

Н. Т. НИКИФОРОВ, Р. Р. ХАРЧЕНКО
(Москва)

МЕТОДЫ АНАЛИЗА СПЕКТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Исследование спектров текущих физических процессов является важной задачей современной информационно-измерительной техники. Следует подчеркнуть, что специфическая особенность этой задачи заключается в необходимости выполнять анализ спектра в истинном, «реальном» времени, т. е. одновременно с поступлением сигнала на вход анализатора*. Иначе говоря, ставится задача существенного уменьшения времени анализа (без ухудшения качества выделения спектра), с тем чтобы анализатор успевал реагировать на сигнал с изменяющимся во времени спектром. Именно этому вопросу и посвящена настоящая статья, где дается обзор соответствующих методов и принципов их технической реализации.

Сначала кратко остановимся на некоторых вопросах терминологии, классификации и основных характеристиках анализаторов.

Спектральному анализу могут быть подвергнуты функции, заданные аналитически, графики функций и процессов и, наконец, сами физические процессы в виде сигналов.

По виду физические процессы можно подразделить на периодические, почти-периодические и непериодические. Первые характеризуются дискретным (линейчатым) спектром с кратными частотами составляющих, т. е. гармоническим спектром. У почти-периодических сигналов отношение частот составляющих спектра некратно. Непериодические сигналы имеют сплошной спектр и характеризуются спектральной плотностью.

Все методы анализа удобно разделить при рассмотрении на фильтровые (с применением в качестве избирательного элемента узкополосного фильтра, резонатора, избирательного усилителя и т. п.) и бесфильтровые (основанные на свойстве ортогональности функций, когерентном накоплении сигнала и других признаках).

Сравнительную оценку всех методов будем производить по трем характеристикам. Одной из них является разрешающая способность по частоте, т. е. способность анализатора выделять составля-

* Понятие анализа в реальном времени будет уточнено ниже.

ющие спектра. Количественной мерой разрешающей способности считается наименьший частотный интервал ΔF , в пределах которого смежные компоненты спектра еще различимы. Обычно значение ΔF для фильтровых анализаторов определяется полосой пропускания Δf избирательного элемента, взятой на уровне 0,7 от максимального значения его амплитудно-частотной характеристики в режиме анализа:

$$\Delta F = \Delta f. \quad (1)$$

В бесфильтровых системах анализа разрешающая способность в идеальном случае бесконечно велика, т. е. $\Delta F \rightarrow 0$. Однако из-за неидеального выполнения анализатором математических операций (умножения, интегрирования и др.) разрешающая способность принимает конечные значения. В основном же она определяется постоянной времени τ интегрирующего блока такого анализатора:

$$\Delta F = \frac{1}{\tau}. \quad (2)$$

Второй, не менее важной характеристикой анализатора является время анализа T_a , т. е. время выявления анализатором спектрального состава сигнала. Определим вначале время T_a для фильтровых методов параллельного и последовательного анализа. Параллельным способом можно анализировать как периодические, так и одиночные сигналы. Разный характер их спектров отражается на времени анализа. Так, время анализа одиночного импульса T_n определяется длительностью последнего t_n [1], а сам анализ происходит при неустановившемся режиме фильтров. Иначе обстоит дело при параллельном анализе периодического сигнала, где время анализа $T_{\text{пар}}$ определяется временем установления колебаний в фильтрах Δt с заданной точностью:

$$T_{\text{пар}} = \Delta t = \frac{A}{\Delta f}, \quad (3)$$

где A — постоянный коэффициент, учитывающий степень приближения амплитуды колебания фильтра (в момент взятия отсчета) к своему максимальному значению (в установившемся режиме).

Если время анализа $T_{\text{пар}}$ выразить через количество периодов N исследуемого сигнала

$$T_{\text{пар}} = N \Delta T_c, \quad (4)$$

где ΔT_c — длительность периода сигнала, то, используя (3) и выражение добротности фильтра, анализирующего первую гармонику сигнала $Q = f_1 / \Delta f$, получим

$$N = A Q. \quad (5)$$

Так как обычно $A \approx 1$, то из (5) видно, что спектр сигнала выявится в течение Q периодов. Следовательно, анализ периодического сигнала параллельным методом происходит в «квазиреальном» времени, а именно: с отставанием на Q периодов.

