

## ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ АНАЛИЗАТОРОВ

Ю. К. РЫБИН

(Представлена научным семинаром кафедры радиотехники)

Спектральный анализ периодических колебаний по алгоритмам преобразования Фурье (1, 2, 3);

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T U(t) \cos n\omega t dt, \quad (1)$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T U(t) \sin n\omega t dt, \quad (2)$$

где  $U(t)$  — входной сигнал или

$$C_n = \frac{2}{T} \int_0^T U(t) \cos (n\omega t - \varphi_n) dt, \quad (3)$$

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}, \quad \varphi_n = \arctg \frac{B_n}{A_n}, \quad (4)$$

имеет по крайней мере два существенных достоинства: первое из них заключается в возможности беспредельного повышения разрешающей способности анализа, а второе — в возможности получения фазового спектра. Поэтому в последнее время резко возрос интерес к вопросам аппаратной реализации алгоритмов преобразования Фурье. Однако возможности аппаратного анализа в значительной степени ограничиваются тем, насколько идеально реализуется этот алгоритм, т. е. точностью операции перемножения входного сигнала на ортогональные гармонические напряжения и погрешностью интегрирования.

Ниже анализируются различные варианты аппаратной реализации алгоритмов (1—4) по критерию обеспечения минимальной погрешности измерения.

Если интервал задания входного сигнала относительно велик и, если к анализатору не предъявляются особые требования в отношении времени анализа, то операция интегрирования может быть заменена фильтрацией результата перемножения простейшим  $RC$ -фильтром. С учетом этого на рис. 1 представлена структурная схема анализатора. В блоках 1, 2 входной сигнал усиливается, нормируется и поступает на перемно-

жители 3, 3', далее фильтруется фильтрами нижних частот 4, 4' и в виде постоянных напряжений, пропорциональных реальной и мнимой составляющей измеряемой гармоники, поступает на блоки 5 и 6, в которых осуществляются операции вычисления модуля и аргумента  $C_n$  и  $\varphi_n$ . Блок 7 генерирует ортогональные напряжения с частотой измеряемой гармоники, синхронизованные с первой гармоникой входного опорного напряжения. По такой структурной схеме реализованы анализаторы,

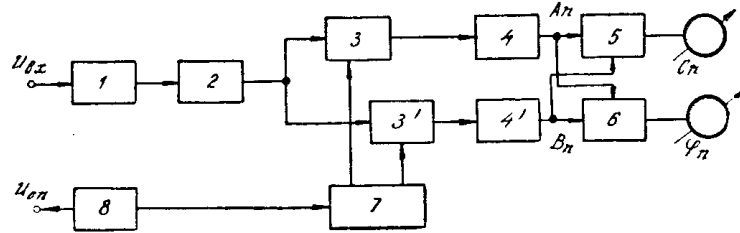


Рис. 1. 1 — входное устройство; 2 — усилитель; 3, 3' — перемножители; 4, 4' — фильтры нижних частот; 5 — функциональный преобразователь  $C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$ ; 6 — функциональный преобразователь  $\varphi_n = \arctg \frac{B_n}{A_n}$ ; 7 — генератор опорных ортогональных напряжений; 8 — генератор основной гармоники

описанные в [1, 2, 3]. С целью упрощения перемножителей в качестве последних часто используются синхронные или фазочувствительные детекторы, работающие в ключевом режиме. В том случае алгоритмы (1, 2) заменяются приближенными

$$A'_n = \frac{2}{T} \int_0^T U(t) \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \frac{\cos(2n-1)\omega t}{2n-1} dt, \quad (1')$$

$$B'_n = \frac{2}{T} \int_0^T U(t) \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\omega t}{2n-1} dt. \quad (2')$$

Это приводит к тому, что коэффициенты  $A'_n$  и  $B'_n$ , а следовательно —  $C'_n$  и  $\varphi'_n$ , зависят от содержания высших гармоник и их фазовых соотношений. Максимально возможная ошибка в определении  $A_n$ ,  $B_n$  и  $C_n$  может достигать [3]

$$\delta_n = \frac{C'_n - C_n}{C_n} = \frac{\sum_{i=1}^{\infty} \frac{C_{(2i+1)n}}{2i+1}}{C_n}, \quad (5)$$

где

$C'_n$  — амплитуда, измеряемая с учетом влияния высших гармоник,  
 $C_n$  — амплитуда искомой гармоники.

