

Это обстоятельство особенно важно для плоского интерферометра, в котором разрешение ограничивается несовершенством поверхности.

В расчетах не учитывались потери в диэлектрических слоях. При сравнении с экспериментом их необходимо учесть, так как на разрешающую способность высокочастотного интерферометра влияет даже незначительное объемное поглощение.

Что касается влияния ξ'' на зависимость $T_0(\nu)$, то при $\xi'' \neq 0$ она имеет несимметричный вид. Это приводит к неодинаковому подавлению мод, отстоящих по разные стороны от центральной частоты. Для получения симметричных кривых $T_0(\nu)$ нужно выбирать поглощающие пленки с $\xi'' = 0$ (это возможно при определенной толщине тонких металлических слоев, применяемых в оптике) или применять симметризирующие диэлектрические слои, согласно [4].

3. В настоящее время имеется достаточно экспериментальных данных о влиянии пленок различных металлов на добротность рассмотренного здесь интерферометра [5]. Результаты, полученные в работе [5], дали возможность использовать селективный отражатель с поглощающей пленкой в резонаторе с активной средой для селекции продольных типов колебаний. Имеющиеся данные и результаты расчетов, приведенных в настоящей работе, позволяют сделать вывод, что трехзеркальный интерферометр с поглощающей пленкой является эффективной системой и может быть использован также в спектроскопии высокого разрешения для исследования широких спектральных линий.

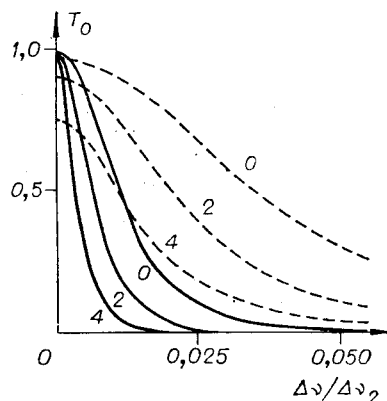


Рис. 2. Частотная зависимость T_0 для $N=0, 2, 4$ при $R_3=0,9$ (штриховые линии) и $R_3=0,99$ (сплошные линии).

Во всех расчетах $n_0=1$; $n_1=1,46$; $n_2=1,0$; $\xi'=1,46$; $n_H=2,3$; $n_L=1,34$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Bouwhuis G. Eigenfrequencies and quality factors of multi-mirror etalons.—“Philips Res. Rep.”, 1964, vol. 19, N 5, p. 422.
2. Kleinman D. A., Kisliuk P. P. Discrimination against unwanted orders in the Fabry—Perot resonator.—“Bell Syst. Techn. J.”, 1962, vol. 41, N 2, p. 453.
3. Троицкий Ю. В. Одночастотная генерация в газовых лазерах. Новосибирск, «Наука», 1975.
4. Голдина Н. Д., Захаров М. И., Троицкий Ю. В. Синтез характеристик многолучевого отражающего интерферометра.—«Автометрия», 1975, № 3, с. 107—118.
5. Голдина Н. Д., Захаров М. И., Троицкий Ю. В. Изучение характеристик поглощающих металлических пленок в поле стоячей волны оптических частот.—«Журн. прикл. спектр.», 1969, т. 10, № 1, с. 43.

Поступило в редакцию 12 апреля 1978 г.;
окончательный вариант — 6 июля 1978 г.

УДК 621.317.76

П. Л. ГЛУЗМАН
(Рыбинск)

МЕТОД КОМПЛЕКСНОГО АНАЛИЗА АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО СПЕКТРА ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

В настоящее время как в отечественной, так и в зарубежной практике, по существу, отсутствуют достаточно простые методы комплексного анализа спектра, позволяющие одновременно определять амплитуды и начальные фазы гармонических компонент. Теоретически и аппаратно достаточно хорошо разработаны методы амплитудного [1] и фазового [2] анализа спектра. Между тем только комплексное исследование спектра дает полную характеристику исследуемого сигнала. Необходимость таких исследований применительно к четырехполюсникам и линиям связи трудно переоценить.