При последовательном анализе, применяемом для выявления составляющих только дискретных спектров, полоса пропускания анали-

зирующего фильтра Δf уложится в полосе исследуемого спектра $F n = F/\Delta f$ раз. Следовательно, время последовательного анализа равно

$$T_{\text{пос}} = \Delta t n = \frac{AF}{(\Delta f)^2}. \quad (6)$$

В бесфильтровых методах время анализа T'_a определяется аналогично (3), (6), с той лишь разницей, что величина $1/\Delta f$ заменяется постоянной времени τ :

$$T'_{\text{пар}} = A\tau; \quad (3a)$$

$$T'_{\text{пос}} = AF\tau^2. \quad (6a)$$

Необходимо уточнить понятие анализа в реальном и квазиреальном времени, так как в специальной литературе нет единого мнения по этому вопросу. На наш взгляд, анализ в реальном времени надо понимать как процесс выявления анализирующим прибором спектра исследуемого сигнала в течение времени, равного длительности выбранного отрезка этого сигнала, причем выдача полученной информации может начаться не позже окончания рассматриваемого отрезка сигнала, т. е. без задержки. (Время выдачи спектральной информации не должно входить во время анализа, поскольку оно относится к регистрации или индикации результатов анализа, а не к их получению, выявлению.) Длительность отрезка сигнала выбирается из условий представления исследуемого сигнала его спектральной характеристикой. В частности, для получения спектра периодического сигнала достаточно выбрать отрезок сигнала, равный его периоду.

Из известных методов анализа только два позволяют осуществить анализ в реальном времени: параллельный метод с когерентным накоплением, который будет рассмотрен ниже, и метод параллельного анализа одиночного процесса (импульса). Все остальные методы (с предварительной временной компрессией, обычный параллельный анализ дискретного спектра), позволяющие получить спектр со временем запаздывания до одного или нескольких периодов (отрезков) сигнала, следует рассматривать как методы анализа в квазиреальном времени. Однако в отдельных работах метод с предварительной временной компрессией сигнала, где отставание определяется долями периода, относят также к методам анализа в реальном времени. Мы будем придерживаться этого же подхода, относя, таким образом, к анализу в квазиреальном времени только параллельный анализ периодического сигнала.

Разрешающая способность и время анализа тесно связаны между собой широко известным в теории и практике спектрального анализа соотношением неопределенности [1]

$$\Delta f \Delta t = A = \text{const}, \quad (7)$$

показывающим, что в данной избирательной системе улучшить одновременно обе характеристики принципиально невозможно.

Третьей характеристикой при сравнении методов анализа служи́т степень сложности технической реализации того или иного метода.

Мы еще не назвали здесь существенно важный комплекс точностных (статических и динамических) характеристик анализаторов спектра.

Сделано это по той причине, что вопрос о точности анализа имеет самостоятельное значение и не включается в план настоящей работы. Можно только напомнить, что погрешности изменения амплитудного спектра тесно связаны с названными выше разрешающей способностью и временем анализа [1].

ФИЛЬТРОВЫЕ МЕТОДЫ АНАЛИЗА

Наиболее ранним методом фильтрового анализа спектров в реальном и квазиреальном времени является метод параллельного анализа. В этом случае время анализа определяется выражениями (3), (4). Существует огромное количество технических реализаций данного метода (см., например, [2]), отличающихся диапазонами частот, разрешающей способностью и другими показателями и характеристиками. Стремясь повысить разрешающую способность анализаторов, разработчики были вынуждены идти на увеличение числа фильтров, что привело к сложности соответствующей аппаратуры. Но, несмотря на указанный недостаток, фильтровые анализаторы параллельного типа получили широкое распространение.

Представляет интерес работа [3], где показана возможность уменьшения времени анализа при одновременном увеличении разрешающей способности благодаря компенсации статической амплитудной погрешности. Эту задачу решает дополнительное матричное устройство, моделирующее систему линейных уравнений.

Последовательный анализ в реальном времени нельзя выполнить принципиально. Однако этот сравнительно просто реализуемый метод всегда привлекал внимание исследователей. В [4], например, был предложен метод ускоренного анализа спектра, где скорость прохождения «пустых» участков частотной шкалы спектра выбирается больше скорости анализа участков с компонентами спектра. Выигрыш во времени анализа при этом составляет примерно от 2 до 25 раз*.

