

### КОМБИНИРОВАННАЯ СИСТЕМА ОПЕРАТИВНОГО КОНТРОЛЯ ПОБОЧНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ КОМПЬЮТЕРНЫХ СЕТЕЙ, СОЗДАННАЯ НА БАЗЕ АКУСТООПТИЧЕСКИХ ФУРЬЕ-ПРОЦЕССОВ

Существующие системы контроля побочных излучений основаны на принципе последовательного поиска сигналов по частоте, что требует достаточно большого времени для обследования компьютерных помещений и компьютерных сетей.

Исследование уровня побочных электромагнитных излучений и наводок (ПЭМИН) от средств вычислительной техники (СВТ) основывается на общих принципах инженерных измерений напряженности высокочастотного (ВЧ) поля. Специфика этих измерений состоит в том, что, во-первых, измеряемые сигналы являются маломощными, во-вторых, заранее сложно предсказать спектральную картину ВЧ поля конкретного СВТ. Поэтому измерению уровня сигналов ПЭМИН всегда предшествует их верификация от других сигналов в радиозфере.

Информативным ПЭМИН называются сигналы, представляющие собой ВЧ несущую, модулированную информацией, обрабатываемой на СВТ, например, изображением, выводимым на монитор, данными, обрабатываемыми на устройствах ввода-вывода и т.д.

Для проведения антенных измерений существует несколько типов измерительных приборов: селективные вольтметры, измерительные приемники, анализаторы спектра.

Сравнительные характеристики измерительных приборов, применяемых в настоящее время для исследований ПЭМИН, представлены в таблице 1.

Таблица 1

Вид приборов Характеристики приборов	Селективные микровольтметры	Измерительные приёмники	Анализаторы спектра <sup>А</sup>
Диапазон исследуемых частот	десятки Гц единицы ГГц <sup>А</sup>	Десятки Гц десятки ГГц <sup>АА</sup>	десятки Гц ... десятки ГГц АА
Чувствительность	сотни нВ единицы мкВ	десятки нВ единицы мкВ	Сотни нВ ... единицы мкВ
Динамический диапазон измеряемых уровней сигналов	100... 120 дБ	100... 150 дБ	80... 150 дБ
Погрешность измерения уровня сигнала	±2дБ	±(1..<2)дБ	±(1..<3)дБ
Коэффициент интермодуляции третьего и выше порядков, не менее	80 дБ	80 дБ	70 дБ
Устанавливаемые полосы пропускания	от одного Гц до единиц МГц <sup>А</sup>	от одного Гц до единиц МГц <sup>А</sup>	От одного Гц до единиц МГц <sup>А</sup>
Тип детектора	пиковый, квазипиковый, среднеквадратичный	пиковый, квазипиковый, среднеквадратичный	Пиковый, квазипиковый, среднеквадратичный

Эргономичность (дополнительные сервисные возможности)	возможность аудиоконтроля сигналов	возможность аудиоконтроля, просмотра осциллограмм сигналов, визуальное представление панорамы частот <sup>А</sup>	Визуальное представление панорамы частот, возможность аудиоконтроля и просмотра осциллограмм сигналов
Сравнительные трудозатраты на проведение измерений (производительность)	высокие	средние	Низкие
Стоимость (диапазон частот до 2 ГГц)	умеренная (15... 25 тыс. \$)	весьма высокая (50... 120 тыс. \$)	Умеренная (15... 25 тыс. \$)

Примечания:

А - без преселектора;

АА- зависит от конкретного типа прибора.

В данной статье предлагается комбинированная система акустооптической и цифровой обработки сигналов в полосе одновременного анализа (по выбору) до 500МГц.

### 1. Физические основы построения системы контроля.

Комбинированная система оперативного контроля на базе акустооптических Фурье-процессов позволит занять ведущее место в системе контроля излучений в силу целого ряда преимуществ:

- по быстродействию, рациональности построения, многофункциональности и многоканальности - превосходит известные приёмники.

