

ВЛИЯНИЕ РЕАЛЬНОГО ТРАКТА ПЕРЕДАТЧИКА НА ТОЧНОСТЬ МОМЕНТА МАНИПУЛЯЦИИ ФАЗЫ

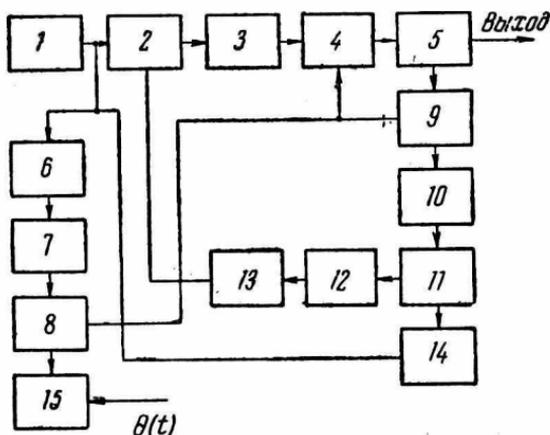
В. В. Емельянов, В. П. Подгорный

Харьков

Дискретные сигналы, проходя по реальному тракту передающего устройства, претерпевают искажения, ограничивающие практическое использование таких сигналов. К числу искажений следует отнести искажения, вызываемые неидеальностью амплитудно-частотной характеристики усилителя мощности; отличием формы модулирующего импульса, подаваемого на усилитель мощности, от прямоугольной; дисперсионными свойствами

антенно-фидерного тракта; наличием несогласованностей в антенно-фидерном тракте и т. д.

Кроме того, имеются искажения, связанные с дискретной структурой выходного сигнала и соответственно с дискретностью формирователя и дискретностью в приемном устройстве. К таким искажениям следует отнести искажения, связанные с неточностями временной структуры сигнала и фильтра, в частности, с неточностями момента манипуляции фазы сигнала [1].



Влияние искажений сказывается не только на уровне боковых лепестков выходного сигнала, но, и на форме главного лепестка, а также на соотношении сигнал-шум в главном лепестке.

Характерная особенность этих искажений та, что наибольшие дополнительные лепестки возникают в окрестности главного максимума и линейно уменьшаются к краям корреляционной функции. Величина дополнительных лепестков обратно пропорциональна числу позиций кода.

Следовательно, для уменьшения этих искажений необходимо выбирать код с большим числом позиций. Однако в ряде случаев при заданном коде и числе позиций возникает необходимость применять дополнительные меры, чтобы уменьшить неточность моментов манипуляции фазы.

В работе [2] описывается устройство, позволяющее значительно повысить точность моментов манипуляции фазы. Целесообразно рассмотреть причины, снижающие эту точность. В описанном устройстве манипулирующее напряжение $M(t)$ формируется из напряжения задающего кварцевого генератора 1. В качестве формирующего устройства 6 в системе используется схема триггера Шмитта. Схема Шмитта относится к формирующим устройствам порогового типа, т. е. на выходе схемы возникает импульс напряжения только при достижении на ее входе

определенного порогового напряжения. Формирующее устройство запускается синусоидальным напряжением. Непрерывное действие запускающего напряжения влияет на процесс опрокидывания схемы. Вместе с этим [3] относительно небольшая крутизна такого напряжения увеличивает время срабатывания и приводит к зависимости момента опрокидывания триггера от некоторых параметров запускающего напряжения и схемы. С изменением амплитуды входного сигнала напряжение срабатывания $U_{ср}$ достигается в различные моменты времени. В результате этого последовательность выходных импульсов сдвигается во времени, а между моментом прохождения запускающего напряжения через нуль и появлением импульса на выходе формирующего устройства возникает фазовый сдвиг

$$\Delta\varphi_{тш} = \arcsin \frac{U_{ср}}{U_{вх}}.$$

Из полученного выражения следует, что для уменьшения фазового сдвига $\Delta\varphi_{тш}$ необходимо увеличить уровень сигнала на входе формирующего устройства. Импульсы прямоугольной формы с выхода формирующего устройства 6 поступают на делитель 7, собранный на триггерах.

Конечное время рассасывания неосновных носителей базы насыщенного транзисторного ключевого каскада относительно момента подачи запирающего входного сигнала, являющееся вредным с точки зрения быстродействия мультивибраторных и триггерных схем, приводит к возникновению временных задержек [4].

Время задержки одним ключевым каскадом определяется временем рассасывания t_p неосновных носителей базы:

$$\Delta t_1 = t_p = \tau_p \ln \left(1 + \frac{K_n - 1}{1 + K_p} \right),$$

где K_n — коэффициент насыщения транзистора;

K_p — коэффициент рассасывания неосновных носителей;

τ_p — постоянная времени.

