

т. е. для узкополосных шумов при указанных предположениях среднеквадратическая погрешность совпадает с погрешностью оптимального измерителя [1].

Для широкополосных шумов интегрирование нужно проводить во всех областях $\omega = (pn \pm 1)\omega_0$. Для равномерного энергетического спектра широкополосных шумов S_0 среднеквадратическая погрешность может быть рассчитана по формуле

$$\sigma_{\varphi} = \sqrt{\frac{S_0 m}{U_m^2 T_{\text{изм}}}},$$

где m — число областей $\omega = (pn \pm 1)\omega_0$, которые перекрываются со спектром шума.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пестряков В. Б. Фазовые радиотехнические системы. М.: Сов. радио, 1968, с. 376—378.
2. Кузнецкий С. С., Чмых М. К. Уточнение классификации цифровых методов измерения сдвига фаз.— В кн.: Измерение параметров радиотехнических сигналов и цепей в физических исследованиях. Красноярск: изд. Ин-та физики СО АН СССР, 1977, с. 125—130.
3. Кузнер А. Б., Ибрагимов И. Х. Анализ погрешности определения фазы дискретным преобразованием Фурье.— В кн.: Фазоизмерительные системы и устройства. Томск: изд. ТГУ, 1974, с. 47.

*Поступила в редакцию 6 сентября 1979 г.;
окончательный вариант — 1 февраля 1980 г.*

УДК 621.317.7.085.36 : 621.3.019.4

Э. К. ШАХОВ

(Пенза)

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ИНТЕГРИРУЮЩИХ ЦИФРОВЫХ ПРИБОРОВ

Характерным для современного состояния техники интегрирующего цифрового измерения является то обстоятельство, что достигнутые к настоящему времени точностные характеристики ЦИП и АЦП не всегда могут быть реализованы из-за недостаточной степени помехоподавления. Действительно, известны, например, реализации интегрирующих ЦИП, разрешающая способность и линейность которых позволяют различать до 10^5 — 10^6 градаций измеряемого напряжения без переключения предела. Очевидно, что в условиях воздействия помех, соизмеримых с полезным сигналом, достижение столь высокой разрешающей способности имеет смысл лишь в том случае, если одновременно обеспечивается значение коэффициента подавления ~ 100 — 120 дБ.

Однако коэффициент помехоподавления при применении традиционного метода повышения помехоустойчивости [1], основанного на синхронизации интервала интегрирования с периодом помехи, практически ограничен значением ~ 70 — 80 дБ, что связано с инерционностью устройства автоподстройки частоты, которое не успевает отслеживать быстрые флуктуации частоты сетевой помехи. Именно поэтому в последнее время предпринимаются попытки изыскания иных путей повышения помехо-

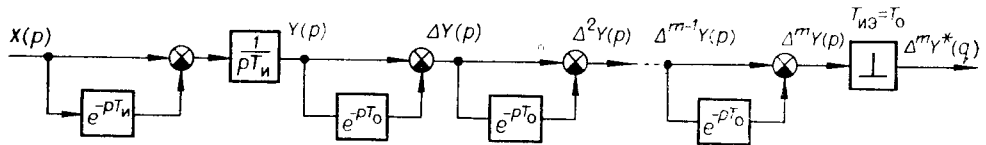


Рис. 1.

устойчивости интегрирующих ЦИП и АЦП. Одним из наиболее перспективных представляется метод, основанный на предварительном умножении интегрируемого сигнала на определенного вида весовую функцию [1]. В настоящей статье предлагается один из возможных путей синтеза весовых функций, имеющий наглядную физическую интерпретацию. Следует заметить, что класс рассматриваемых здесь весовых функций ограничен лишь множеством ступенчатых функций. Это связано с тем, что в общем случае реализация упомянутой выше операции умножения вызывает значительные технические трудности. В случае же ступенчатой весовой функции операции умножения и интегрирования перестают быть существенно упрощает соответствующее реализующее устройство. Кроме того, подразумевается, что интегрирующий ЦИП (АЦП) представляет собой совокупность предварительно интегрирующего развертывающего преобразователя (ИРП) [2] входной величины в частоту или интервал времени и последующего преобразователя этих величин в код.

При указанном выше ограничении класса весовых функций суть рассматриваемого метода повышения помехоподавления состоит в реализации алгоритмов цифровой фильтрации, обычно используемых при синтезе нерекурсивных цифровых фильтров, т. е. алгоритмов, предусматривающих суммирование с определенными весовыми коэффициентами задержанных на соответствующие интервалы времени дискретных значений фильтруемого сигнала. Единственная особенность в данном случае определяется лишь тем, что подобным операциям подвергаются дискретные значения не самого фильтруемого сигнала, а скользящего интеграла от него, т. е. дискретные значения выходной величины ИРП.