Комплексный анализ спектра можно вести по выборочным значениям сигнала [2]. Будучи пропущенными через узкополосные фильтры с различными резонансными частотами, они вызовут колебания, содержащие информацию об амплитудно-фазовом спектре анализируемого сигнала. Путем дальнейшей обработки эта информация извлекается и представляется раздельно регистрируемыми спектрами. Существенный недостаток этого метода — недопустимо большая аппаратная сложность.

Ниже предлагается достаточно простой метод, заключающийся в поочередном суммировании исследуемого сигнала с двумя эталонными гармоническими сигналами, один из которых получен путем сдвига по фазе относительно другого. Искомые значения амплитуд и начальных фаз отдельных гармоник анализируемого сигнала определяются на основе информации, полученной в результате измерений действующих значений исследуемого сигнала, эталонного сигнала и двух суммарных сигналов.

Выведем расчетные соотношения для определения амплитудно-фазовых составляющих спектра периодического сигнала при использовании данного метода.

Исследуемый сигнал может быть представлен в виде

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} f_n \cos(n\omega t + \varphi_n), \quad (1)$$

где f_n и φ_n — соответственно амплитуда и начальная фаза n -й гармоники.

Пусть в качестве эталонного сигнала используется гармонический сигнал с частотой, кратной основной частоте исследуемого сигнала:

$$h_k(t) = h_k \cos(k\omega t + \alpha_k), \quad (2)$$

где h_k и α_k — амплитуда и начальная фаза.

Параметры эталонного сигнала предполагаются известными. Для действующих значений сигналов (1) и (2) запишем:

$$f_d^2 = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} f_n^2, \quad (3)$$

$$h_{kd}^2 = \frac{1}{2} h_k^2. \quad (4)$$

Суммарный сигнал $u(t)$ выразим в виде

$$\begin{aligned} u(t) &= f(t) + h_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} f_n \cos(n\omega t + \varphi_n) + h_k \cos(k\omega t + \alpha_k) = \\ &= \sum_{\substack{n=1 \\ (n \neq k)}}^{\infty} f_n \cos(n\omega t + \varphi_n) + f_k \cos(k\omega t + \varphi_k) + h_k \cos(k\omega t + \alpha_k) = \\ &= \sum_{\substack{n=1 \\ (n \neq k)}}^{\infty} f_n \cos(n\omega t + \varphi_n) + \sqrt{f_k^2 + h_k^2 + 2f_k h_k \cos(\alpha_k - \varphi_k)} \times \\ &\quad \times \cos \left[k\omega t + \arctg \frac{f_k \sin \varphi_k + h_k \sin \alpha_k}{f_k \cos \varphi_k + h_k \cos \alpha_k} \right]. \end{aligned} \quad (5)$$

Для действующего значения суммарного сигнала (5) имеем

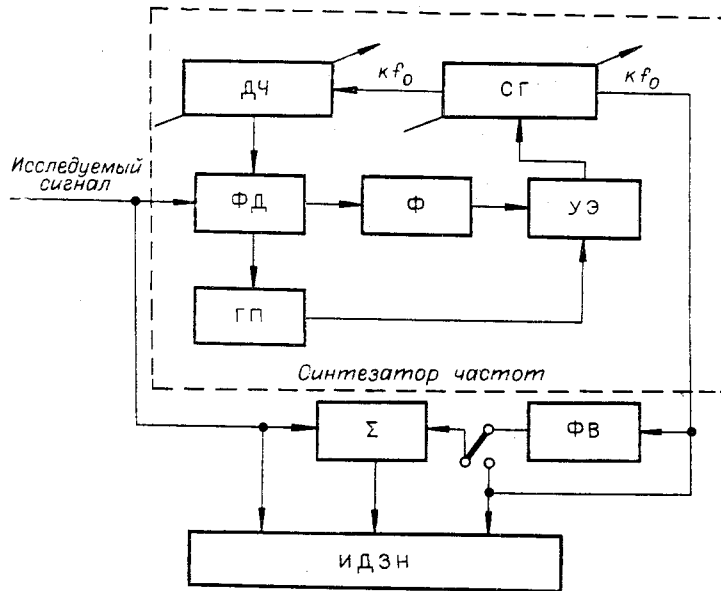
$$\begin{aligned} U_{kd}^2 &= \frac{1}{2} \sum_{\substack{n=1 \\ (n \neq k)}}^{\infty} f_n^2 + \frac{1}{2} [f_k^2 + h_k^2 + 2f_k h_k \cos(\alpha_k - \varphi_k)] = \frac{f_1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} f_n^2 + \frac{1}{2} h_k^2 + \\ &\quad + f_k h_k \cos(\alpha_k - \varphi_k). \end{aligned} \quad (6)$$

