(80)

(80)

ИЗВЕСТИЯ ВУЗОВ
МВ и ССО СССР
РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

ОТДЕЛЬНЫЙ ОТТИСК

КИЕВ — 1985

рассматриваемое устройство — регенеративного типа. На рис. 2, *б*, показана зависимость потерь преобразования от степени нелинейности характеристики диода $G_e=f(A^2)$, задаваемой последовательно рядом коэффициентов нелинейности $\nu_д$, $\mu_д$, $\eta_д$.

Чувствительность определим также на основании уравнения для стационарной амплитуды гетеродина (5), заменяя в нем P_c на $P_{c\,min}$ и считая известными потери преобразования L. Однако отыскание аналитического выражения для $P_{c\,min}$ приводит к трансцендентному уравнению, неразрешимому в радикалах, в связи с чем целесообразно остановиться на соотношении следующего вида:

$$3\ln\left[-(30P_г\eta_д+8\mu_д G_\Sigma)/G_\Sigma\sqrt{|c_3+c_4P_{c\min}|}\right]=\ln\{[c_1+c_2(1+$$
$$+2L)P_{c\min}]/2a^{3/2}(1+3b_2'P_{c\min})]+[[c_1+c_2(1+2L)P_{c\min}]^2/[4a^3(1+$$
$$+3b_2'P_{c\min})^2]+1]^{1/2}\},$$

где $c_1=1024\mu_д^3-5760\nu_д\mu_д\eta_д-43200\beta\eta_д^2$, $c_2=43200\nu_д\eta_д^2/G_i-34560\mu_д^2\eta_д/G_i$, $c_3=240\nu_д\eta_д-64\mu_д^2$, $c_4=1440\mu_д\eta_д(1+2L)/G_i$, $b_2'=1440\mu_д\eta_д L/aG_i$.

Решение полученного уравнения на ЭВМ показало (рис. 3), что чувствительность устройства возрастает с уменьшением потерь преобразования и стремится к своему предельному значению, определяемому уровнем собственных шумов гетеродина.

Таким образом, в результате анализа, проведенного в работе, получены соотношения для основных параметров автодинного преобразователя, выраженные через параметры эквивалентной схемы ганновского генератора и нелинейную характеристику диода $G_e=f(A^2)$, которые могут быть положены в основу инженерных расчетов устройств подобного типа.

ЛИТЕРАТУРА

1. Андронов А. А., Витт А. А., Хайкин С. Э. Теория колебаний.— М.: Физматгиз, 1959.— 915 с.

2. Боголюбов Н. Н., Митропольский Ю. А. Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний.—М.: Наука, 1974.— 503 с.

Поступила в редакцию после переработки 28.05.84.

УДК 621.396

ТРЕБОВАНИЯ К ТОЧНОСТИ СИНХРОНИЗАЦИИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ С НЕСИНУСОИДАЛЬНОЙ НЕСУЩЕЙ

ТРИФОНОВ А. П., МАНЕЛИС В. Б., НЕЧАЕВ Е. П.

Найдены асимптотически точные выражения для характеристик оценки параметра, передаваемого посредством время-импульсной модуляции (ВИМ) сигналов Уолша. С учетом аномальных ошибок и погрешностей синхронизации произведено сравнение помехоустойчивости двух типов ВИМ.

В последние годы проявляется значительный интерес к применениям в радиосвязи сигналов с несинусоидальной несущей [1] и др. В этой связи рассмотрим время-импульсную модуляцию (ВИМ) сигналов с несущей в виде функции Уолша с учетом шума, действующего в канале связи и обычно имеющих место ошибок синхронизации.

Положим, что передаче подлежит значение безразмерного параметра l, распределенного равновероятно в интервале $[-1/2,\ 1/2]$, а несущим колебанием является прямоугольная волна Уолша $\mathrm{wal}(j,\ t/T_r)$.