Для того чтобы пояснить физический смысл идеи повышения помехоподавления, рассмотрим изображенную на рис. 1 математическую модель, отображающую процесс определения конечной разности m -го порядка от выходной величины ИРП. Совокупность звена запаздывания e^{-pT_n} (T_n — интервал интегрирования ИРП), разностного и интегрирующего $1/pT_n$ звеньев отображает процесс получения скользящего интеграла $y(t) = \frac{1}{T_n} \int_{t-T_n}^t x(\tau) d\tau$ от входной величины, т. е. образует математи-

ческую модель собственно интегрирующего развертывающего преобразователя [2]. Далее выходная величина $y(t)$ задерживается на интервал T_0 и вычитается из текущего значения выходной величины. Получающийся результат и есть разность $\Delta Y[n, \epsilon]$ первого порядка, относящаяся к моменту $t = (n + \epsilon)T_0$, $0 \leq \epsilon \leq 1$, где T_0 — шаг дискретизации по времени. Далее для получения разности $\Delta^2 Y[n, \epsilon]$ второго порядка аналогичному преобразованию подвергается разность первого порядка и т. д. В математической модели эти преобразования осуществляются в непрерывном виде, поэтому до импульсного элемента фактически модель отображает процесс получения «скользящей» разности m -го порядка, т. е. $\Delta^m Y[n, \epsilon]$. Реально же, поскольку выходная величина ИРП дискретизирована во времени, имеется возможность определять лишь конечные разности при $\epsilon = 0$. Поэтому на выходе модели помещен импульсный элемент с периодом работы $T_{из} = T_0$, что делает ее адекватно отображающей реальные процессы. В дальнейшем мы будем рассматривать лишь процессы в не-

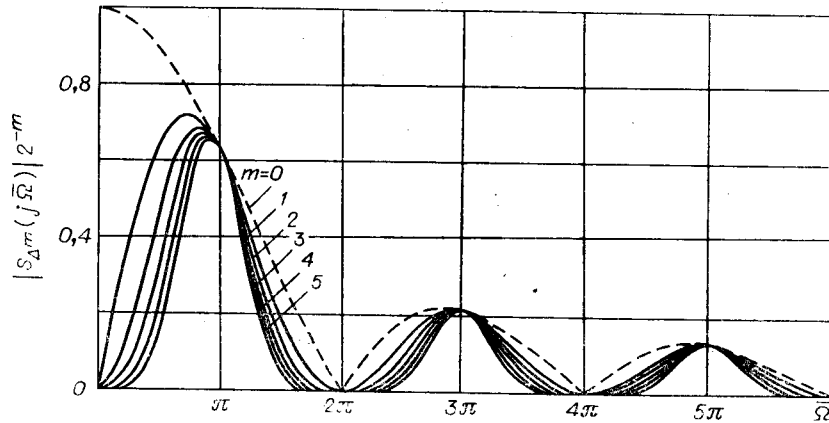


Рис. 2.

прерывной части модели, так как именно она независимо от периода работы импульсного элемента определяет форму связи дискретного значения выходной величины с непрерывной входной величиной.

Амплитудно-фазовая характеристика (АФХ) непрерывной части модели на рис. 1 определяется следующим очевидным соотношением:

$$S_{\Delta m}(j\bar{\Omega}) = \frac{1}{j\bar{\Omega}} (1 - e^{-j\bar{\Omega}}) (1 - e^{-jq\bar{\Omega}})^m, \quad (1)$$

где $\bar{\Omega} = \Omega T_n$ — относительная частота изменения входного сигнала; $q = T_c/T_n$ — отношение шага дискретизации к интервалу интегрирования.

Модуль и аргумент АФХ (1) имеют вид

$$S_{\Delta m}(j\bar{\Omega}) = 2^m \frac{|\sin 0,5\bar{\Omega}|}{0,5\bar{\Omega}} |\sin 0,5q\bar{\Omega}|^m, \quad (2)$$

$$\Psi_{\Delta m}(\bar{\Omega}) = m(0,5\pi - 0,5q\bar{\Omega}) - 0,5\bar{\Omega}. \quad (3)$$

При $m = 0$ выражения (2) и (3) обращаются в модуль и аргумент обычной АФХ ИРП.

На рис. 2 представлены графики модулей (АЧХ) нормированных АФХ (1), построенных для случая $q = 1$ при различных значениях порядка m конечных разностей. Из графиков видно, что в точках $\bar{\Omega} = n\pi/q$ ($n = 1, 2, 3, \dots$) касательные к кривым АЧХ при всех значениях m совпадают (имеет место равенство первых производных). Следовательно, вычитая друг из друга две любые АЧХ при неравных значениях m , можно получить в точках $\bar{\Omega} = n\pi/q$ нуль АЧХ двойной кратности. Заметим, что чем выше кратность нуля АЧХ, тем более высокая степень подавления имеет место в области малых отклонений частоты помехи от точек $\bar{\Omega} = n\pi/q$ теоретически полного подавления.

