

Представление непрерывного сигнала в виде ступенчатой функции приводит не только к появлению частичных спектров в области частот $k\omega_d$, но и к искажению основного спектра, который теперь описывается выражением (2). Для оценки степени этого искажения воспользуемся нормированной разностью энергий, сосредоточенных в спектре исходного непрерывного сигнала и основном спектре ступенчатого сигнала. Полагая, как и ранее, что исходным является ЛЧМ-сигнал с большой базой и принимая модуль его спектральной плотности постоянным и равным $\sin(\omega_n \Delta t/2)/(\omega_n \Delta t/2)$, получаем выражение для оценки степени искажения основного спектра

$$\mu = 1 - \left(\int_{\omega_n}^{\omega_b} \frac{\sin^2(\omega \Delta t/2)}{(\omega \Delta t/2)^2} d\omega \right) / \frac{\sin^2(\omega_n \Delta t/2)}{(\omega_n \Delta t/2)^2} (\omega_b - \omega_n). \quad (11)$$

Графики зависимостей величины μ от отношения ω_d/ω_b для различных значений ω_n/ω_b показаны на рисунке (кривые 4). Эти кривые, как и 1, показывают, что при значениях отношения ω_d/ω_b , заключенных внутри интервала [2, 6], повышение частоты дискретизации ω_d ведет к заметному улучшению формы спектра ступенчатого сигнала. При $\omega_d/\omega_b > 6$ падение величин ε и μ замедляется, что говорит о нецелесообразности дальнейшего увеличения ω_d с целью улучшения качества ступенчатой аппроксимации полосового сигнала. В этом случае более эффективным оказывается применение дополнительной фильтрации с помощью фильтра, полоса прозрачности которого соответствует спектру требуемого непрерывного сигнала.

1. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1984. 832 с. 2. Трахтман А. М., Трахтман В. А. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах. М.: Сов. радио, 1975. 208 с. 3. Цепенко М. П. Измерительные информационные системы. М.: Энергия, 1974. 320 с.

Поступила в редколлегию 05.09.86

УДК 621.317

С. Ф. КРАВЧЕНКО, студ., Н. И. МАГЛЕВАННАЯ, мл. науч. сотр.,
О. Б. ШАРПАН, канд. техн. наук

ВЛИЯНИЕ ГАРМОНИК СИГНАЛОВ ФАЗОВЫХ ДЕТЕКТОРОВ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ РАЗНОСТИ ФАЗ

При измерении разности фаз сигналов с применением аналоговых фазовых детекторов обычно считается, что высшие гармоники сигналов на их входах и выходах подавлены достаточно хорошо. В этом случае при квадратурном преобразовании зависимости выходных полезных сигналов от измеряемой разности фаз φ в одном канале фазометра косинусная, а в другом синусная и вычисление разности фаз производится с помощью алгоритма арктангенсного преобразования [1]. Однако при

измерении разности фаз сигналов с большим динамическим диапазоном в условиях малого допустимого времени обращения к сигналам невозможно обеспечить подавление гармоник входных сигналов. В связи с этим практический интерес представляет анализ погрешностей измерения в следующих двух случаях: на оба входа фазового детектора подаются меандры; на один вход фазового детектора подается меандр, а на другой — гармонический сигнал.

При перемножении сигналов с единичными амплитудами выходные сигналы перемножителей для указанных случаев

$$u_1(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\omega t \cdot \sin[(2m-1)(\omega t + \varphi)]}{(2n-1)(2m-1)}; \quad (1)$$

$$u_2(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\omega t \cdot \sin(\omega t + \varphi)}{2n-1}, \quad (2)$$

где ω — частота первой гармоники входных сигналов; n и m — номера гармоник; φ — измеряемая разность фаз.

Из (1) и (2) следует, что характер зависимостей постоянных составляющих от φ , т. е. характеристики фазовых детекторов, в рассматриваемых случаях различны. В первом случае постоянная составляющая определяется выражением

$$u_{01}(\varphi) = K_0 \sum_{q=0}^{\infty} \frac{\cos(2q-1)\varphi}{(2q-1)^2}. \quad (1a)$$

где K_0 — коэффициент передачи фильтра фазового детектора на нулевой частоте; q — целое число.