В последние 5—10 лет ведутся работы по замене громоздкого параллельного метода последовательным без ухудшения разрешающей способности и увеличения времени анализа. Задача решается путем предварительной «компрессии» временного масштаба исследуемого сигнала. В самом деле, если исходный сигнал $f(t)$ со спектром $S(j\omega)$ подвергнуть преобразованию $f_{np}(t) = f(\nu t)$, т. е. изменить у него только масштаб времени, то преобразованный спектр $S_{np}(j\omega)$ определится:

$$S_{np}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{np}(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} f(\nu t) e^{-j\omega t} dt.$$

Заменив νt переменной τ , получим

$$S_{np}(j\omega) = \frac{1}{\nu} \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) e^{-j\frac{\omega}{\nu}\tau} d\tau = \frac{1}{\nu} S\left(j\frac{\omega}{\nu}\right),$$

т. е. преобразованный спектр отличается от исходного $S(j\omega)$ частотным масштабом. В случае $\nu > 1$ имеет место временное растяжение сигнала, или частотное сжатие его спектра. Этот прием используется, например, для частотного уплотнения каналов связи. При $\nu < 1$ сигнал сжимается

* Некоторые усовершенствования метода описаны в [5].

во времени, следовательно, его спектр расширяется в $q=1/\nu$ раз. Подобная компрессия сигнала позволяет сократить время анализа. Коэффициент q называют коэффициентом частотного растяжения спектра или временного сжатия сигнала.

Оценим время анализа сжатого сигнала. Расширение спектра означает растяжение частотных интервалов между частотными составляющими, а следовательно, и увеличение ширины F исследуемого спектра в q раз. С другой стороны, такое растяжение позволяет без ущерба для разрешающей способности анализатора увеличить полосу пропускания фильтра Δf тоже в q раз. В результате, согласно (6), получаем выигрыш во времени анализа преобразованного сигнала $T_{пр}$ по сравнению со временем последовательного анализа без компрессии $T_{пос}$:

$$T_{пр} = \frac{A q F}{(q \Delta f)^2} = \frac{1}{q} T_{пос}. \quad (8)$$

В используемых компрессорах исследуемый (сжимаемый) сигнал может представляться в одной из трех форм: непрерывной во времени и по уровню (аналоговая форма), дискретной во времени (в виде выборок мгновенных значений), дискретной во времени и квантованной по уровню (кодированные выборки мгновенных значений).

Сжатие сигнала, представленного в аналоговой форме, производят с использованием магнитной ленты или электронного потенциалоскопа. Особенно распространенным является способ отдельной магнитной записи и воспроизведения сигнала. Сигнал длительностью ΔT_c записывают на кольцевую магнитную ленту. Затем при протяжке кольца на большой скорости воспроизводят сжатые во времени копии записанного отрезка сигнала ΔT_c . Однако такой способ компрессии непригоден для анализа спектра в реальном времени, поскольку нежелательный промежуток времени между окончанием записи сигнала ΔT_c и началом анализа оказывается большим.

В [6] показана возможность построения компрессора с использованием магнитной ленты при одновременном выполнении операций записи и воспроизведения. В этом случае воспроизводящая головка помещается на ободу вращающегося диска. По окружности диска перемещается магнитная лента с записанным сигналом для сжатия. Если вращать диск с большой скоростью навстречу перемещению ленты, то на выходе головки воспроизведения получатся сжатые копии отрезков сигнала, разделенные паузами. Коэффициент сжатия определяется отношением скоростей воспроизведения и записи. Для исключения пауз могут быть взяты две головки воспроизведения и более, работающие поочередно на одну нагрузку (головки располагаются на диске под равными центральными углами). Недостатками компрессоров на магнитной ленте являются ограниченная полоса анализируемых частот и большой уровень помех.

Возможности временного сжатия сигналов, представленных в непрерывной форме, на запоминающих электронно-лучевых трубках исследуются в [7].

В последнее время большое внимание уделяется сжатию сигнала, квантованного во времени. Известно, что непрерывный сигнал с ограниченным спектром на основании теоремы Котельникова можно представить выборками мгновенных значений с интервалами времени $\Delta \tau = 1/2 f_v$, определяемыми частотой высшей гармоники спектра f_v . Отрезок сигнала длительностью ΔT_c будет представлен $m = \Delta T_c / \Delta \tau$ выборками. Временное сжатие такого сигнала выражается в уплотне-

нии взятых выборок, т. е. в последующем уменьшении «избыточного» интервала времени $\Delta\tau$. Степень уменьшения величины $\Delta\tau$ и характеризует значение коэффициента сжатия q .