При этом фазовая погрешность отсутствует, так как если  $A_n = 0$ , то  $\varphi = \pm 90^\circ$ , если же  $B_n = 0$ , то  $\varphi = 0^\circ$ . Максимальная фазовая погрешность равна [4]

$$\Delta\varphi_{\max} = \pm \arcsin \frac{\sum_{i=1}^{\infty} \frac{C_{(2i+1)n}}{2i+1}}{C_n}.$$

Эти погрешности при измерении спектров, составляющие которых убывают обратно пропорционально номеру гармоники, могут достигать при неблагоприятных условиях соответственно

$$\delta_n \approx 23,3 \%, \Delta\varphi_{\max} \approx 13^\circ 30'.$$

В [4] предлагается для уменьшения погрешностей  $\delta$  и  $\Delta\varphi$  анализатор выполнять по принципу параллельного анализа и результаты измерения первых гармоник корректировать, используя результаты измерения высших гармоник. Такой метод коррекции можно распространить и на анализатор, построенный по принципу последовательного анализа. Суть коррекции состоит в измерении  $k$  гармоник и дальнейшей обработке результатов измерения в соответствии с (6 и 7):

$$A_n = A'_n + \frac{1}{3} A'_{3n} - \frac{1}{5} A'_{5n} + \dots \pm \frac{A'_{(2i-1)n}}{2i-1} \Big|_{\substack{\text{при} \\ (2i-1) \neq (2j-1)^2}} \quad (6)$$

$$B_n = B'_n - \frac{1}{3} B'_{3n} + \frac{1}{5} B'_{5n} - \dots - \frac{B'_{(2i-1)n}}{2i-1} \Big|_{\substack{\text{при} \\ (2i-1) \neq (2j-1)^2, \text{ где } j=2,3,4,\dots}} \quad (7)$$

Так для коррекции результата измерения первой гармоники необходимо измерить третью, пятую и т. д. гармоники и результаты измерения этих гармоник суммировать с определенным весом и знаком с результатом измерения первой гармоники.

Однако такой путь приводит к усложнению схемы анализатора (при параллельном анализе) или увеличению времени анализа (при последова-

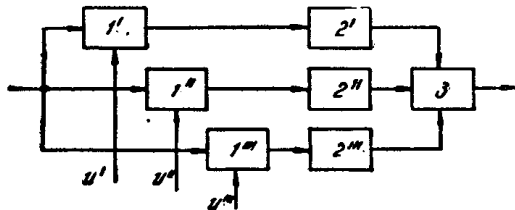


Рис. 2а. 1', 1'', 1''' — ключевые перемножители; 2', 2'', 2''' — блоки весовых коэффициентов; 3 — сумматор.

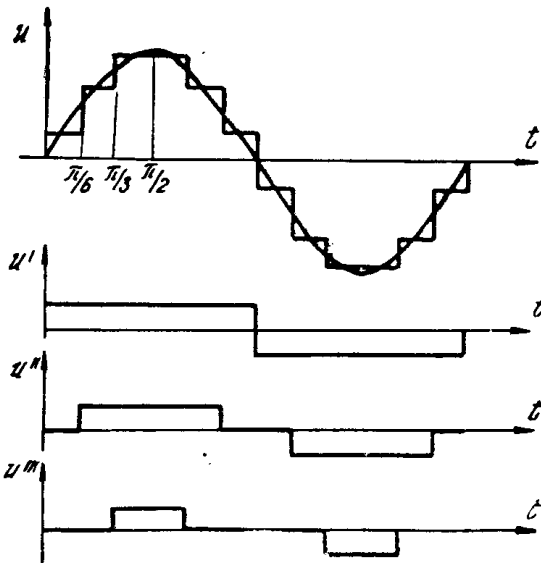


Рис. 2б.

тельном анализе), а самое главное, не позволяет корректировать результаты измерения всех гармоник.