Следует иметь в виду, что суммировать алгебраически модули АФХ можно лишь в том случае, если соответствующие им векторы находятся в фазе или противофазе. Следовательно, прежде чем алгебраически суммировать модули АФХ, необходимо выравнять фазы суммируемых векторов. Учитывая линейность фазово-частотных характеристик (3), выравнивание фаз двух (или более) суммируемых векторов можно осуществить путем введения надлежащей задержки по времени у того из суммируемых векторов, фаза которого является опережающей. Кроме того, как следует из (3), если векторы АФХ соответствуют значениям m , отличающимся на некоторое число k , то они имеют разность начального (при $\bar{\Omega} = 0$) сдвига фаз, равную $0,5k\pi$, т. е. при нечетном k находятся в квад-

ратуре. Выравнивать фазы таких векторов вообще не представляется возможным. Поэтому суммировать можно лишь модули АФХ, соответствующих значениям m , отличающимся на четное число, при условии предварительного выравнивания их фаз.

Проиллюстрируем изложенное на конкретном примере. Суммируя согласно сформулированному правилу обобщенные АФХ при $m=0$ и $m=2$, получим следующее выражение для скорректированной АФХ:

$$S_h(j\bar{\Omega}) = \alpha_0 \frac{|\sin 0,5\bar{\Omega}|}{0,5\bar{\Omega}} e^{-j0,5\bar{\Omega}} e^{-jq\bar{\Omega}} - \alpha_2 2^2 \frac{|\sin 0,5\bar{\Omega}|}{0,5\bar{\Omega}} \sin^2 0,5q\bar{\Omega} e^{-j(q+0,5)\bar{\Omega}}. \quad (4)$$

Очевидно, для того чтобы после коррекции коэффициент передачи на частоте $\bar{\Omega} = 0$ сохранился неизменным и равным единице, а на частоте помехи $\bar{\Omega}_n = \pi/q$ — равным нулю, необходимо согласно рис. 2 суммировать нормированные (т. е. умноженные на 2^{-m}) АФХ, т. е. выбрать значения весовых коэффициентов при $S_{\Delta 0}(j\bar{\Omega})$ и $S_{\Delta 2}(j\bar{\Omega})$ равными $\alpha_0 = 1$ и $\alpha_2 = -1/4$. Кроме того, для соблюдения условия выравнивания фаз суммируемых векторов АФХ $S_{\Delta 0}(j\bar{\Omega})$ умножена на $e^{-jq\bar{\Omega}}$ (чему в области действительной переменной соответствует задержка выходной величины ИРП на интервал времени qT_n).

С учетом указанных значений весовых коэффициентов модуль скорректированной АФХ (4) имеет вид

$$|S_h(j\bar{\Omega})| = (|\sin 0,5\bar{\Omega}|/0,5\bar{\Omega}) \cos^2 0,5q\bar{\Omega}.$$

Из этого выражения следует, что в точке $\bar{\Omega} = \pi/q$ имеет место теоретически полное подавление помехи, а в области малых отклонений от этой точки — значительное подавление помехи, поскольку соответствующий нуль АФХ имеет двойную кратность. Для реализации этого свойства необходимо выбрать интервал интегрирования

$$T_n = 0,5T_n/q,$$

где T_n — период помехи.

АФХ (4) соответствует следующая передаточная функция:

$$S_h(p) = \frac{1 - e^{-pT_n}}{pT_n} e^{-pqT_n} + \frac{1}{4} \frac{1 - e^{-pT_n}}{pT_n} (1 - 2e^{-pqT_n} + e^{-p2qT_n}).$$

Заметим, что в этом выражении сомножитель $(1 - e^{-pT_n})/pT_n$ представляет собой передаточную функцию непрерывной части математической модели ИРП [2]. Следовательно, изображения скорректированного результата $Y_h(p)$ и выходной величины $Y(p)$ ИРП (см. рис. 1) связаны соотношением

$$Y_h(p) = Y(p) \left(\frac{1}{4} e^{-p2qT_n} + \frac{2}{4} e^{-pqT_n} + \frac{1}{4} \right). \quad (5)$$

Выражение (5) дает алгоритм реализации рассматриваемой коррекции. Очевидно, для этого необходимо сложить три результата преобразования ИРП, следующих через интервал qT_n , с весовыми коэффициентами $1/4$, $2/4$ и $1/4$. При этом общее время преобразования составляет $T_\Sigma = (1 + 0,5/q)T_n$.