- простота выполнения преобразования Фурье, которые используются не только при анализе спектра сигнала, но и являются базовой, ключевой операцией при выполнении функций корреляции, свертки сигналов, согласованной фильтрации не зависимо от структуры входных сигналов.

- обладая двумя степенями свободы, оптические системы способны обрабатывать большое число одномерных сигналов.

Обобщая характеристики одномерных спектроанализаторов с временным интерфейсом, отметим, что эти устройства позволяют получить разрешение по частоте, обратно пропорциональное времени интегрирования: порядка десятков Герц,

число разрешаемых частот  $10^3 \div 10^4$  [1]

Поскольку оптические системы выполняют математические операции со скоростью света, то их производительность ограничивается лишь скоростью ввода и вывода данных.

Современные акустооптические процессоры позволяют реализовать одновременно  $10^2 \div 10^3$  параллельных частотных каналов при использовании одной пространственной координаты и  $10^4 \div 10^6$  параллельных частотных каналов при использовании двух пространственных координат, а так же позволяют получить разрешение по частоте, обратно пропорциональное времени интегрирования.

Однако надо отметить, что чисто оптическая система теряет ряд своих преимуществ в силу следующих причин:

- как аналоговая система она не обладает требуемой точностью для "тонкого анализа" излучений, необходимого для распознавания несанкционированного вмешательства в работу компьютерной сети.

- выходной сигнал чисто оптической системы нельзя непосредственно использовать для принятия решения при обнаружении, анализе и распознавании излучений, где требуется накопление сигнала, хранение и сравнение его с эталонами по определённым критериям близости.

- оптическая система является трудно программируемая, поскольку является узкоспециализированной.

Следовательно, необходимый эффект можно достичь только путём комплексного использования оптических и электронных устройств обработки сигналов.

Основная сложность заключается в сопряжении процессов цифровой обработки с аналоговыми оптическими процессорами.

На рис. 1 в общем виде представлена структурная схема сопряжения электронной части обработки сигнала с оптической по входу, выходу и управлению через три интерфейса.

Задачей входного интерфейса является преобразование электрического сигнала побочного излучения с выхода приёмной части в оптический сигнал. Особенность обработки сигналов в системах оперативного контроля состоит в том, что диапазон длительности сигналов, их финитная структура находятся в пределах от десятков наносекунд до десятков микросекунд, а ширина спектра может достигать сотен МГц. Поэтому основное требование к входному интерфейсу заключается в преобразовании электрического сигнала в оптический независимо от параметров и структуры, без существенных искажений и потерь. Это достигается путем использования ультразвуковых модуляторов света на объемных или поверхностных акустических волнах, а в перспективе - и магнитостатических.

В качестве выходного интерфейса в современных устройствах используются матрицы фотоприёмников на ПЗС (прибор с зарядовой связью).