Время задержки делителем частоты определяется количеством входящих в него триггеров, а полное время задержки импульса до фазового манипулятора — суммой времени задержки триггера Шмитта 6, делителя 7 и кодирующего устройства 8.

Обозначим полное время задержки Δt , а соответствующий этому времени фазовый сдвиг между моментом прохождения синусоидального напряжения на входе манипулятора 4 через нуль и передним фронтом манипулирующих импульсов на выходе 8 $\Delta\varphi$.

Напряжение задающего генератора 1, проходя через промежуточные каскады до манипулятора 4, получит дополнительный фазовый сдвиг $\Delta\varphi'$, причины возникновения которого аналогичны причинам фазовых сдвигов синхронного напряжения и будут подробно рассмотрены при анализе канала выделения

синхронного напряжения. В результате этого неточность момента манипуляции фазы $\Delta\varphi_1$ определяется знаком дополнительного фазового сдвига и будет максимальной при отрицательном $\Delta\varphi'$:

$$\Delta\varphi_1 = \Delta\varphi + \Delta\varphi'.$$

Фазоманипулированное напряжение $u_4(t)$, усиленное усилителем мощности 5:

$$u_5(t) = U_{mc} \cos(\omega_c t + n\pi + \Delta\varphi_2),$$

где $n = 0; 1$ — при манипуляции фазы на 180° ;

$\Delta\varphi_2 = \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2$ — максимальная неточность манипуляции моментов фазы;

$\Delta\varphi_2$ — фазовый сдвиг, вносимый каскадами мощного усиления 5.

Для компенсации неточности момента манипуляции фазы в описанной системе применяется автоматическая подстройка фазы посылок. С этой целью часть мощности выходного сигнала подается на демодулятор 9 канала выделения синхронного напряжения (СН).

На второй вход демодулятора, представляющего собой балансный фазовый детектор, подается манипулирующее напряжение $M(t)$, которое является двухполярными импульсами:

$$M(t) = u_8(t) = A \cos n\pi$$

(A — амплитуда импульса).

Выходное напряжение балансного демодулятора 9 пропорционально произведению его входных напряжений:

$$\begin{aligned} u_9(t) &= u_5(t) M(t) = \eta U_{mc} \cos(\omega_c t + n\pi + \Delta\varphi_2) A \cos n\pi = \\ &= \frac{1}{2} \eta U_{mc} A [\cos(\omega_c t + \Delta\varphi_2) + \cos(\omega_c t + 2n\pi + \Delta\varphi_2)], \end{aligned} \quad (1)$$

где η — коэффициент пропорциональности $\left[\frac{1}{V}\right]$.

Второе слагаемое в квадратных скобках при любом целом значении n совпадает по фазе с первым слагаемым. С учетом этого выражение (1) запишется в виде

$$u_9(t) = \eta A U_{mc} \cos(\omega_c t + \Delta\varphi_2).$$

Таким образом, на выходе демодулятора выделяется колебание с частотой, равной несущей частоте входного сигнала и когерентное с ним [5]. Выделенное синхронное напряжение в дальнейшем усиливается усилителем 10 и используется в фазовом детекторе 11. Очевидно, что канал выделения синхронного напряжения вносит дополнительный фазовый сдвиг, в значительной степени влияющий на работу автоматической подстройки фазы (АПФ).

Фазовый сдвиг, вносимый контуром, зависит от расстройки частоты сигнала относительно резонансной частоты контура, а также от его параметров:

$$\varphi_k = -\operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{\Delta f}{\Delta f_{0,7}},$$

где Δf — расстройка частоты входящих сигналов относительно резонансной частоты контура;

$\Delta f_{0,7}$ — полоса пропускания контура на уровне 0,7.

При малых расстройках фазовая характеристика канала выделения СН линейна:

$$\varphi_n = p \Delta f,$$

где φ_n — фазовый сдвиг, вносимый каналом выделения СН;

p — приведенная крутизна фазовой характеристики канала.

Величина p определяется, согласно [6]:

$$p = \frac{\varphi_k}{\Delta f_{0,7}} = \frac{\pi}{2 \Delta f_{0,7}}.$$

Температура окружающей среды, воздействуя на параметры колебательного контура, вызывает изменение резонансной частоты контура, что в свою очередь, вызывает дополнительный фазовый сдвиг:

$$\Delta \varphi_T = p \Delta f.$$

При незначительных изменениях емкости C и индуктивности L контура изменение резонансной частоты определяется выражением

$$\Delta f = f_k \left(\frac{\Delta L}{2L} + \frac{\Delta C}{2C} \right), \quad (2)$$

причем

$$\Delta L = \beta_L \Delta T^\circ L, \quad \Delta C = \beta_C \Delta T^\circ C, \quad (3)$$

где β_L и β_C — температурные коэффициенты неустойчивости индуктивности и емкости;

f_k — резонансная частота контура усилителя.