Здесь j — порядковый номер функции Уолша, определяющий при упорядочении по секвенте число пересечений нулевого уровня на открытом интервале $t \in (-T_r/2,\ T_r/2)$, T_r — временная база волны Уолша [1]. Время-импульсная модуляция предполагает формирование импульса, временное положение которого пропорционально значению передаваемого параметра. В дальнейшем будем рассматривать только прямоугольные импульсы вида

$$v(t) = a \operatorname{rect}(t/\Delta) \operatorname{wal}(j, t/T_r), \tag{1}$$

где a — амплитуда,

$$\operatorname{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leqslant 1/2, \\ 0, & |x| > 1/2, \end{cases} \tag{2}$$

Δ — длительность импульса, причем полагаем $\Delta \leqslant T_r$. Будем считать, что имеется дополнительный канал синхронизации между генератором функции Уолша передатчика и генератором опорного сигнала приемника.

Пусть ВИМ осуществляется изменением временного положения модулирующей функции (2) в сигнале (1). Тогда принимаемый сигнал можно записать как

$$s_1(t, l_0, q_0) = a \operatorname{rect}[(t - Al_0)/\Delta] \operatorname{wal}[j, (t - q_0 T_r)/T_r]. \tag{3}$$

Здесь величина A определяет максимальное смещение импульса во времени, а параметр $q\,(|q| \leqslant 1/2)$ описывает временное положение несущей относительно некоторого начала отсчета.

Положим теперь, что ВИМ осуществляется изменением временного положения всего сигнала (1). Тогда полезный сигнал на входе приемника примет вид

$$s_2(t, l_0, q_0) = a \operatorname{rect}[(t - Al_0)/\Delta] \operatorname{wal}[j, (t - q_0 T_r - Al_0)/T_r]. \tag{4}$$

Таким образом, при использовании несущей в виде функции Уолша возможны два вида ВИМ: ВИМ-1, когда изменяется временное положение только прямоугольного импульса (3), и ВИМ-2, когда изменяется временное положение также и у несущей (4). Заметим, что при использовании любой периодической, в частности синусоидальной, несущей оба вида ВИМ практически совпадают и соответствуют ВИМ-1 волны Уолша.

Пусть сигнал $s_i(t,\ l_0,\ q_0)$ $(i=1,\ 2)$, определяемый выражениями (3) или (4), принимается на фоне белого гауссовского шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0. Тогда, при идеальной синхронизации (т. е. когда априори известно q_0) оптимальным является корреляционный приемник. Однако, вследствие наличия помех в канале синхронизации временное положение несущей известно неточно. Следуя [2, 3], полагаем, что в канале синхронизации вырабатывается оценка $\hat{q}$ положения несущей, которая используется для формирования опорного сигнала корреляционного приемника. В результате приемник вырабатывает функцию

$$M_i(l) = (2/N_0) \int\limits_{-T/2}^{T/2} x(t)\, s_i(t, l, \hat{q})\, dt, \tag{5}$$

где $x(t)$ — реализация аддитивной смеси сигнала (3) или (4) и белого гауссовского шума, а T — время наблюдения. По положению абсолютного максимума выходного сигнала (5) формируется оценка l_m значения передаваемого параметра.

Рассмотрим характеристики оценки параметра l. Подставляя в (5) принятую реализацию смеси сигнала и белого шума, получаем: $M_i(l) = z^2 S_i(l_0,\ l) + z N_i(l)$ $(i=1,\ 2)$, где $z^2 = 2a^2\Delta/N_0$ — отношение сигнал/шум при идеальной синхронизации,

$$S_i(l_0, l) = (2/N_0 z^2) \int_{-T/2}^{T/2} s_i(t, l_0, q_0) s_i(t, l, \hat{q})\, dt \tag{6}$$

— нормированная сигнальная функция, а

$$N_i(l) = (2/N_0 z) \int_{-T/2}^{T/2} n(t)\, s_i(t, l, \hat{q})\, dt \tag{7}$$

— нормированная шумовая функция, представляющая собой при фиксированном $\hat{q}$ реализацию центрированного гауссовского процесса [4].