Наглядное представление о полученных алгоритмах коррекции дают диаграммы на рис. 3, где изображены кривая гармонической помехи $U_n(t)$ и ступенчатая весовая функция $g_q(t)$, значение которой на каждом из последовательных интервалов T_n показывает, с каким весом берется соответствующий результат преобразования ИРП при реализации рассматриваемого алгоритма. Практически данный и рассматриваемые далее

другие алгоритмы коррекции реализуются достаточно просто. Например, в случае использования в интегрирующем ЦИП (АЦП) предварительно интегрирующего преобразователя с выходной величиной в виде интервала времени необходимая весовая функция воспроизводится соответствующим изменением частоты следования импульсов, заполняющих последовательные информативные интервалы времени на этапе аналогоцифрового преобразования выходной величины ИРП.

Для того чтобы повысить степень подавления помехи в области малых отклонений ее частоты от точки $\bar{\Omega} = \pi/q$, необходимо увеличивать кратность нуля АФХ в этой точке. Из графика АЧХ на рис. 2 можно видеть, что такая цель достигается, если к скорректированной АФХ (4) добавить с надлежащим весовым коэффициентом АФХ, соответствующую $m = 2$ при значении параметра q , увеличенном вдвое, т. е. реализовать следующее выражение скорректированной АФХ:

$$S_k(j\bar{\Omega}) = \frac{|\sin 0,5\bar{\Omega}|}{0,5\bar{\Omega}} e^{-j(2q+0,5)\bar{\Omega}} - \frac{|\sin 0,5\bar{\Omega}|}{0,5\bar{\Omega}} \sin^2 0,5q\bar{\Omega} e^{-j(2q+0,5)\bar{\Omega}} - \alpha_2 \frac{|\sin 0,5\bar{\Omega}|}{0,5\bar{\Omega}} \sin^2 q\bar{\Omega} e^{-j(2q+0,5)\bar{\Omega}}. \quad (6)$$

Здесь первые два слагаемых представляют собой АФХ (1) при $m = 0$ и $m = 2$, умноженные соответственно на $e^{-j2q\bar{\Omega}}$ и $e^{-jq\bar{\Omega}}$, что необходимо для выравнивания фаз суммируемых векторов.

Модуль АФХ (6) имеет вид

$$|S_k(j\bar{\Omega})| = (|\sin 0,5\bar{\Omega}|/0,5\bar{\Omega})(\cos^2 0,5q\bar{\Omega} - \alpha_2 4 \sin^2 q\bar{\Omega}). \quad (7)$$

Разлагая $\cos^2 0,5q\bar{\Omega}$ и $\sin^2 q\bar{\Omega}$ в ряд Тейлора в окрестности точки $\bar{\Omega} = \pi/q$, получим

$$S_k(j\bar{\Omega}) \cong \frac{|\sin 0,5\bar{\Omega}|}{0,5\bar{\Omega}} \left[\frac{q^2}{4} \left(\bar{\Omega} - \frac{\pi}{q} \right)^2 - \frac{q^4}{48} \left(\bar{\Omega} - \frac{\pi}{q} \right)^4 - \alpha_2 4q^2 \left(\bar{\Omega} - \frac{\pi}{q} \right)^2 + \alpha_2 \frac{4}{3} q^4 \left(\bar{\Omega} - \frac{\pi}{q} \right)^4 \right].$$

Приравнивая нулю сумму коэффициентов при $(\bar{\Omega} - \pi/q)^2$, найдем необходимое значение весового коэффициента α_2 ; оно равно $1/16$. Подставим это значение в выражение (7):

$$|S_k(j\bar{\Omega})| = (|\sin 0,5\bar{\Omega}|/0,5\bar{\Omega}) \cos^4 0,5q\bar{\Omega}. \quad (8)$$

Таким образом, в данном случае скорректированная АФХ имеет в точке $\bar{\Omega} = \pi/q$ нуль четверной кратности.

Применяя методiku, аналогичную вышеизложенной, можно показать, что алгоритм, реализующий АЧХ (8), состоит в суммировании пяти результатов преобразования ИРП, следующих через интервал qT_n , с весовыми коэффициентами $1/16$, $4/16$, $6/16$, $4/16$ и $1/16$.

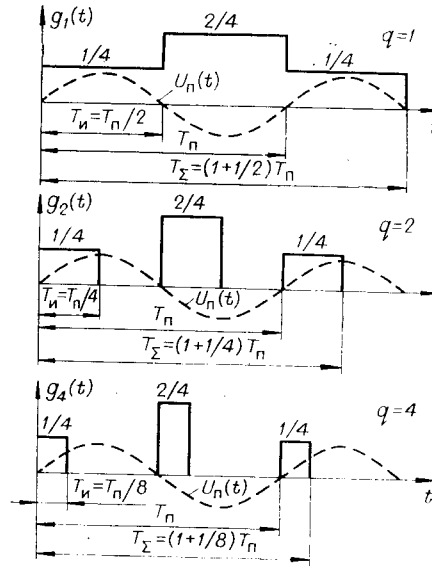


Рис. 3.