Рассмотрим пример сжатия сигнала на рециркуляторе, описанный в [8, 9]. Анализатор (рис. 1) состоит из временного компрессора 1, представляющего собой рециркулятор с линией задержки ЛЗ в цепи обратной связи, и собственно анализатора спектра 2. Переключатель П поочередно находится в нижнем и верхнем положениях в течение интервалов времени $t_n = \Delta\tau/q$ и $t_b = \Delta\tau - \Delta\tau/q$ соответственно, где q — по-прежнему коэффициент сжатия сигнала.

В течение короткого интервала времени t_n происходит взятие очередной выборки входного сигнала и ее присоединение к набору циркулирующих выборок. В течение интервала t_b все выборки проходят один раз по замкнутому контуру через ЛЗ. Затем переключатель П снова переводится в нижнее положение для присоединения одной новой выборки и замены одной старой, принадлежащей предыдущему отрезку сигнала ΔT_c . Таким образом, периодическое обновление всей копии сигнала происходит в течение каждой последующей реализации сигнала ΔT_c . Сжатая копия сигнала имеет длительность (период), равную $\Delta\tau$, поэтому

$$q = \frac{\Delta T_c}{\Delta\tau} = m. \quad (9)$$

В [8] приводятся различные варианты построения подобных анализаторов, в том числе с буферными рециркуляторами, с гетеродинами в цепи рециркуляторов. Построенные анализаторы имеют $q=100$. Время анализа, определяемое зависимостью (8), равно длительности реализации сигнала ΔT_c . Анализ происходит в реальном времени с незначительной задержкой — на величину $\Delta\tau = \Delta T_c/q = 0,01\Delta T_c$.

Анализатор с компрессией квантованного во времени сигнала на магнитном барабане описывается в [9].

Недостатком рассмотренных способов сжатия квантованного во времени сигнала является жесткая зависимость (9) коэффициента сжатия q от числа выборок m . В случае нарушения равенства (9) возникнут искажения. Так, при $q < m$ будет получаться сжатая копия только части сигнала, а если $q > m$, то, наоборот, будет получена копия сигнала с лишними выборками. В обоих случаях анализатор выдает искаженную спектральную информацию.

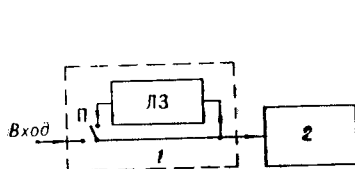


Рис. 1.

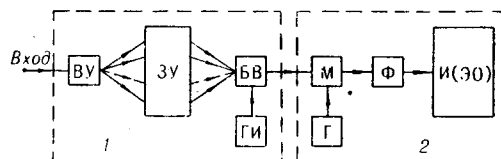


Рис. 2.

Указанный недостаток можно исключить при использовании для сжатия запоминающего устройства (ЗУ) с набором ячеек памяти (рис. 2). Входное устройство (ВУ) посылает выборки входного сигнала в ячейки ЗУ. Блок воспроизведения (БВ) производит опрос ячеек ЗУ, причем частота (скорость) опроса превышает частоту подачи выборок в ЗУ и может быть любой. Следовательно, q и m могут быть совершенно независимыми.

В [10] описан анализатор по блок-схеме рис. 2, где ячейки ЗУ выполнены на трансфлюксорах. Скорость воспроизведения копий сигнала постоянна, поскольку она задается фиксированной частотой генератора импульсов (ГИ). Далее, в модуляторе (М) сжатый сигнал умножается на сигнал переменной частоты гетеродина (Г), т. е. осуществляется обычное перемещение спектра по шкале частот. Компоненты спектра выделяются узкополосным фильтром (Ф) и индицируются на экране электронного осциллографа (И).