С учетом выражений (3) и (4) получим

$$U_{kd}^2 = f_d^2 + h_{kd}^2 + f_k h_k \cos(\alpha_k - \varphi_k) \quad (7)$$

или

$$U_{kd}^2 = f_d^2 + h_{kd}^2 + \sqrt{2} f_k h_{kd} \cos(\alpha_k - \varphi_k). \quad (8)$$



Согласно методике измерений, определяются два действующих значения суммарного сигнала: одно значение $U_{кд_0}$ соответствует $\alpha_{к_0} = 0$, а другое $U_{кд_1}$ — некоторому известному значению $\alpha_{к_1}$. По выражению (8) можно составить систему двух уравнений, где неизвестными являются f_k и φ_k :

$$U_{кд_0}^2 = f_{д}^2 + h_{кд}^2 + \sqrt{2} f_k h_{кд} \cos \varphi_k; \quad (9)$$

$$U_{кд_1}^2 = f_{д}^2 + h_{кд}^2 + \sqrt{2} f_k h_{кд} \cos(\alpha_{к_1} - \varphi_k).$$

Решая систему (9), получим

$$\varphi_k = \arctg \frac{(U_{кд_1}^2 - f_{д}^2 - h_{кд}^2) - (U_{кд_0}^2 - f_{д}^2 - h_{кд}^2) \cos \alpha_{к_1}}{(U_{кд_0}^2 - f_{д}^2 - h_{кд}^2) \sin \alpha_{к_1}};$$

$$f_k = \frac{\sqrt{(U_{кд_1}^2 - f_{д}^2 - h_{кд}^2)^2 - 2(U_{кд_1}^2 - f_{д}^2 - h_{кд}^2)(U_{кд_0}^2 - f_{д}^2 - h_{кд}^2) \times \cos \alpha_{к_1} + (U_{кд_0}^2 - f_{д}^2 - h_{кд}^2)^2}}{h_k \sin \alpha_{к_1}} \quad (10)$$

Для упрощения расчетных формул (10) при практической реализации метода целесообразно обеспечивать $\alpha_{к_1} = \pi/2$. Тогда

$$\varphi_k = \arctg \frac{U_{кд_1}^2 - f_{д}^2 - h_{кд}^2}{U_{кд_0}^2 - f_{д}^2 - h_{кд}^2};$$

$$f_k = \frac{\sqrt{(U_{кд_1}^2 - f_{д}^2 - h_{кд}^2)^2 + (U_{кд_0}^2 - f_{д}^2 - h_{кд}^2)^2}}{h_k}. \quad (11)$$

Аппаратурно рассматриваемый метод может быть реализован с помощью блок-схемы, представленной на рисунке.

В схему анализатора входят синтезатор частот, фазовращатель (ФВ), сумматор и измеритель действующего значения напряжений (ИДЗН). Синтезатор частот предназначен для преобразования исследуемого сигнала с фиксированным значением частоты, на которой производится измерение, в сигнал, значение частоты которого может

быть установлено с необходимой дискретностью в заданном диапазоне частот. В нашем случае синтезатор частот должен вырабатывать сигнал с частотой, кратной основной частоте исследуемого сигнала. Кратность частоты определяется номером анализируемой гармоники.