При использовании ВИМ-1

$$S_1(l_0, l) = \begin{cases} 1 - 2j\,|\hat{q} - q_0| - A(1 - 2j\,|\hat{q} - q_0|)\,|l - l_0|/\Delta, & |l - l_0| \leqslant \Delta/A, \\ 0, & |l - l_0| > \Delta/A, \end{cases} \tag{8}$$

а функция корреляции нормированной шумовой функции определяется выражением

$$\langle N_1(l_1) N_1(l_2) \rangle = \begin{cases} 1 - A\,|l_1 - l_2|/\Delta, & |l_1 - l_2| \leqslant \Delta/A, \\ 0, & |l_1 - l_2| > \Delta/A. \end{cases} \tag{9}$$

Из (8) следует, что использование корреляционного приемника для обработки сигналов с ВИМ-1 возможно лишь при ошибках синхронизации, удовлетворяющих довольно ограничительному условию

$$|q_0 - \hat{q}| < 1/2j. \tag{10}$$

При обработке сигналов с ВИМ-2 сигнальная функция $S_2(l_0, l)$ имеет многопиковый характер, причем выбором подходящей несущей $\mathrm{wal}(j, t/T_r)$ можно обеспечить уровень боковых пиков не более 0,5—0,6 от величины центрального максимума для значительного диапазона ошибок синхронизации. Анализ сигнальной функции $S_2(l_0, l)$ показывает, что корреляционный приемник для обработки сигналов с ВИМ-2 можно использовать при ошибках синхронизации, удовлетворяющих условию

$$|q_0 - \hat{q}| \leqslant \Delta/2T_r. \tag{11}$$

Очевидно, это условие гораздо менее ограничительное, чем (10). Сигнальную функцию (6) и функцию корреляции шумовой функции (7) при использовании ВИМ-2 можно представить в окрестности главного максимума в виде

$$S_2(l_0, l) = 1 - T_r\,|\hat{q} - q_0|/\Delta - 2jA\,(1 - T_r\,|\hat{q} - q_0|/\Delta)\,|\,l - l_0 + T_r(\hat{q} - q_0)/A\,|/T_r, \tag{12}$$

$$\langle N_2(l_1) N_2(l_2) \rangle = 1 - 2jA\,|l_1 - l_2|/T_r. \tag{13}$$

Согласно (8), (9), (12), (13) при использовании ВИМ сигнал с несинусоидальной несущей является разрывным по параметру l [5]. Поскольку параметр l к тому же не энергетический, безусловные смещение (систематическую ошибку) и рассеяние (средний квадрат ошибки) оценки с учетом аномальных ошибок получаем в виде [4]: $d_i(l_m) = d_{0i}P_{0i} + d_{ai}(1 - P_{0i})$, $V_i(l_m) = V_{0i}P_{0i} + V_{ai}(1 - P_{0i})$. Здесь d_{0i} и V_{0i} — смещение и рассеяние оценки при наличии только нормальных ошибок, d_{ai} и V_{ai} — те же характеристики при наличии только аномальных ошибок, а P_{0i} — вероятность надежной оценки. В соответствии с определением [4] $P_{0i} \simeq \int P_{Ni}(H)\,dP_{si}(H)$, где $P_{Ni}(H)$ — распределение величины абсолютного максимума функции $M_i(l)$ на той части интервала возможных значений параметра $l \in [-1/2,\ 1/2]$, где сигнальная функция приближенно равна нулю, а $P_{si}(H)$ — на той части интервала $[-1/2,\ 1/2]$, где сигнальная функция отлична от нуля.