Следует заметить, что в описанном анализаторе не использована возможность иметь любой коэффициент сжатия, не зависящий от числа выборок. В [11] предложено производить сжатие сигнала с изменяющимся во времени коэффициентом сжатия $q(t)$. При этом частота ГИ должна быть не фиксированной, а переменной. Нетрудно видеть, что подобный характер $q(t)$ позволяет, кроме деформации (расширения) спектра, осуществить и его перемещение по оси частот. Это позволяет исключить из схемы рис. 2 гетеродин и модулятор, что существенно упрощает схему анализатора, а также избавляет прибор от погрешностей исключаемых блоков. Закон изменения $q(t)$ может быть любым: монотонно-нарастающим, ступенчатым или произвольным.

Наконец, рассмотрим временное сжатие сигнала, представленного в третьей форме — дискретными кодированными выборками. В этом случае выборки мгновенных значений сигнала квантуются и кодируются аналого-цифровым (А-Ц) преобразователем, затем производится поразрядное сжатие цифрового кода временным компрессором и дальнейшее восстановление сжатой копии сигнала в аналоговой форме цифро-аналоговым (Ц-А) преобразователем. Такой способ сжатия полностью исключает погрешности, возникающие в компрессоре за счет затухания амплитуд выборок с ростом числа циркуляций или из-за несовершенства ЗУ. Правда, при этом возникают погрешности А-Ц и Ц-А преобразований, однако они явно меньше погрешностей рассмотренных выше сжимателей на ЛЗ и ЗУ. Примеры технической реализации способа можно найти в [9, 12], где коэффициенты сжатия имеют значения 200, 1000 и доходят до 10 000. Разрешающая способность и время анализа не хуже, чем в других методах анализа в реальном времени. Существенным недостатком анализаторов с такими компрессорами следует считать сложность и громоздкость аппаратуры из-за цифровых преобразователей, а также из-за необходимости иметь не один, а несколько компрессоров (число их определяется числом разрядов кодирования).

БЕСФИЛЬТРОВЫЕ МЕТОДЫ АНАЛИЗА

Бесфильтровые методы анализа в большинстве случаев основаны на моделировании математических выражений, определяющих составляющие интеграла или коэффициенты ряда Фурье. Так, модуль сплошного спектра описывается выражением

$$S(\omega) = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)}, \quad (10)$$

где

$$A(\omega) = \int_0^{\tau} f(t) \cos \omega t dt \quad \text{и} \quad B(\omega) = \int_0^{\tau} f(t) \sin \omega t dt -$$

косинусная и синусная составляющие текущего спектра исследуемого сигнала $f(t)$ соответственно. Амплитуды гармоник линейчатого спектра определяются через коэффициенты ряда Фурье:

$$C_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, \quad (11)$$

где

$$a_k = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cos k\omega t dt \quad \text{и} \quad b_k = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \sin k\omega t dt -$$

косинусная и синусная составляющие k -й гармоники соответственно.

Блок-схема устройства, реализующего выражения (10) или (11), приведена на рис. 3, а, где умножители 2 дают подынтегральные выражения, интеграторы 3 интегрируют найденные произведения, а в блоке 4 вычисляются непосредственно $S(\omega)$ или C_k . В случае последовательного анализа генератор 1 функций $\sin \omega t$ и $\cos \omega t$ перестраивается по частоте. При параллельном методе анализатор составляется из параллельного набора подобных устройств, где генераторы 1 имеют разные и фиксированные частоты.

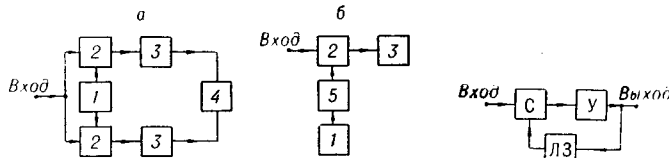


Рис. 3.

Рис. 4.

При наличии фазовращателя 5 бесфильтровый анализатор можно построить и по блок-схеме рис. 3, б, где путем перестройки частоты и фазы сигнала генератора можно найти амплитуду C_k без определения составляющих a_k и b_k .

Достоинством рассмотренных бесфильтровых анализаторов следует считать возможность получения очень высокой разрешающей способности за счет практически неограниченного увеличения постоянной времени интегрирования. Эта особенность бесфильтровых систем позволяет применять их для детального анализа отдельных участков спектра, если время анализа, определяемое выражениями (3), (4) и (6), не ограничено.