Значительно меньшую погрешность от влияния соседних гармоник можно обеспечить, если в качестве перемножителя использовать синхронный детектор, выполненный на нескольких ключевых элементах, коммутирующие напряжения на которые поступают с определенными фазами, а выходные сигналы с которых суммируются на выходе детектора с определенным весом, позволяя тем самым избавиться в общем случае от влияния  $n$ -нечетных гармоник. Например, для синхронного детектора, представленного на рис. 2, а, б, перемножающая функция записывается в виде

$$U(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \cdot$$

$$\frac{1}{3} + \frac{1}{\sqrt{3}} \cos(2n-1) \frac{\pi}{6} + \frac{1}{3} \cos(2n-1) \frac{\pi}{3} \sin(2n-1) \omega t. \quad (8)$$

В этой функции коэффициенты при четных гармониках, а также при  $\sin 3\omega t$ ,  $\sin 5\omega t$ ,  $\sin 7\omega t$  и  $\sin 9\omega t$  равны нулю. Следовательно, при подаче на синхронный детектор входного сигнала с достаточно широким спектром его выходной сигнал определяется практически только измеряемой гармоникой, чем и достигается высокая избирательность перемножителя как к четным, так и некоторым нечетным гармоникам измеряемого сигнала. Очевидно, что по этому принципу можно построить перемножитель, нечувствительный к любым наперед заданным гармоникам, при этом несколько усложняется перемножитель и схема получения опорных напряжений, что, впрочем, вполне допустимо при измерении сигналов с быстросходящимся спектром. Для измерения же гармонических составляющих сигнала, спектр которого сходится медленно, перемножитель оказывается недопустимо сложным.

В создавшейся ситуации выход из положения может быть найден только при использовании перемножителей с близкой к гармонической перемножающей функцией или путем переноса спектра с целью исключения влияния гармоник. Оставляя без внимания второй путь (укажем лишь, что он имеет самостоятельное значение), остановимся на перемножителе с гармонической перемножающей функцией. Простейший такой перемножитель может быть выполнен на основе дифференциального усилителя постоянного тока. В [5] показано, что избирательность к гармоникам входного сигнала, как четным, так и нечетным в нем может быть достаточно высокой и определяется величиной опорного напряжения. Так уже при  $U_{оп} \leq 50$  мВ коэффициент выпрямления третьей гармоники менее 6%, а при введении отрицательной обратной связи по опорному напряжению [6] может быть уменьшен еще в глубину обратной связи. Таким образом, использование в качестве перемножителя синхронного детектора [6] позволяет практически полностью устранить влияние гармоник на погрешность измерения. Высокая избирательность в таком перемножителе возможна только в случае чисто синусоидального опорного напряжения, поэтому блок 7 формирования опорных напряжений должен генерировать ортогональные синусоидальные напряжения кратных частот с малым содержанием гармоник.

Обзор существующих методов умножения частоты позволяет выделить два метода, пригодных в данном случае, которые позволяют получать переключаемый в широких пределах коэффициент умножения при достаточно синусоидальной форме выходных напряжений.

1. Предварительное искажение опорного напряжения основной гармоники с последующим выделением нужной гармоники избирательным фильтром.

2. Применение системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Первый метод менее предпочтителен из-за трудностей, возникающих при создании селективных усилителей с высокой эквивалентной добротностью и стабильным коэффициентом усиления в диапазоне низких частот, а также из-за возникающих при этом фазовых погрешностей. Поэтому единственным решением, действительно пригодным в данном случае, является использование фазовой автоподстройки частоты. В такой системе очень просто решается вопрос не только умножения частоты, но и генерирования двух ортогональных напряжений, если использовать в качестве подстраиваемого двухфазный генератор. Переключая частоту настройки двухфазного генератора дискретно, можно получать колебания с частотой, кратной частоте основной гармоники,

а путем совместной перестройки генераторов можно плавно менять их частоту. В качестве двухфазного генератора используется любой двухфазный генератор, например, генератор на основе модели колебательного контура.

Из (4) видно, что определение амплитуды и фазы сводится к выполнению достаточно простых в математическом отношении действий, которые весьма легко выполняются вручную с помощью логарифмической линейки. Аппаратурная же реализация этих алгоритмов сопряжена со значительными трудностями, особенно это относится к реализации функции  $\text{arctg}$ . В первую очередь сказанное вызвано тем, что область определения функции  $\text{arctg } x$  лежит в пределах от  $-\infty$  и до  $+\infty$ , поэтому в окрестности углов  $\pm \frac{\pi}{2}$  погрешность определения фазы может быть весьма значительной. В [4] предлагается для уменьшения погрешности измерения фазы ограничить область определения функции  $\text{arctg } x$  от 0 до 1. Это позволило упростить реализацию функционального преобразователя и уменьшить погрешность измерения, но ценой существенного усложнения анализатора в целом. Но и этот путь мало приемлем, так

