующих частот, а наличие в цепи обратной связи делителя частоты обеспечивает получение больших значений индексов модуляции. Системы ИФАПЧ — универсальные формирователи сложных сигналов [1; 2]. Астатичность по частоте системы ФАПЧ обуславливает возможность реализации частотно-манипулированных сигналов путем изменения коэффициента деления делителя частоты в системе. Так как определенному значению выходной частоты в системе соответствует вполне определенный сдвиг фаз сигналов на фазовом детекторе (ФД), каждая задержка сигнала на любом из входов ФД будет трансформирована в изменение фазы сигнала синхронизируемого генератора (СГ) $\Delta\varphi_{\text{сг}}$. Это один из путей формирования фазоманипулированных колебаний. Использование взаимной синхронизации генераторов дает возможность в одновременной реализации параллельных частотно- и фазоманипулированных сигналов.

Рассмотрим некоторые особенности работы и результаты анализа системы ИФАПЧ при воздействии на нее различного вида

управляющих сигналов в целях формирования частотно- и фазоманипулированных колебаний в результате принудительной внутренней модуляции параметров колебаний СГ [3]. Воздействие внешнего управляющего сигнала происходит в контур СГ.

Уравнение, описывающее процесс управления фазой сигнала на выходе ФД в режиме синхронизации, имеет вид $\varphi = 2\pi \frac{v_0}{A} - \varphi_{пл}$, где A — амплитуда импульсов на выходе ФД; v_0 — уровень постоянного напряжения на выходе ФД; $\varphi_{пл}$ — постоянная разность фаз сигналов на входах ФД, обусловленная разностью задержек сигналов в опорном и управляемом каналах системы ИФАПЧ.

Это выражение показывает, что при изменении V_0 от нуля до A фаза сигнала СГ, приведенная ко входу ФД, изменяется на 2π .

Таким образом, путем подачи на дополнительный управляющий вход СГ регулируемого постоянного напряжения возможно управлять фазой выходного колебания системы ИФАПЧ с практически любой точностью дискретизации и произвольным законом изменения фазы, которые определяются степенью дискретизации и законом изменения управляющего напряжения. Так, при регулировании по определенному закону уровня постоянного напряжения происходит фазовая модуляция выходного сигнала, определяемая законом изменения уровня V_0 . В качестве управляющих сигналов можно также использовать гармонические сигналы и сигналы с угловой модуляцией.

Наличие в цепи обратной связи делителя частоты обусловлено необходимостью расширения области неискаженного усиления фазоманипулированных (ФМн) сигналов, так как при этом область притяжения точки устойчивого равновесия системы расширяется в коэффициент деления делителя фаз. Однако увеличение коэффициента делителя ведет к снижению частоты сравнения на ФД, а при чрезмерном увеличении — и к потере информации о мгновенных значениях параметров сигнала СГ, так как ФД выдает информацию о фазовом рассогласовании один раз за период. В качестве узкополосного фильтра нижних частот (ФНЧ) желательно использование пропорционально-интегрирующего фильтра не только потому, что при этом увеличивается устойчивость системы с делителем частоты, но и с целью получения апериодического характера переходных процессов, так как при этом расширяется область неискаженного усиления ФМн сигналов.

Рассмотрим воздействие на систему ИФАПЧ гармонического сигнала $V_{вн}(t)$, который не выводит ее из режима удержания, т. е. полное отклонение мгновенной частоты сигнала СГ $\Delta\omega_{полн}$ меньше полосы удержания системы $\Delta\omega_{уд}$.