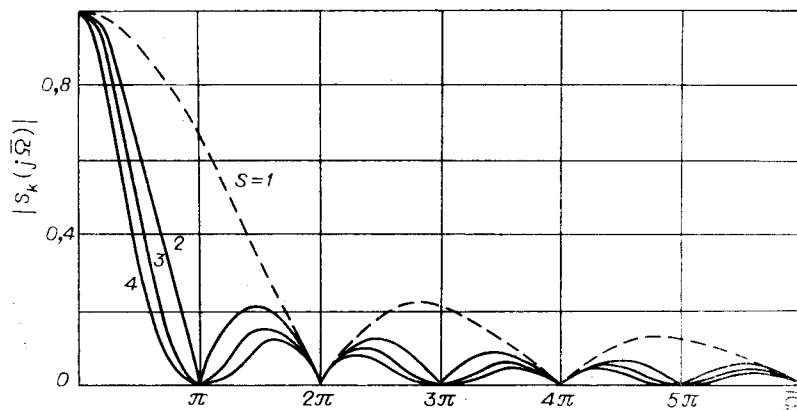


Рис. 4.

Анализируя полученные весовые функции, нетрудно заметить, что их последовательные отличные от нуля значения пропорциональны коэффициентам бинома Ньютона при показателе его степени, на единицу меньшем числа s суммируемых результатов. Можно заметить, что данному правилу подчиняются и все другие возможные случаи рассматриваемого алгоритма коррекции, соответствующие любому целому значению s , включая $s = 2$.

В общем случае при произвольном s модуль скорректированной АФХ определяется выражением

$$|S_k(j\bar{\Omega})| = (|\sin 0,5\bar{\Omega}|/0,5\bar{\Omega}) |\cos 0,5q\bar{\Omega}|^{s-1}. \quad (9)$$

Общее время преобразования

$$T_z = ((s-1)/2 + 0,5/q)T_n. \quad (10)$$

На рис. 4 приведено семейство кривых, соответствующих зависимости (9) при $q = 1$ и ряде значений s .

Для количественной оценки эффективности метода служит следующая вытекающая из выражения (9) формула для коэффициента подавления гармонической помехи

$$P_n = 20 \lg(0,5\bar{\Omega}/|\sin 0,5\bar{\Omega}| |\cos 0,5q\bar{\Omega}|^{s-1}). \quad (11)$$

Для расчетов в области малых отклонений от точки π/q наилучшего помехоподавления можно воспользоваться более простым асимптотическим выражением, получаемым из (11) путем разложения $\sin 0,5\bar{\Omega}$ и $\cos 0,5q\bar{\Omega}$ в степенные ряды в окрестности этой точки:

$$P_n \cong 40(s-1) + 20 \lg(0,5\pi/q) - 20(s-1) \lg \delta - 20(s-1) \lg 0,5\pi - 20 \lg(\sin 0,5\pi/q), \quad (12)$$

где δ — отклонение относительной частоты помехи от значения π/q , выраженное в процентах.

На рис. 5 показаны графики зависимости (12) при различных значениях параметров s и q . Как видно, при $s > 2$ увеличение q не сопровождается существенным снижением помехоподавления (максимум на 4 дБ). Следовательно, реализация алгоритмов повышения помехоподавления целесообразна и при оперировании мгновенными значениями входной величины ($q \rightarrow \infty$); один из вариантов решения задачи в данной постановке рассмотрен в [3]. При $s = 2$ с увеличением q коэффициент помехоподавления резко падает. Поэтому в этом случае увеличение q с целью снижения общего времени преобразования недопустимо. При

$s > 2$ увеличение параметра q , как следует из выражения (10), снижает общее время преобразования, однако при больших значениях s уменьшение T_z незначительно.

По сравнению с традиционным методом повышения помехоподавления, основанным на синхронизации интервала интегрирования с периодом помехи, рассматриваемый метод обладает тремя основными преимуществами:

1) обеспечивает более высокую степень помехоподавления в условиях быстрых флуктуаций частоты сетевой помехи;

2) отличается простой схемной реализацией, так как благодаря фиксированному интервалу интегрирования отпадает необходимость в сложном устройстве автоподстройки частоты;

3) обеспечивает большее быстродействие, поскольку переходный процесс в устройстве автоподстройки принципиально не может быть меньше двух периодов помехи; практически же его продолжительность еще больше.

Для исследования возможности обеспечения высокой степени подавления периодических помех при $T_z \leq T_n$ рассмотрим случай реализации скорректированной АФХ, когда точка наилучшего помехоподавления $\bar{\Omega}_n$ на оси частот выбирается независимо от значения q .