Подставив выражение (3) в (2), получим

$$\Delta f = \frac{1}{2} f_k \Delta T^\circ (\beta_L + \beta_C).$$

Суммарный фазовый сдвиг СН в самом неблагоприятном случае равен

$$\Delta \varphi_{\Sigma} = \Delta \varphi_m + \varphi_n = p \left[\Delta f + \frac{1}{2} f_k \Delta T^\circ (\beta_L + \beta_C) \right].$$

Выходное напряжение усилителя

$$u_{10}(t) = \eta A U_{mc} \cos(\omega_0 t + \Delta \varphi_{\Sigma} + \Delta \varphi_{\Sigma}).$$

Выделенное СЧ и напряжение задающего генератора 1 подаются на вход фазового детектора 11. Полезный сигнал на выходе фазового детектора после фильтра низких частот равен

$$U_{12} = \frac{1}{T_0} \int_0^T u_1(t) u_{10}(t) dt = \frac{1}{T_0} \int_0^T U_{m1} \eta A U_{mc} \cos \omega_c t \cos (\omega_c t + \Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_3) dt = \frac{1}{2} \eta A U_{mc} U_{m1} \cos (\Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_3).$$

Сигнал с выхода фильтра низких частот через усилитель постоянного тока подается на фазовращатель 2. Под действием этого напряжения фазовращатель изменяет фазу сигнала, не изменяя его частоты.

При соответствующем выборе параметров фазовращатель может обеспечить линейную характеристику в очень широких пределах. Обратное воздействие фазовращателя почти полностью компенсирует неточность момента манипуляции фазы. Для статического режима можно записать, что

$$\Delta\varphi_\phi = \frac{1}{2} S_\phi K \eta A U_{m1} U_{mc} \cos \psi,$$

где $\Delta\varphi_\phi$ — приращение фазы в фазовращателе;

K — коэффициент усиления усилителя постоянного тока 13;

S_ϕ — крутизна характеристики фазовращателя (градус/в);

$$\psi = \Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_3.$$

Неточность манипуляции фазы $\Delta\psi$ будет равна

$$\Delta\psi = \Delta\varphi_2 - \Delta\varphi_\phi = \Delta\varphi_2 - \frac{1}{2} \eta K S_\phi A U_{m1} U_{mc} \cos (\Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_3). \quad (4)$$

Из выражения (4) видно, что для уменьшения неточности момента манипуляции фазы необходимо увеличивать обратное противодействие фазовращателя и уменьшать фазовый сдвиг $\Delta\varphi_3$, вносимый каналом выделения СЧ.

Как показали экспериментальные исследования канала выделения СЧ [5], при обеспечении оптимального режима работы схемы демодулятора 9 составляющая несущей частоты СЧ превосходит другие спектральные составляющие не менее чем на 50 дБ по напряжению, что значительно снижает требования к фильтрующей способности канала выделения СЧ. Следовательно, полосу пропускания усилителя 10 можно выбрать достаточно широкой и тем самым уменьшить фазовый сдвиг $\Delta\varphi_3$.

Проведенный анализ, очевидно, позволит в дальнейшем при разработке подобных систем учесть причины, вызывающие неточность момента манипуляции фазы.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. И. Тихонов. Статистическая радиотехника. Изд-во «Советское радио», 1966.
 2. В. В. Емельянов, Ф. А. Гордеева. Система формирования КИМ-ФМ-сигналов с фазой посылок 0 и π . Сб. «Радиотехника», вып. 19. Изд-во ХГУ, Харьков, 1971.
 3. Ю. А. Браммер, И. Н. Пашук. Импульсная техника. Изд-во «Высшая школа», 1965.
 4. З. П. Важенина, Н. Н. Волкова, И. И. Чадович. Методы и схемы временной задержки импульсных сигналов. Изд-во «Советское радио», 1971.
 5. В. В. Емельянов. Метод выделения колебания несущей частоты из спектра фазоманипулированного сигнала. Сб. «Радиотехника», вып. 25. Харьков. Изд-во ХГУ, 1973.
 6. В. П. Климин. Система выделения несущей частоты со следящей подстройкой фазы. «Электросвязь», 1969, № 7.
-