Полное отклонение мгновенной частоты сигнала СГ системы ИФАПЧ с простейшим интегрирующим ФНЧ от установившегося значения при воздействии сигнала $V_{вн}$

$$\Delta\omega_{полн}(p) = \frac{\Delta\omega_{сгн}(p) p (1 + pT_{\phi})}{p(1 + pT_{\phi}) + S_{сг}K_{ФД}/K_{д}}$$

где $\Delta\omega_{сгн}(p)$ — отклонение частоты сигнала СГ, $\Delta\omega_{сгн}(p) = S_{сг}V_{вн}(p)$, не охваченного цепью обратной связи, в результате воздействия на его управляющий вход; T_{ϕ} — постоянная времени ФНЧ; $S_{сг}$ — крутизна статической характеристики управления СГ; $K_{\phi д}$ — крутизна характеристики ФД; K_d — коэффициент деления делителя частоты в цепи обратной связи.

При воздействии на систему ИФАПЧ управляющего напряжения $V_{вн}(t)$ вида функции включения (изображение по Лапласу такой функции имеет вид $V_{вн}(p) = V_{\infty}/p$) текущее значение приращения частоты

$$\Delta\omega_{полн}(t) = S_{сг}V_{\infty}e^{-S_{сг}K_{\phi д}^{1/K_d}W_{\phi нч}(t)}$$

Здесь V_{∞} — уровень скачка управляющего напряжения; $W_{\phi нч}(t)$ — коэффициент передачи ФНЧ.

Установившиеся значения приращений частоты и фазы сигнала СГ соответственно равны

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta\omega_{полн}(t) = 0; \lim_{t \rightarrow \infty} \Delta\varphi_{сг}(t) = \frac{K_d}{K_{\phi д}} V_{\infty}. \quad (1)$$

При многопозиционной манипуляции фазы сигнала СГ необходимо выбрать ФД с линейной характеристикой, так как незначительное нарушение ее линейности сопровождается нарушением закона приращения фазы. Предположив в (1) линейную зависимость $K_{\phi д}$, получаем линейную зависимость приращения фазы выходного колебания системы от уровня V_{∞} , т. е. соответствие закона фазовой манипуляции закону изменения уровня управляющего напряжения.

При воздействии дискретно-ступенчатого управляющего постоянного напряжения, изображение по Лапласу которого представляется как

$$V_{вн}(p) = \frac{V_i}{p(1 - e^{-p\tau_i})},$$

где V_i и τ_i — уровень и длительность элементарной i -й ступеньки управляющего напряжения, установившееся значение приращения фазы сигнала СГ

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta\varphi_{сг} = \frac{K_d}{K_{\phi д}} V_i. \quad (2)$$

Это выражение получено в предположении, что τ_i больше длительности переходного процесса системы ИФАПЧ.

При воздействии на управляющий вход СГ внешнего напряжения, изображение которого имеет вид

$$V_{вн}(p) = \frac{V_i(1 - e^{-p\tau_i})}{p^2\tau_i},$$

выражение для $\Delta\omega_{\text{полн}}$ запишется как

$$\Delta\omega_{\text{полн}}(p) = \frac{S_{\text{СГ}} V_i (1 - e^{-p\tau_i}) (1 + pT_{\Phi})}{p\tau_i [p(1 + pT_{\Phi}) + S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}}/K_{\text{Д}}]}$$

Для перехода от изображения к оригиналу необходимо взять интеграл

$$\Delta\omega_{\text{полн}}(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_p \frac{S_{\text{СГ}} V_i (1 - e^{-p\tau_i}) (1 + pT_{\Phi}) e^{pt}}{p\tau_i [p(1 + pT_{\Phi}) + S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}}/K_{\text{Д}}]} dp,$$

равный сумме вычетов

$$\Delta\omega_{\text{полн}}(t) = \sum_i \text{res} = \frac{K_{\text{Д}}}{K_{\Phi\text{Д}}} \frac{V_i}{\tau_i}.$$

Приращение фазы сигнала СГ при этом

$$\Delta\varphi_{\text{СГ}}(t) = \int_0^t \Delta\omega_{\text{полн}}(t) dt = \frac{K_{\text{Д}}}{K_{\Phi\text{Д}}} \frac{t}{\tau_i} V_i; \quad \Delta\varphi(t) = \frac{K_{\text{Д}}}{K_{\Phi\text{Д}}} V_i, \quad t = \tau_i. \quad (3)$$

Выражения (1) — (3) позволяют сделать вывод о том, что в случае внешнего управления уровнем постоянного напряжения фаза сигнала СГ определяется значениями $K_{\text{Д}}$, $K_{\Phi\text{Д}}$, $V_{\text{вн}}$ и не зависит от $S_{\text{СГ}}$.

