

А. А. ШАХИН, Н. А. ФАЙЗУЛИН

(Челябинск)

МЕТОД ЗАДАНИЯ СООТНОШЕНИЯ АМПЛИТУД СИГНАЛОВ ДВУХ РАЗЛИЧНЫХ ЧАСТОТ

В радионавигации информация о координатах цели часто содержится в соотношении амплитуд сигналов двух различных частот. Точность измерения соотношения амплитуд в системах радионавигации высока, например, для систем посадки погрешность измерения равенства амплитуд двух тонов может составлять 0,01%, что соответственно требует высокой точности аппаратуры, используемой для калибровки и настройки этих систем. Задание соотношения амплитуд сигналов с высокой точностью с помощью аттенюаторов требует изготовления прецизионных элементов аттенюаторов и, кроме того, предполагает наличие равенства амплитуд сигналов на входах аттенюаторов, что может быть достигнуто предварительной калибровкой. В статье предлагается новый метод задания соотношения амплитуд сигналов двух различных частот, не требующий прецизионных элементов и предварительной калибровки, а по точности превосходящий существующие.

Суть метода заключается в следующем: поскольку форма сигнала полностью определяет его спектральный состав, производится формирование сигнала определенной формы, не зависящей от соотношения амплитуд суммируемых сигналов. Рассмотрим сумму двух колебаний типа «меандр»:

$$U_1(t) = \frac{4A}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1)\Omega_1 t;$$

$$U_2(t) = \frac{4B}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1)\Omega_2 t; \quad U_{\Sigma}(t) = U_1(t) + U_2(t).$$

Выражение для $U_{\Sigma}(t)$ можно представить в виде:
 $A > B$

$$U_{\Sigma}(t) = \frac{4}{\pi} (A - B) \sum_0^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1)\Omega_1 t + \\
 + \frac{4}{\pi} B \sum_0^{\infty} \frac{1}{2k+1} [\sin(2k+1)\Omega_1 t + \sin(2k+1)\Omega_2 t]; \quad (1)$$

$A < B$

$$U_{\Sigma}(t) = \frac{4}{\pi} (B - A) \sum_0^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1) \Omega_2 t + \\ + \frac{4}{\pi} A \sum_0^{\infty} \frac{1}{2k+1} [\sin(2k+1) \Omega_1 t + \sin(2k+1) \Omega_2 t]; \quad (2)$$

$A = B$

$$U_{\Sigma}(t) = \frac{4}{\pi} A \sum_0^{\infty} \frac{1}{2k+1} [\sin(2k+1) \Omega_1 t + \sin(2k+1) \Omega_2 t]. \quad (3)$$

Эпюры сигналов для этих случаев приведены на рис. 1—3. Как видно из рисунков, выделить из суммарного колебания составляющую, по форме повторяющую (3), можно с помощью двухстороннего ограничителя по

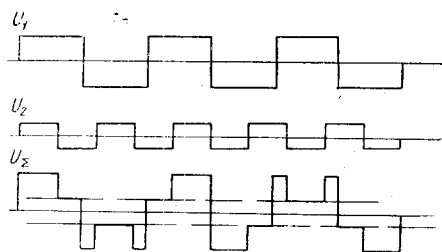


Рис. 1.

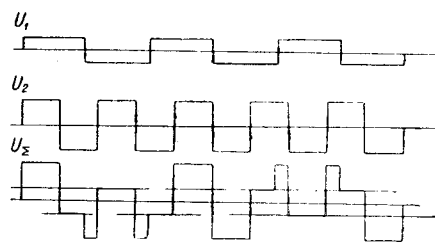


Рис. 2.

минимуму, с порогом ограничения не меньше разности амплитуд суммируемых сигналов. Схема такого устройства приведена в работе*. Используя амплитудную зависимость между спектральными составляющими колебания типа «меандр», можно имитировать соотношение амплитуд гармонических составляющих с частотами Ω_1 и Ω_2 , имеющихся в спектре выходного сигнала ограничителя. Для получения отношений амплитуд $U(\Omega_1)$ к $U(\Omega_2)$, равных $1:1$; $3:1$; $5:1$; ...; $(2k+1):1$ ($k=0, 1, 2, \dots$), необходимо суммировать колебания типа «меандр»:

$$U_1(t) = \frac{4A}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1) \Omega_1 t;$$

$$U_2(t) = \frac{4B}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1) \frac{\Omega_2}{N} t.$$

Аналогично для имитации отношений $U(\Omega_1)$ к $U(\Omega_2)$, равных $1:1$; $1:3$; $1:5$; ...; $1:(2k+1)$ ($k=0, 1, 2, \dots$), необходимо суммировать колебания:

$$U_1(t) = \frac{4A}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1) \Omega_2 N t;$$

* А. А. Шахин, Л. А. Селянский. Устройство формирования двух сигналов типа «меандр» равных амплитуд. Авторское свидетельство № 253131.— ОИПОТЗ, 1969, № 30.

$$U_2(t) = \frac{4B}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1)\Omega_1 t,$$

где N — имитируемое отношение амплитуд. Для имитации отношения $U(\Omega_1)$ к $U(\Omega_2)$, равного S/N , необходимо суммировать колебания ($S, N = 0, 1, 3, 5, \dots$):

$$U_1(t) = \frac{4A}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1) \frac{\Omega_1}{S} t; \quad (4)$$

$$U_2(t) = \frac{4B}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1) \frac{\Omega_2}{N} t. \quad (5)$$

Блок-схема устройства имитации соотношения амплитуд дана на рис. 4.