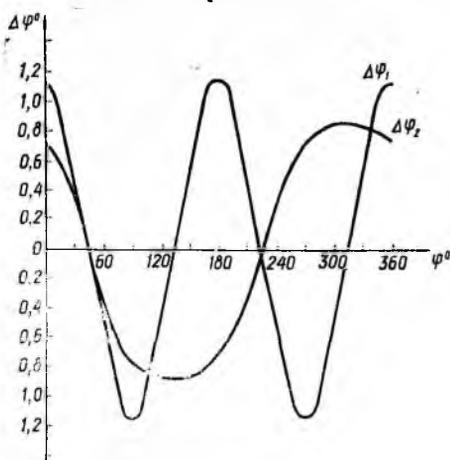
При бесконечно большой полосе пропускания перемножителя характеристика фазового детектора треугольная. В реальных условиях она достаточно быстро сходится к идеальной и при ограниченной полосе перемножителя. Например, при $q \geq 6$ (полоса пропускания перемножителя составляет 11ω) погрешность сходимости не превышает 1%. Во втором случае характеристика детектора косинусоидальная. Она соответствует характеристике детектора при перемножении двух гармонических сигналов. В связи с этим для вычисления разности фаз в первом случае необходимо использовать алгоритм линейного квадрантного преобразования, а во втором случае алгоритм арктангенсного преобразования. Тогда предельные погрешности измерения разности фаз, например в первом квадранте, обусловленные высшими гармониками выходных сигналов фазовых детекторов, определяются соответственно из выражений

$$\Delta\varphi_1(\varphi) = \frac{[u_1(\varphi) + u_{1l}(\varphi)] \pi/2}{u_1(\varphi) + u_2(\varphi) + u_{1l}(\varphi) + u_{2l}(\varphi)} - \varphi; \quad (16)$$

$$\Delta\varphi_2(\varphi) = \arctg \frac{\sin \varphi + u_{1l}(\varphi)}{\cos \varphi + u_{2l}(\varphi)} - \varphi, \quad (26)$$

где $u_1(\varphi)$ и $u_2(\varphi)$ — абсолютные значения постоянных состав-

ляющих «синусного» и «косинусного» фазовых детекторов; $u_{1l}(\varphi)$ и $u_{2l}(\varphi)$ — амплитуды l -х гармоник ($l=2, 4, 6, \dots$) выходных сигналов «синусного» и «косинусного» фазовых детекторов. Величина $u_2(\varphi)$ определяется из (1а) прямо, а величина $u_1(\varphi)$ — при подстановке в (1а) вместо φ величины $\varphi + \pi/2$. Аналогично определяются и величины $u_{2l}(\varphi)$ и $u_{1l}(\varphi)$ из (1)



(первый случай) или (2) (второй случай) без учета постоянных составляющих.

Анализ показывает, что в обоих случаях амплитуды высших гармоник соизмеримы, хотя в первом количестве парциальных составляющих каждой гармоники существенно больше. Это объясняется равномерным распределением векторов парциальных составляющих каждой гармоники в тригонометрическом круге $0 \dots 2\pi$. Амплитуды гармоник с ростом номера быстро убывают.

Основной вклад в погрешность измерения вносится вторыми гармониками при удовлетворительном подавлении их остальные гармоники подавлены еще больше.

На рисунке представлены зависимости погрешностей $\Delta\varphi_1(\varphi)$ и $\Delta\varphi_2(\varphi)$, обусловленные вторыми гармониками. При определении амплитуд вторых гармоник и постоянных составляющих принималось, что q , n и t не превышают 6; при этом погрешность расчета не превышала 1%. Предполагалось одинаковое подавление уровней вторых гармоник (40 дБ относительно уровня полезного сигнала). Зависимости получены также без учета влияния фазовых характеристик фильтров. Это допустимо, поскольку при учете фазовых характеристик фильтров абсолютные величины и характер зависимостей $\Delta\varphi_1(\varphi)$ и $\Delta\varphi_2(\varphi)$ не изменятся, а сместятся лишь положение этих кривых по оси φ на величину фазы, вносимой фильтром.

При использовании алгоритмов вычисления разности фаз, соответствующих реальному виду характеристик фазовых детекторов, погрешности измерения в обоих случаях соизмеримы (см. рисунок). Поскольку во втором случае характеристики фазовых детекторов и степень влияния вторых гармоник эквивалентны случаю перемножения чисто гармонических сигналов, рассмотренные погрешности соизмеримы с погрешностями аналогового измерения разности фаз гармонических сигналов.

1. Пестряков В. Б. Фазовые радиотехнические системы. М.: Сов. радио, 1968. 468 с.

Получено в редколлегию 04.09.86