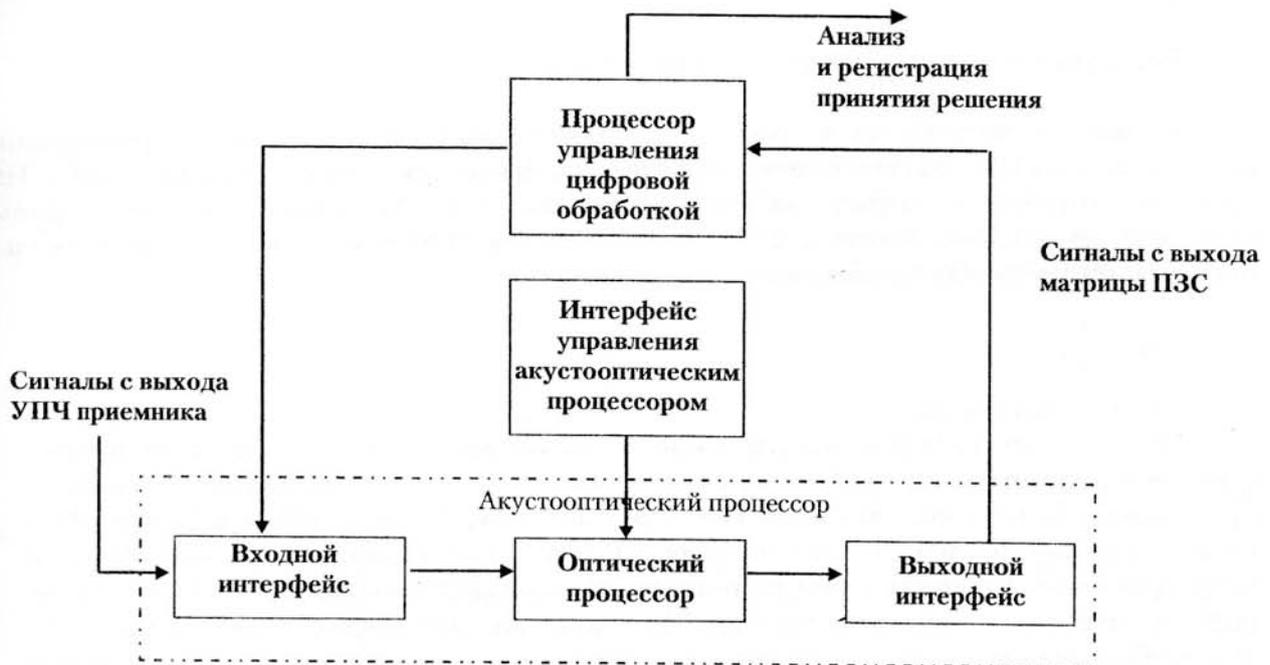


Рис.1 Комбинированная система акустооптической и цифровой обработки сигналов в комплексах оперативного контроля излучений.

Структурная схема устройства оперативного контроля приведена на рис.2. Из рис.2 видно, что акустическое устройство оперативного контроля состоит из: широкодиапазонного и широкополосного приёмного устройства электромагнитных излучений, включающие в себя блок усилителей высокой частоты, преобразователя несущей частоты в промежуточную

путем её повышения или понижения с помощью блока гетеродинов, акустического преобразователя электрических колебаний в ультразвуковые, источника монохроматического света (лазера), коллиматора, формирующего плоскую волну когерентного света, оптоэлектронного устройства на системе линз и матрицы ПЗС, коммутатора съема информации с ячеек ПЗС, блока цифровой обработки информации.