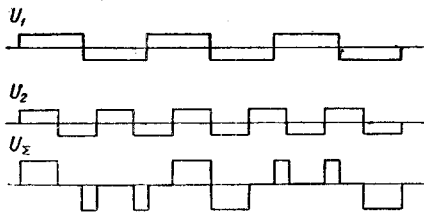


Рис. 3.

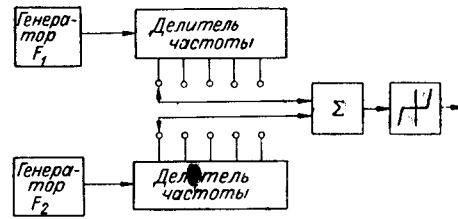


Рис. 4.

погрешности производилось разложение в ряд Фурье выходного колебания составляющих с частотами Ω_1 и Ω_2 обусловлена отклонением формы исходных колебаний от прямоугольной, т. е. фронтами и наклонами вершин импульсов. От влияния наклона вершин импульсов можно избавиться, применив потенциальные связи между элементами схемы; поэтому главным фактором, определяющим погрешность, являются фронты. Для расчета погрешности производилось разложение в ряд Фурье выходного колебания ограничителя при суммировании на входе трапецидальных колебаний. Вычисление коэффициентов ряда производилось с помощью ЦВМ. В соответствии с полученными расчетами погрешность имитации практически не зависит от имитируемого соотношения амплитуд. Расчет производился для $F_1 = 90$ гц, $F_2 = 150$ гц, $\tau_{\phi} = 10^{-6}$ сек. При этом расчетная погрешность имитации соотношения амплитуд $U(\Omega_1)$ к $U(\Omega_2)$, равных 7:1; 5:1; 3:1; 1:1; 1:3; 1:5; 1:7, не превосходила 0.002%.

Предельная погрешность имитатора может быть вычислена по формуле

$$\Delta = \left(\frac{\sin \alpha_1}{\alpha_1} \frac{\alpha_2}{\sin \alpha_2} - 1 \right), \quad (6)$$

где $\alpha_1 = \Omega_1 \tau_{\phi}$; $\alpha_2 = \Omega_2 \tau_{\phi}$.

Для ранее приведенных данных $\Delta = 8 \cdot 10^{-7}$. При повышении частот погрешность имитации возрастает. Например, для $F_1 = 5000$ гц, $F_2 = 6000$ гц, $\tau_{\phi} = 10^{-6}$ сек $\Delta = 7 \cdot 10^{-4}$.

Предыдущие расчеты получены при условии идеальности ограничения. Для оценки погрешности, обусловленной неидеальностью ограничения, аппроксимируем характеристику ограничителя ломаной линией:

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} k_2 [U_{\Sigma}(t) - E]; & |U_{\Sigma}(t)| \geq |E|; \\ k_1 U_{\Sigma}(t); & |U_{\Sigma}(t)| < |E|, \end{cases} \quad (7)$$

где k_2 — коэффициент передачи ограничителя в открытом состоянии; E — напряжение уровня ограничения; k_1 — коэффициент передачи ограничителя в закрытом состоянии.

Подставляя в (7) выражение (1), после преобразований получим

$$\Delta_1 = \frac{k_1(A - B)}{k_1(A - B) + 2k_2B}. \quad (8)$$

Для ограничителя, выполненного на кремниевых диодах, прямое сопротивление которых сотни ом, а обратное сопротивление — десятки мегом, имеем значения: $k_1 \cong 10^{-4}$ и $k_2 \cong 1$. При $A=3$ в и $B=2,8$ в $\Delta_1 = 3,6 \cdot 10^{-6}$.

Используя этот же принцип, можно построить имитатор калиброванных фазовых сдвигов. При этом на входы сумматора необходимо подавать колебания типа «меандр» с одним периодом повторения T , сдвинутые относительно друг друга на четверть периода. Выходное колебание

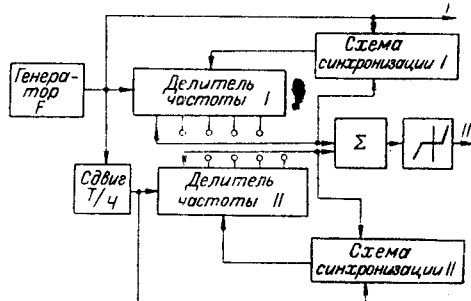


Рис. 5.

содержит в своем спектре квадратурные составляющие с частотой $F=1/T$, с отношением амплитуд S/N в зависимости от коэффициентов деления делителей частоты. В результате суммирования квадратурных составляющих (блок-схема калибратора фазы приведена на рис. 5) гармоническая составляющая с частотой F , присутствующая в выходном сигнале, имеет сдвиг фазы относительно входного с нулевой начальной фазой, равный $\theta = \arctg S/N$; $S, N=0, 1, 3, 5 \dots$

Погрешность имитации фазового сдвига определяется погрешностью имитации соотношения амплитуд и точностью установки квадратуры. Неоднозначность фазы, связанная с неопределенностью исходного состояния делителей частоты, устраняется с помощью схем синхронизации, устанавливающих делители в определенное состояние. Так как калибраторы работают от импульсных колебаний, построение их на элементах импульсной техники не представляет труда. Паразитные гармонические составляющие выходного сигнала удаляются либо фильтрами в калибруемой аппаратуре, как правило, обладающей ими, либо введением фильтров в состав калибратора.

Поступила в редакцию
25 ноября 1969 г.,
окончательный вариант —
2 марта 1970 г.