Подставляя в общее выражение (2) значения $m = 0$ и $m = 2$ и суммируя АЧХ с весовыми коэффициентами 1 и α_2 , получим

$$|S_k(j\bar{\Omega})| = (|\sin 0,5\bar{\Omega}|/0,5\bar{\Omega})|1 + \alpha_2 4 \sin^2 0,5q\bar{\Omega}|. \quad (13)$$

Отсюда нетрудно найти значение коэффициента α_2 , обеспечивающее получение нуля скорректированной АЧХ в заданной точке $\bar{\Omega}_n$:

$$\alpha_2 = -1/4 \sin^2 0,5q\bar{\Omega}_n. \quad (14)$$

Подставим (14) в (13):

$$|S_k(j\bar{\Omega})| = (|\sin 0,5\bar{\Omega}|/0,5\bar{\Omega})|1 - \sin^2 0,5q\bar{\Omega}/\sin^2 0,5q\bar{\Omega}_n|. \quad (15)$$

При условии $\bar{\Omega}_n = \pi/q$ эта формула совпадает с ранее уже полученным выражением (9) (при $s = 3$), дающим в этой точке нуль двойной кратности. Если же $\bar{\Omega}_n \neq \pi/q$, то согласно (15) в точке $\bar{\Omega}_n$ имеет место простой нуль. Возможен ряд способов повышения кратности нуля скорректированной АФХ в точке $\bar{\Omega}_n$. Рассмотрим один из них.

Нетрудно показать, что умножению модуля АФХ на $\cos 0,5\beta\bar{\Omega}$ соответствует умножение передаточной функции на сомножитель вида $0,5(1 + e^{-p\beta T_n})$. В операторном виде характеристика (15) соотносится со следующей связью изображений скорректированного результата и выходной величины ИРП:

$$Y_k(p) = Y(p) [e^{-pqT_n} + \alpha_2(1 - 2e^{-pqT_n} + e^{-p2qT_n})]. \quad (16)$$

Проведя указанное перемножение, вместо (15) и (16) будем иметь

$$|S_k(\bar{\Omega})| = (|\sin 0,5\bar{\Omega}|/0,5\bar{\Omega})|(1 - \sin^2 0,5q\bar{\Omega}/\sin^2 0,5q\bar{\Omega}_n)\cos 0,5\beta\bar{\Omega}|, \quad (17)$$

$$Y_k(p) = Y(p) 0,5 [e^{-pqT_n} + \alpha_2(1 - 2e^{-pqT_n} + e^{-p2qT_n})] (1 + e^{-p\beta T_n}). \quad (18)$$

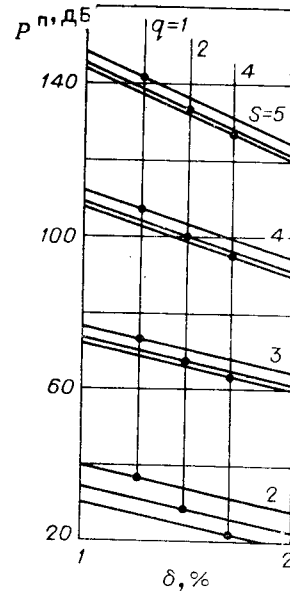


Рис. 5.

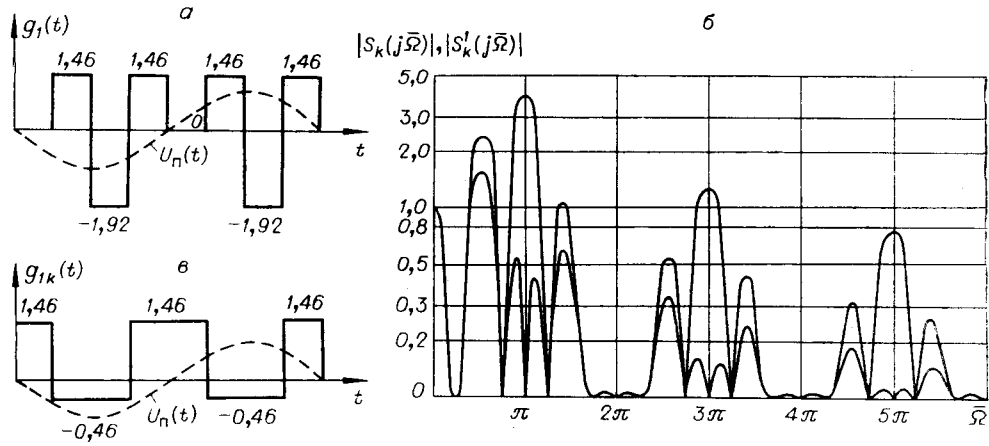


Рис. 6.