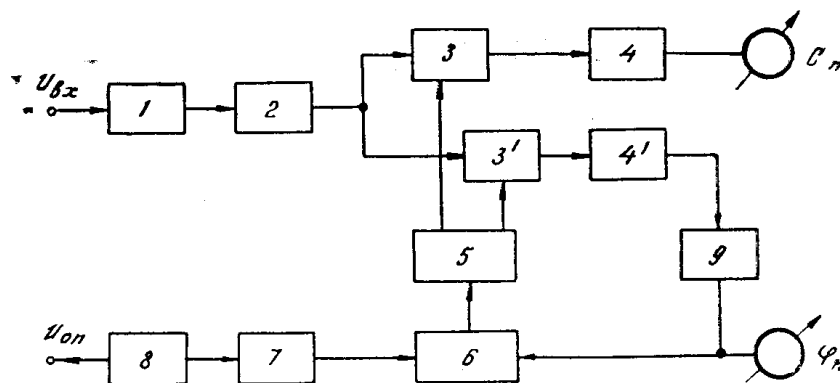


Рис. 3. 1, 2, 3, 3', 4, 4', 7, 8 — то же, что и в схеме рис. 1; 5 — квадратурный фазорасщепитель; 6 — фазовращатель; 9 — система авторегулирования.

как в общем случае выполнение любых функциональных преобразований сопряжено, как правило, только с увеличением погрешности. С этой точки зрения при определении амплитуды и фазы целесообразно вообще отказаться от функциональных преобразований (4). Для этого необходимо использовать, например, алгоритм

$$C_n = \text{MAX} \frac{2}{T} \int_0^T U(t) \cos(n\omega t - \varphi_n) dt. \quad (9)$$

Очевидно, что для реализации этого алгоритма необходимо путем вариации фазы опорного напряжения добиться максимального значения  $C_n$ . В этом случае фазу гармоники можно определить по калиброванному фазовращателю. По алгоритму (9) предложен анализатор [7].

Методическая погрешность определения фазы в таком анализаторе зависит от статической погрешности экстремальной системы:

$$\Delta\varphi = \text{arctg} \sqrt{\frac{\delta}{1-\delta}},$$

где  $\Delta\varphi$  — погрешность определения фазы,

$\delta$  — статическая погрешность системы экстремального регулирования,

5-19474

и может быть достаточно большой, так уже при  $\delta = 1\%$ ,  $\Delta\varphi$  составляет  $5^\circ 40'$ . Для уменьшения методической погрешности измерения фазы целесообразно анализатор выполнять по структурной схеме, представленной на рис. 3. Особенностью этой схемы является то, что управление фазовращателем осуществляется с выхода перемножителя квадратурного канала. В этом случае существенно упрощается система автоматического регулирования.

Методическая погрешность определения фазы в анализаторе определяется формулой

$$\Delta\varphi = \pm \arcsin \delta,$$

где:  $\delta$  — погрешность статизма системы авторегулирования, и при  $\delta = 1\%$ ,  $\Delta\varphi$  равна всего  $0^\circ 35'$ . Из приведенного примера видно преимущество такого анализатора перед рассмотренным выше.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. М. С. Ройтман, Ю. К. Рыбин, Ю. Г. Свинолупов. Низкочастотный амплитудно-фазовый анализатор спектра. В сб.: «Неразрушающий контроль ферромагнитных материалов и изделий методом высших гармоник». Томск, 1971.
2. Л. М. Рахович. Схема для анализа спектра периодических и почти периодических сигналов. Труды НТК ЛЭИС, Л., Изд-во ЛЭИС, 1962.
3. В. Г. Криксунов, А. С. Тетельбаум. Об одном способе определения коэффициентов Фурье. Известия вузов, «Радиоэлектроника», 1969, № 12.
4. А. С. Тетельбаум. Исследование методов комплексного спектрального анализа, основанных на применении вычислительной техники. Диссертация, Киев, 1971.
5. М. С. Ройтман, Ю. К. Рыбин. Широкополосный высокоизбирательный фазовый детектор. В сб.: «Электронная техника в автоматике». М., вып. 4, 1973.
6. Ю. К. Рыбин. Синхронный детектор. Положительное решение по заявке № 1635302/26-9 от 27 апреля 1972.
7. А. С. Тетельбаум. Безрезонаторный анализатор спектра электрических сигналов. Авторское свидетельство СССР № 321768 по кл. 6/01 r 23/16.