Для расчета вероятности надежной оценки необходимо найти функции распределения $P_N(H)$ и $P_s(H)$. Точного решения эта задача до

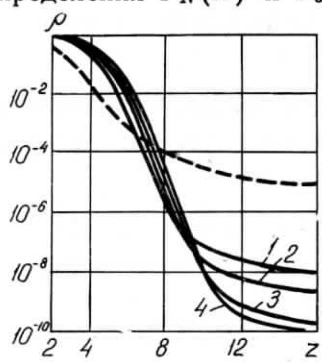

Рис. 1.

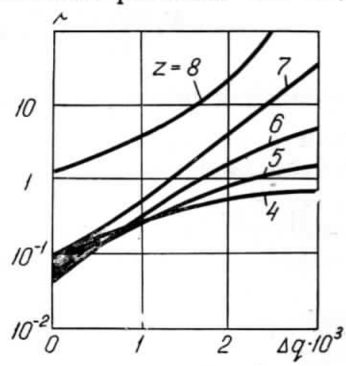

Рис. 2.

настоящего времени не имеет. Однако в [5] получена асимптотически точная аппроксимация для $P_N(H)$, точность которой возрастает с увеличением H и параметра m_i $(i=1,\ 2)$. В рассматриваемом случае для ВИМ-1 $m_1 = A/\Delta$, а для ВИМ-2 $m_2 = 2jA/\Delta$. Для распределения $P_s(H)$ в [6] получена несколько более точная аппроксимация, чем в [5]. При этом точность найденной в [6] аппроксимации функции $P_s(H)$ возрастает с увеличением отношения сигнал/шум z.

Итак, воспользовавшись результатами [5, 6], где также найдены смещение и рассеяние оценки параметра разрывного сигнала при отсутствии аномальных ошибок, получаем:

$$d_i(l_m) \simeq (i-1)\,P_{0i}(q_0 - \hat{q})\,T_r/A, \tag{14}$$

$$V_i(l_m) \simeq P_{0i}\,[13/2m_i^2 z_i^4 + (i-1)(q_0 - \hat{q})^2 T_r^2/A^2] + (1 - P_{0i})/6, \tag{15}$$

$$P_{0i} \simeq 2z_i^2 \exp(3z_i^2/2) \int\limits_1^\infty \exp[-(m_i x/\sqrt{2\pi}) \exp(-x^2/2)]\,[\exp(-xz_i) \times$$

$$\times\, \Phi(x - 2z_i) - \exp(5z_i^2/2 - 2xz_i)\,\Phi(x - 3z_i)]\,dx, \tag{16}$$

где $\Phi(\cdot)$ — интеграл вероятности [4], $z_1 = z(1 - 2j|\hat{q} - q_0|)$, $z_2 = z(1 - T_r|\hat{q} - q_0|/\Delta)$. Полагая в (14)—(16) $i=1$, получаем характеристики оценки при использовании ВИМ-1, а, полагая $i=2$,— для ВИМ-2. Формулы (14)—(16) получены в предположении, что выполняется условие (10) или (11). Хотя найденные выражения (14)—(16) являются приближенными, тем не менее точность их возрастает с увеличением отношения сигнал/шум z_i и параметра m_i. При этом, если $m_i \geqslant 10$—20, то влиянием побочных максимумов сигнальной функции с относительным уровнем 0,5—0,6 можно пренебречь [7].