Рассмотрим возможности бесфильтрового анализа в реальном времени. Как уже отмечалось, параллельный анализ линейчатого спектра производится в квазиреальном времени в течение Q периодов сигнала. В случае последовательного анализа, как и в фильтровых системах, анализ в реальном времени возможен только при предварительной временной компрессии сигнала.

В спектральном анализе широко применяется аналоговая и цифровая вычислительная техника [13]. На аналоговых машинах реализуется блок-схема рис. 3. В этом случае разрешающая способность и время анализа определяются по-прежнему постоянной времени интегратора.

Быстродействие цифровых вычислительных машин позволяет применять их для анализа изменяющихся спектров. При этом, как правило, не используется другая возможность машин — большая точность вычислений. В то же время вопросы программирования, подготовки исходного материала и введения данных в память универсальной ЦВМ

достаточно трудоемки и занимают много времени. Поэтому представляет интерес использование специализированных вычислительных устройств, решающих уравнения определенного класса, которыми описываются коэффициенты ряда Фурье или амплитуды составляющих спектра. В [14] указывается на возможность применения метода внутрипериодных измерений для анализа полигармонических функций. В течение периода определенным образом выбираются мгновенные значения сигнала, входящие в виде параметров в систему уравнений. Амплитуды и фазы гармоник определяются в результате решения этих уравнений в специализированном вычислительном устройстве.

В последнее время повысился интерес еще к одному из бесфильтровых методов — методу параллельного анализа с когерентным накоплением сигнала [8, 9, 15]. Так называемый интегратор развертки (рис. 4), являющийся основным узлом анализатора, представляет собой устройство с положительной запаздывающей обратной связью. Основными частями интегратора являются сумматор (С) и линия задержки (ЛЗ) с величиной задержки τ_3 . Усилитель (У) служит для восстановления амплитуд сигналов, ослабленных в ЛЗ.

Избирательные свойства интегратора по частоте вытекают из его амплитудно-частотной характеристики [15]:

$$K_n = \frac{B}{\sqrt{1 - B^2 - 2B \cos 2\pi f \tau_3}}, \quad (12)$$

где B — модуль коэффициента передачи разомкнутой цепи (см. рис. 4). Обычно $B = 0,8, \dots, 0,99$.

На частотах $f = r/\tau_3$ ($r = 0; 1; 2, \dots$) коэффициент передачи интегратора K_n принимает максимальные значения:

$$K_{n \max} = \frac{B}{1 - B} > 1; \quad (13)$$

при $f = (r + 0,5)/\tau_3$ обратная связь становится отрицательной, и $K_n = K_{n \min} < 1$. Максимумы полученной гребенчатой характеристики расположены по оси частот через интервал $1/\tau_3$. Следовательно, описываемое устройство пропускает на выход те сигналы, частоты которых равны или кратны частоте $1/\tau_3$. В анализаторе с таким интегратором развертки, схема которого представлена на рис. 5, сигналы кратных частот будут искажать сигнал частоты $1/\tau_3$ из-за одновременного их накопления. Чтобы не допустить подобных искажений, на вход анализатора ставится фильтр (Ф), пропускающий частоты допустимого диапазона. Для накопления амплитуд составляющих в этом диапазоне, т. е. для осуществления спектрального анализа, спектр необходимо перемещать по шкале частот, что и выполняется модулятором (М) и гетеродином (Г).

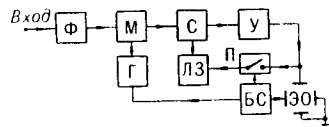


Рис. 5.

Блок синхронизации (БС) управляет работой электронного осциллографа (ЭО), гетеродина и переключателя (П), который периодически сбрасывает в конце каждого отрезка сигнала накопленную спектральную информацию с целью ее обновления.

Полосу пропускания одного лепестка амплитудно-частотной характеристики интегратора развертки можно определить из (12) и (13):

$$\Delta f_n = \frac{1}{\pi \tau_3} \arccos \frac{4B - K^2 - 1}{2B}. \quad (14)$$

Из выражений (13) и (14) следует, что при $B \rightarrow 1$ $\Delta f_n \rightarrow 0$, а $K_{\text{пmax}} \rightarrow \infty$, однако при этом возникает опасность самовозбуждения. Кроме того, значение Δf_n падает с увеличением длительности задержки τ_3 . Как показано в [9, 15], разрешающая способность анализатора определяется величиной Δf_n и растет с увеличением числа циркуляций s .