При управлении гармоническим сигналом операторное выражение полного отклонения мгновенной частоты сигнала СГ системы ИФАПЧ

$$\Delta\omega_{\text{полн}}(p) = \frac{\omega_{\text{вн}} V_{\text{вн}} S_{\text{СГ}} p (1 + pT_{\Phi})}{(p^2 + \omega_{\text{вн}}^2) [p(1 + pT_{\Phi}) + S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}}/K_{\text{Д}}]},$$

где $\frac{\omega_{\text{вн}} V_{\text{вн}}}{p^2 + \omega_{\text{вн}}^2}$ — изображение гармонического сигнала, $\frac{\omega_{\text{вн}} V_{\text{вн}}}{p^2 + \omega_{\text{вн}}^2} = V_{\text{вн}}(p)$. Из решения этого выражения

$$\begin{aligned} \Delta\omega_{\text{полн}}(t) &= V_{\text{вн}} S_{\text{СГ}} \sin \omega_{\text{вн}} \times \\ &\times \left[\sqrt{\frac{1 + \omega_{\text{вн}}^2 T_{\Phi}^2}{\omega_{\text{вн}}^2 T_{\Phi}^2 2T_{\Phi} S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}}/K_{\text{Д}} + S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}}/K_{\text{Д}} \omega_{\text{вн}}^2}} \times \right. \\ &\left. + \frac{K_{\text{Д}} \omega_{\text{вн}}}{T_{\Phi} (S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}}^2 + \omega_{\text{вн}}^2)} \text{ch} \frac{S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}}}{K_{\text{Д}}} t \left(1 + \frac{S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}}}{K_{\text{Д}}} T_{\Phi} \right) e^{-\frac{t}{T_{\Phi}}} \right] t \end{aligned}$$

видно, что отклонение частоты сигнала СГ содержит установившуюся и затухающую составляющие переходного процесса [4].

Установившееся значение отклонения частоты сигнала СГ при внешнем управлении гармоническим сигналом определяется выражением

$$\Delta\omega_{\text{полн}}(\omega_{\text{вн}}) = \frac{V_{\text{вн}} S_{\text{СГ}} K_{\text{Д}} \omega_{\text{вн}}}{\omega_{\text{вн}}^2 T_{\Phi} K_{\text{Д}} - S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}}} \sqrt{1 + \omega_{\text{вн}}^2 T_{\Phi}^2}, \quad (4)$$

которое представляет собой модуль частотной характеристики системы ИФАПЧ.

Нормированная частотная характеристика системы

$$M(\omega_{\text{вн}}) = \frac{\omega_{\text{вн}} K_d}{\omega_{\text{вн}}^2 T_\Phi K_d - S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}}} \sqrt{1 + \omega_{\text{вн}}^2 T_\Phi^2}$$

Особенностью этой характеристики является то, что на частоте

$$\omega = \frac{S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}}}{K_d \sqrt{1 + 2S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}} T_\Phi / K_d}}$$

она равна единице, а на частоте

$$\omega = \sqrt{\frac{S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}}}{K_d T_\Phi}}$$

достигает своего экстремального значения, равного $K_d / S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}} T_\Phi$ и с дальнейшим ростом частоты медленно стремится к единице.

При воздействии управляющего сигнала с частотой

$$\omega_{\text{вн}} < \frac{S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}}}{K_d \sqrt{1 + 2S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}} T_\Phi / K_d}}$$

система успевает отработать изменение частоты сигнала СГ, превращая это изменение в фазовую модуляцию сигнала СГ и обеспечивая постоянное равенство частоты $\omega_{\text{СГ}}$.