В синтезатор частот входят синхронизируемый генератор (СГ) с электронной перестройкой частоты, цифровой делитель частоты с переменным коэффициентом деления (ДЧ), фазовый детектор (ФД), низкочастотный фильтр (Ф), управляющий элемент (УЭ), с помощью которого производится изменение частоты генератора, а также генератор поиска (ГП).

На фазовом детекторе сравниваются фазы исследуемого сигнала и сигнала генератора, частота которого уменьшена в k раз. В режиме синхронизации частота сигнала с выхода делителя равна частоте опорного сигнала, поэтому частота сигнала синхронизируемого генератора определяется коэффициентом деления и равна $f_c = kf_0$. Фильтр низкой частоты подавляет гармоники частоты исследуемого сигнала, которые могут вызвать частотную модуляцию сигнала генератора.

Управляющий сигнал с фазового детектора проходит через низкочастотный фильтр и воздействует на управляющий элемент, изменяя частоту генератора до введения его в режим синхронизации. Для автоматического введения в режим синхронизации параллельно с основным фазовым детектором включается дополнительный квадратурный фазовый детектор, входящий в состав генератора поиска. Последний создает пилообразно-меняющееся напряжение, которое периодически изменяет частоту синхронизируемого генератора и подводит его к зоне захвата. Генератор поиска включается в цепь управляющего напряжения через реле только при отсутствии сигнала с выхода квадратурного фазового детектора. При подаче с выхода детектора постоянного напряжения, что означает наличие синхронизации, генератор поиска отключается.

Вырабатываемый синтезатором частот сигнал, который принимается за эталонный, подается либо на сумматор непосредственно, либо на фазовращатель. Последний создает задержку эталонного сигнала по фазе на выбранную величину $\pi/2$.

Исследуемый сигнал поочередно суммируется с двумя эталонными сигналами. При этом измеряются действующие значения напряжений исследуемого, эталонного, суммарных сигналов и производятся вычисления.

Для экспериментального подтверждения возможности реализации данного метода был выполнен опытный макет в соответствии с описанной выше блок-схемой. Экспериментальное определение с помощью этого макета амплитуд и начальных фаз проводилось для семи гармоник анализируемого сигнала, основная частота которого составляла 50 Гц. Выявлено, что основные источники погрешностей при аппаратной реализации метода — фазовый детектор и фазовращатель. Ориентировочная количественная оценка погрешностей показала, что при измерении амплитуд гармонических компонент погрешности растут с увеличением номера анализируемой гармоники, составляя от 1,5 до 3% для первых трех гармоник и не превосходя 6,5% для седьмой. Погрешность измерения начальных фаз составляет не более 5% для первых трех гармоник, возрастая до (8,5÷9)% для седьмой.

Можно ожидать, что совершенствование и доработка принципиальной схемы (особенно фазового детектора и фазовращателя) позволят существенно повысить точность данного метода.

Согласно предлагаемой методике амплитудно-фазового анализа спектра, все вырабатываемые сигналы с различными частотами должны иметь одинаковую начальную фазу (в нашем случае равную нулю). Из блок-схемы (см. рисунок) и описания ее работы следует, что установка нулевой разности фаз между исследуемым и эталонным сигналами обеспечивается в синтезаторе частот автоматически. Метрологические свойства схемы во многом зависят от точности этой установки, которая, в свою очередь, целиком определяется статической точностью автоматической системы управления (синтезатора частот). Экспериментальная проверка показала, что фазовый сдвиг между исследуемым и эталонным сигналами в рассматриваемом диапазоне частот (для семи гармоник) отличался от нуля не более чем на $1,5^\circ$.

Достоинствами описанного метода комплексного анализа спектра являются достаточная простота реализации, возможность исследования сигналов малой амплитуды, практически широкий диапазон частот исследуемых сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Методы и средства радиотехнических измерений. (Труды ВНИИ физико-технических и радиотехнических измерений). Вып. 27. М., «Наука», 1976.
2. Соловов В. Я. Фазовые измерения. М., «Энергия», 1973.

Поступило в редакцию 28 июня 1977 г.;
окончательный вариант — 3 апреля 1978 г.