Пусть ошибки синхронизации отсутствуют, так что $\hat{q} = q_0$ и отношение сигнал/шум настолько велико, что аномальными ошибками можно пренебречь ($P_{0i} \simeq 1$). Тогда из (15) имеем $V_i(l_m) \simeq 13/2m_i^2 z^4$. Нетрудно убедиться, что в этом случае для передачи значений параметра l предпочтительнее использование ВИМ-2. Действительно, применение ВИМ-2, когда $P_{0i} \simeq 1$, позволяет получить выигрыш $\chi = V_1(l_m)/V_2(l_m) \simeq 4j^2\Delta^2/T_r^2$ в точности оценки по сравнению с применением ВИМ-1. При не слишком больших отношениях сигнал/шум, когда заметную роль играют аномальные ошибки, более целесообразным может оказаться применение ВИМ-1. На рис. 1 приведены зависимости нормированного рассеяния оценки $\rho_i = 6V_i(l_m)$ от отношения сигнал/шум z при $A=10\Delta$, $\Delta=T_r/2$ и различных j. Штриховой линией нанесено рассеяние оценки при использовании ВИМ-1, а сплошными линиями — при использовании ВИМ-2 (сплошная кривая *1* соответствует $j=25$, *2* — $j=50$, *3* — $j=150$, *4* — $j=250$).

Сравнительная эффективность оценок при использовании ВИМ-1 или ВИМ-2 и наличии ошибок синхронизации иллюстрируется кривыми рис. 2. Здесь приведены зависимости отношения $\chi = V_1(l_m)/V_2(l_m)$ от ошибки синхронизации $\Delta q = |\hat{q} - q_0|$ при $j=150$. Остальные параметры выбраны такими же, как для кривых рис. 1. Кривые рис. 2 позволяют выбрать тип время-импульсной модуляции (ВИМ-1 или ВИМ-2) в зависимости от величины отношения сигнал/шум и достижимой точности синхронизации. Заметим, что характеристики оценки при использовании ВИМ-1 практически совпадают с характеристиками оценки при использовании ВИМ сигнала с синусоидальной несущей и прямоугольной огибающей [5, 8]. Таким образом, во всем диапазоне рассмотренных величин ошибок синхронизации применение ВИМ-2 оказывается более предпочтительным, чем применение ВИМ-1, если только отношение сигнал/шум не слишком мало. Более того, ВИМ-2 можно использовать при ошибках синхронизации $\Delta q > 1/2j$, когда применение ВИМ-1 невозможно (10).

ЛИТЕРАТУРА

1. Хармут Х. Ф. Теория секвентного анализа.— М. : Мир, 1980.— 574 с.
2. Горяинов В. Т. Требования к точности тактовой синхронизации в системах передачи двоичной информации.— Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника, 1970, т. 13, № 7, с. 787—798.
3. Трифонов А. П., Галун С. А. Требования к точности тактовой синхронизации при использовании ШИМ.— Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника, 1980, т. 23, № 7, с. 37—43.
4. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех.— М. : Сов. радио, 1978.— 296 с.
5. Трифонов А. П. Прием разрывного квазидетерминированного сигнала на фоне гауссовой помехи.— Изв. АН СССР. Техническая кибернетика, 1978, № 4, с. 146—154.
6. Трифонов А. П., Галун С. А. Эффективность приема случайного импульсного сигнала на фоне белого шума.— Радиотехника и электроника, 1981, т. 26, № 8, с. 1622—1630.
7. Радченко Ю. С., Трифонов А. П. Прием сложных сигналов приемником максимального правдоподобия.— Радиотехника и электроника, 1978, т. 23, № 8, с. 1749—1752.
8. Трифонов А. П. Прием разрывного радиосигнала на фоне белого шума.— Радиотехника и электроника, 1979, т. 24, № 11, с. 2226—2234.

Поступила в редакцию после переработки 11.06.84.

УДК 621.373.121.13

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ТЕРМОКОМПЕНСИРОВАННЫХ КВАРЦЕВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

ОРЛЯНСКИЙ В. И.

Предложен алгоритм оптимизации параметров термокомпенсированных кварцевых генераторов по минимуму температурной и долговременной нестабильности частоты, а также по минимуму величины напряжения источника питания.

Термокомпенсированные кварцевые генераторы (ТКГ) с использованием термозависимого потенциометра (ТЗП) и варикапа позволяют уменьшить температурную нестабильность частоты в 100 раз и более