Другими словами, в полосе частот модулирующего напряжения

$$0 < \omega_{\text{вн}} < \frac{S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}}}{K_d \sqrt{1 + 2S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}} T_\Phi / K_d}}$$

система ИФАПЧ осуществляет компенсацию мгновенного приращенния частоты колебания СГ в результате мгновенного изменения его фазы, т.е. система успевает отработать начальную расстройку $\Delta\omega_{\text{нач}}(\omega_{\text{вн}})$, превращая ее в фазовую модуляцию сигнала СГ и обеспечивая постоянство частоты сигнала СГ.

При воздействии внешнего гармонического сигнала $V_{\text{вн}}(t)$ с частотой

$$\omega_{\text{вн}} > \frac{S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}}}{K_d \sqrt{1 + 2S_{\text{СГ}} K_{\Phi\text{Д}} T_\Phi / K_d}}$$

происходит модуляция частоты сигнала СГ по закону управляющего воздействия, так как система не успевает отработать мгновенное приращение частоты сигнала СГ, а только обеспечивает постоянство средней частоты сигнала СГ.

В связи с тем что рассмотренный цифровой синтезатор сигналов обеспечивает стабилизацию частоты сигнала СГ, ширина спектра его сигнала всегда уже, чем в модуляторах, не охваченных обратной связью.

Список литературы: 1. Боцман П. Д. Обоснование возможности использования устройств цифрового частотного синтеза для формирования сложных сигналов // Радиотехника.— 1978.— Вып. 47.— С. 27—31. 2. Боцман П. Д. Исследование многокольцевых цифровых синтезаторов сложных сигналов // Радиотехника.—

Поступила в редколлегию 30.09.85.

УДК 621.396

В. И. АНТЮФЕЕВ, канд. техн. наук, В. А. КУЛАКОВ, А. С. ЛАРИНА,
Ю. В. ОВСЯННИКОВ, А. С. СУЛТАНОВ, канд. техн. наук

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА ДЛЯ КОМПЕНСАЦИОННОГО РАДИОМЕТРА С ПЕРИОДИЧЕСКОЙ КАЛИБРОВКОЙ

Радиотепловые изображения участков земной поверхности и расположенные на них объекты получают с помощью радиометров, расположенных на борту летательных аппаратов, движущихся с высокой скоростью. Решение такой задачи связано с получением большого объема информации за ограниченное время, что предопределяет поиск методов обеспечения высокой чувствительности радиометра. Ограничениями являются малое время последетекторного накопления сигнала, максимальные простота и надежность конструкции радиометра.

Повышения чувствительности в этом случае можно достичь в результате периодической калибровки усилительного тракта радиометра, что позволяет снизить уровень флюктуаций выходного сигнала, обусловленных нестабильностью коэффициента усиления. Достижимая вследствие этого степень повышения чувствительности радиометра существенно зависит от характеристик цифрового фильтра (ЦФ), обрабатывающего калибровочные сигналы. Однако вопрос о выборе типа и параметров ЦФ, обеспечивающего максимальную чувствительность радиометра при заданных условиях функционирования, остается открытым.

Рассмотрим решение задачи синтеза ЦФ, оптимального по критерию минимума дисперсии оценки антенной температуры.

На рис. 1 представлена структурная схема компенсационного радиометра с периодической калибровкой. Принцип его работы поясняется импульсно-временной диаграммой (рис. 2). С помощью переключателя (П), управляемого от синхронизатора (С), вход приемника с периодом t_0 на промежуток времени τ_k подключается к выходу калибровочного генератора шума (ГШ) с известной шумовой температурой T . Формируемая на выходе интегратора И1, коммутируемого от синхронизатора, последовательность $\{V_k(nt_0)\}$ усредненных на интервале τ_k калибровочных отсчетов