Время анализа равно времени накопления сигнала $S\tau_3$ (суммарной длительности s циркуляций), т. е. анализ спектра происходит в течение одного отрезка сигнала

$$T_a = S\tau_3 = \Delta T_c. \quad (15)$$

Таким образом, рассмотренный метод с накоплением сигнала позволяет осуществлять анализ спектра в реальном времени, т. е. с выдачей спектральной информации без задержки.

К недостатку метода можно отнести невозможность производить анализ спектра в широком диапазоне частот. Отношение верхней границы частотного диапазона к нижней, т. е. $(f_n + 1/\tau_3)/f_n$, должно быть не более 2 (иначе будут накапливаться и амплитуды кратных частот как помехи). С другой стороны, наличие высокой разрешающей способности и предельно малого времени анализа делают метод незаменимым при необходимости детального анализа динамических спектров в сравнительно узкой полосе. В [8, 15] описаны различные варианты аппаратного исполнения метода, которые не сложнее анализаторов на временных компрессорах.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведенный обзор основных методов анализа спектров в реальном времени и принципов построения соответствующей аппаратуры позволяет сделать некоторые выводы.

По своим возможностям и основным характеристикам (времени анализа и разрешающей способности) фильтровые и бесфильтровые методы можно считать равноценными.

Бесфильтровые методы по сравнению с фильтровыми позволяют осуществить обмен времени анализа на разрешающую способность (и наоборот) в большем диапазоне изменения этих величин. В частности, удается достигнуть лучшей разрешающей способности за счет практически неограниченного увеличения постоянной времени интегрирования.

Наиболее перспективным из фильтровых методов является метод с предварительной временной компрессией сигнала (на запоминающих устройствах, рециркуляторах и др.).

Из бесфильтровых методов лучшими характеристиками обладает метод анализа с когерентным накоплением сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. А. Харкевич. Спектры и анализ. М., Физматгиз, 1962.
2. Анализаторы спектра низких и инфранизких частот.— Библиографический указатель отечественной и иностранной литературы за 1959—1963 гг. ЦИБ, № 10606.
3. Б. М. Лобанов. О возможности уменьшения времени анализа с одновременным увеличением разрешающей способности анализатора.— Материалы научно-технической конференции, посвященной 70-летию со дня изобретения радио (тезисы). Минск, 1965.

4. Р. А. Валитов. Радиотехнические измерения. М., «Советское радио», 1963.
5. И. М. Жлобинский, Я. Г. Содин. О сокращении времени анализа дискретных спектров радиосигналов методом «активного» анализа.—Радиотехника, 1962, т. 17, № 2.
6. В. М. Черницер. Некоторые особенности работы трансформаторов спектра.— Доклад на XXII Всесоюзной научной сессии, посвященной Дню радио. Секция радиовещания, электроакустики и звукозаписи. М., 1966.
7. А. И. Петренко, С. В. Дембовецкий. Масштабно-временные преобразователи импульсных сигналов. Киев, «Техника», 1965.
8. W. G. Ehrlich, V. D. Steinberg. Панорамный анализатор спектра в реальном времени.—Зарубежная радиоэлектроника, 1960, № 1.
9. Новые методы спектрального анализа сигналов (обзор).—Зарубежная радиоэлектроника, 1961, № 8.
10. J. W. Gratton. Система временного сжатия речевых сигналов с использованием запоминающего устройства для хранения непрерывных величин.—Электроника, 1962, № 19.
11. Н. Т. Никифоров. Безгетеродинный метод последовательного анализа частотного спектра в масштабе реального времени.—Сб. докладов научно-технической конференции МЭИ, посвященной 50-летию Советской власти.
12. B. Grand, L. Packer, I. West. Using Digital Techniques in L-F Spectrum Analysis.—Electronics, 1960, V. XI, № 45-46.
13. М. Г. Серебрянников, А. А. Первозванский. Выявление скрытых периодичностей. М., «Наука», 1965.
14. М. И. Левин, Ю. И. Семко. Определение параметров периодических сигналов путем измерения их мгновенных значений.—Автометрия, 1966, № 1.
15. В. Г. Криксунов. Автоматические анализаторы спектров электрических сигналов. Киев, «Техника», 1965.

*Поступила в редакцию
2 июня 1967 г.*