Очевидно, что условием получения в точке $\bar{\Omega}_n$ нуля двойной кратности является выполнение равенства

$$0,5\beta\bar{\Omega}_n = \pi/2,$$

откуда

$$\beta = \pi/\bar{\Omega}_n. \quad (19)$$

Подставим (19) в (17) и (18):

$$|S_k(j\bar{\Omega})| = (|\sin 0,5\bar{\Omega}|/0,5\bar{\Omega}) |1 - \sin^2 0,5q\bar{\Omega}/\sin^2 0,5q\bar{\Omega}_n| \cos \pi\bar{\Omega}/2\bar{\Omega}_n; \quad (20)$$

$$Y_k(p) = Y(p) 0,5 \left[\alpha_2 + (1 - 2\alpha_2) e^{-pqT_n} + \alpha_2 e^{-p2qT_n} + \right. \\ \left. + \alpha_2 e^{-p\frac{\pi}{\bar{\Omega}_n}T_n} + (1 - 2\alpha_2) e^{-p\left(q + \frac{\pi}{\bar{\Omega}_n}\right)T_n} + \alpha_2 e^{-p\left(2q + \frac{\pi}{\bar{\Omega}_n}\right)T_n} \right]. \quad (21)$$

Общее время преобразования

$$T_z = (1 + 2q + \pi/\bar{\Omega}_n)(\bar{\Omega}_n/2\pi)T_n. \quad (22)$$

При значениях параметров $q = 1$ и $\bar{\Omega}_n = \pi/4$ получим весовую функцию, показанную на рис. 6, а; соответствующая скорректированная АЧХ приведена на рис. 6, б (внешняя кривая). При этом время преобразования составляет $0,875 T_n$, т. е. меньше периода помехи, что следует из рис. 6, а и выражения (22) при подстановке в него указанных значений параметров q и $\bar{\Omega}_n$. Недостаток алгоритма — некоторый подъем АЧХ на участках оси частот, прилегающих к точкам $\pi/2, \pi, 3\pi/2, 5\pi/2$ и т. д. Для того чтобы проиллюстрировать возможность дальнейшей коррекции АЧХ с целью устранения указанного недостатка, на рис. 6, в приведен еще один вариант весовой функции $g_q(t)$, а на рис. 6, б — соответствующая ей АЧХ (внутренняя кривая). Алгоритм получен умножением оператора преобразования (21) на $0,5(1 + e^{-pT_n})$, чему соответствует умножение АЧХ (20) на $\cos 0,5\bar{\Omega}$. В результате получаем дополнительные нули скорректированной АЧХ в точках $\bar{\Omega} = (2k - 1)\pi, k = 1, 2, 3, \dots$. При этом АЧХ и оператор преобразования принимают следующий вид:

$$|S_k(j\bar{\Omega})| = \\ = (|\sin 0,5\bar{\Omega}|/0,5\bar{\Omega}) |1 - \sin^2 0,5q\bar{\Omega}/\sin^2 0,5q\bar{\Omega}_n| \cos(\pi\bar{\Omega}/2\bar{\Omega}_n) \cos 0,5\bar{\Omega}; \quad (23)$$

$$Y_k(p) = Y(p) 0,25 [\alpha_2 + (1 - \alpha_2)e^{-pT_{\Pi}} + (1 - \alpha_2)e^{-p2T_{\Pi}} + \alpha_2e^{-p3T_{\Pi}} + \alpha_2e^{-p4T_{\Pi}} + (1 - \alpha_2)e^{-p5T_{\Pi}} + (1 - \alpha_2)e^{-p6T_{\Pi}} + \alpha_2e^{-p7T_{\Pi}}].$$

Как видно из рис. 6, в, время преобразования при использовании дополнительной коррекции увеличивается до одного периода помехи.

Из выражения (20) может быть получено следующее соотношение для расчета коэффициента помехоподавления в области малых отклонений частоты от точки $\bar{\Omega}_{\Pi}$:

$$P_{\Pi} = 80 + 20 \lg (\operatorname{tg} 0,5q\bar{\Omega}_{\Pi}) - 20 \lg (\sin 0,5\bar{\Omega}_{\Pi}) - 20 \lg q - 20 \lg \pi - 40 \lg \delta. \quad (24)$$

Оно остается справедливым и для случая реализации АЧХ (23), поскольку в рассматриваемой области (см. рис. 6, б) влияние дополнительной коррекции практически незаметно. При значениях δ , равных 1 и 2%, рассчитанный по формуле (24) коэффициент P_{Π} составляет соответственно 71 и 59 дБ.

Таким образом, с помощью предложенных алгоритмов обработки выходной информации ИРП без применения синхронизации интервала интегрирования с периодом помехи и без увеличения времени преобразования можно повысить коэффициент помехоподавления от 40 и 28 дБ (см. график на рис. 5 при $s=2$, $q=1$, $\delta=1$ и 2) до ~ 70 и 60 дБ соответственно при отклонениях частоты гармонической помехи от номинального значения на 1 и 2%.

Особенно высокую эффективность рассмотренный метод может обеспечить в комбинации с классическим способом, предусматривающим синхронизацию времени интегрирования с периодом помехи. При этом все приведенные выше значения коэффициента P_{Π} увеличиваются примерно на 70 дБ.

В заключение следует заметить, что предлагаемый метод коррекции может быть использован не только для повышения помехоустойчивости, но и для решения других задач целенаправленного изменения динамических характеристик интегрирующих АЦП [4, 5]. Например, для них характерна погрешность от усреднения результата за время интегрирования (или так называемая методическая погрешность представления информации интегральными значениями измеряемой величины). Суммируя АФХ (1) при $m=0$ с весовым коэффициентом $\alpha_0=1$ и при $m=2$ с коэффициентом $\alpha_2=1/24q^2$, можно уменьшить данную погрешность от значения $(1/24)(1+q^2)\Omega^2$ до $(1/288)(7/20+q^2)\bar{\Omega}^4$. Диапазон возможностей метода охватывает также синтез алгоритмов численного дифференцирования функции по ее дискретным интегральным значениям, которые обеспечивают на 3 порядка более высокую точность дифференцирования по сравнению с известными формулами численных методов математики для дифференцирования функции по ее дискретным мгновенным значениям [5].

ЛИТЕРАТУРА

1. Швецкий Б. И., Вишенчук И. М. Помехозащищенные цифровые вольтметры.— Измерения, контроль, автоматизация, 1975, № 1 (3).
2. Шахов Э. К., Михотин В. Д. Интегрирующие развертывающие преобразователи.— Измерения, контроль, автоматизация, 1977, № 1 (9).
3. Касперович А. Н., Корчагин И. Я. Анализ погрешности обработки результатов измерений цифровым прибором, проводимой для ослабления влияния гармонических помех.— В кн.: Автоматический контроль и методы электрических измерений. Т. 1. [Труды VIII конф.]. Новосибирск: Наука, 1971.

4. Шахов Э. К. Алгоритмы коррекции погрешности представления информации дискретными интегральными значениями функции.— В кн.: Методы и средства преобразования сигналов. Т. 1. [Тезисы докл. 1-й Всесоюз. конф.]. Рига: Зинатне, 1978.
5. Шахов Э. К. Об использовании косвенной интерполяции для восстановления непрерывных сигналов при интегральном представлении информации.— Цифровая информационно-измерительная техника. Вып. 8. [Межвуз. сб. научн. трудов]. Пенза: изд. Пензенского политехн. ин-та, 1978.

*Поступила в редакцию 19 июля 1978 г.;
окончательный вариант — 6 марта 1979 г.*

УДК 621.378.325

К. П. КОМАРОВ

(Новосибирск)

СТАЦИОНАРНЫЙ РЕЖИМ И РЕЛАКСАЦИОННЫЕ АВТОКОЛЕБАНИЯ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ СВИП-ЛАЗЕРОВ

В последнее время внимание исследователей привлекают лазеры с перестраиваемой в процессе генерации частотой излучения (так называемые свип-лазеры) [1—5]. Способ перестройки, нашедший практическое применение, связан с использованием селективных резонаторов с монотонно смещающимся по частоте максимумом добротности, вблизи которого группируются генерирующие типы колебаний. Свипирование частоты излучения в таких генераторах достигается за счет эстафетного высвечивания мод, частоты которых остаются неизменными. Как показывают экспериментальные исследования, непрерывное обновление генерирующих типов колебаний приводит к изменениям не только спектральных, но и энергетических, а также временных характеристик выходного излучения. Теоретический анализ работы свип-лазера связан с определенными трудностями, обусловленными принципиальной нестационарностью и многомодовостью генерации. Проведенное исследование пороговых условий и спектра излучения в пиковом режиме основано на анализе линейного этапа развития генерации, когда обратным влиянием поля на инверсию можно пренебречь [1—3]. Вопрос о зависимости интенсивности и кинетики выходного излучения от параметров свип-лазера, связанный с решением самосогласованной задачи, до настоящего времени остается открытым. В данной работе делается попытка исследования основных закономерностей генерации, связанных с последовательным высвечиванием мод.

При анализе будем использовать ряд приближений, широко применяемых и в работах других авторов (описание генерации на основе балансных уравнений, приближение пространственно однородной инверсии, параболический закон дисперсионных потерь и пр.) [1—2]. Кроме того, пренебрежем дисперсией коэффициента усиления, связанной с контуром линии люминесценции, и дискретную зависимость интенсивности излучения от частоты, обусловленную модовой структурой резонатора, заменим на непрерывную. Как показано в [1—3], учет первого фактора может приводить к существенным изменениям характеристик выходного излучения. Тем не менее этот фактор не является принципиальным свойством свип-лазера, таким, как непрерывное обновление генерирующих мод (по крайней мере, при достаточно медленном свипировании вблизи вершины линии люминесценции им можно пренебречь), и его