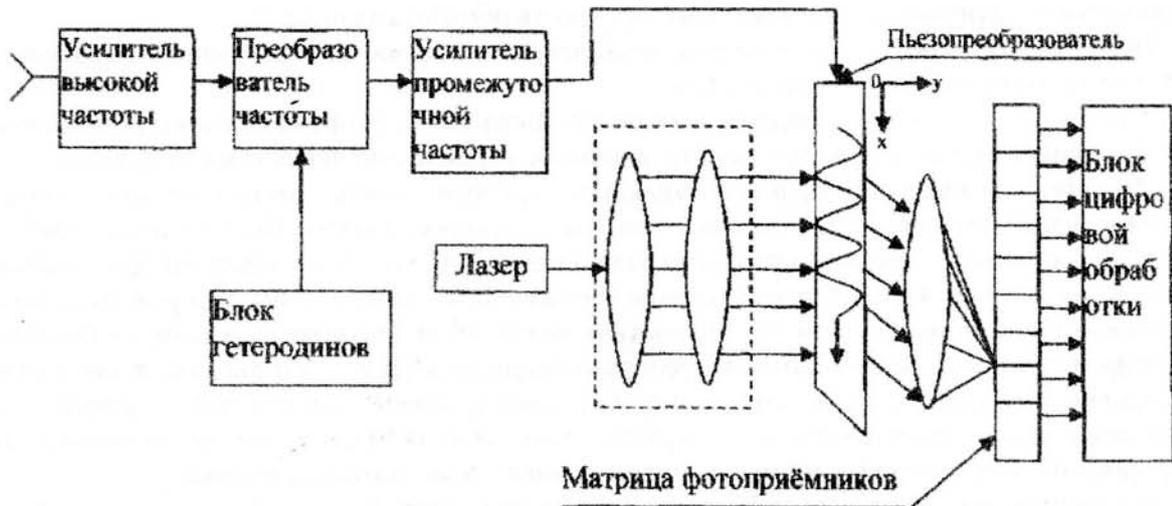


Рис. 2 Акустический приёмник-спектроанализатор

Сложность заключается в том, что для обеспечения высокой точности результатов анализа матрица ПЗС должна иметь разрешение не менее, чем сама оптическая система. На практике потребуется матрица на ПЗС, состоящая из 1 000-2000 элементов в одном поддиапазоне анализа. Матрица ПЗС определяет шаг выборки, а он, в свою очередь, определяется по теореме Котельникова из выражения

$$d \leq \frac{1}{2}B,$$

где  $B$  - база сигнала.

То есть, шаг выборки должен быть настолько малым, что бы на один период синусоиды, соответствующей верхнему значению пространственной частоты, приходилось бы не менее двух ячеек ПЗС (двух выборок). В случае не выполнения этого условия сигналы, близкие по значениям, будут перекрываться (их спектры или значения корреляционных функций) и при распознавании возникнут ошибки как 1-го, так и 2-го рода. В следствии конечности апертуры фотодетектора для широкополосных сигналов это требование не всегда выполняется. Уменьшение апертуры приведет к потере разрешающей способности по частоте.

## 2. Теоретический анализ эффективности акустооптических устройств

Теоретический анализ эффективности акустооптических устройств (АОУ) основан на исследовании дифрагированного светового луча первого порядка, полученного для случая взаимодействия плоских волн со слабыми ультразвуковыми колебаниями, создаваемыми побочным электромагнитным излучением компьютеров.

Дифракционная решетка, создаваемая в прозрачном кристалле ультразвукового модулятора приходящим электрическим сигналом вида:

$$U(t) = U_0(t) \cos[2\pi f_0(t) + \varphi(t)]$$

или суммой сигналов, излучаемых группой

компьютеров

$$\sum_{i=1}^k U_i(t) = \sum_{i=1}^k U_{0i}(t) \cos[2\pi f_i(t) + \varphi_i(t)] \quad (1)$$

отклоняет плоскую волну лазерного излучения на угол  $\alpha$  пропорциональный частоте выходного сигнала.

Если на модулятор падает плоская оптическая волна единичной амплитуды, то колебание света на выходе модулятора описывается выражением

$$U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вх}} \exp(j2\pi\nu t) \exp\left[-j\Psi(t, x) \operatorname{rect}(x/L)\right], \quad (2)$$

где  $\nu$  - частота оптической несущей,

$L$  - апертура ультразвукового модулятора света (УЗМС),

$x$  - координатная ось, направленная вдоль УЗМС.

Из приведенного выражения (2) следует, что при малой глубине фазовой модуляции модулятор переносит в оптическую волну часть входного электрического сигнала длительностью  $L/S$ , где  $S$  - скорость ультразвуковой волны в звукопроводе.

Если разложить выходные колебания (2) на множители, то получаем на выходе три дифрагированных луча (+1, 0, -1). Угол отклонения дифрагированных лучей пропорционален частоте сигнала

$$\varphi \approx \lambda_{\text{св}} \frac{f_0}{S}.$$

Таким образом, не зависимо от типа модулятора процесс преобразования электрических сигналов в пространственные оптические основан на явлении дифракции света на акустических, объемных, поверхностных, магнитостатических или других волнах, в которых входной сигнал, распространяясь в оптически прозрачной среде, создает медленно движущуюся дифракционную решетку путем изменения показателя преломления по закону изменения параметров сигнала

$$n(x, t) = n_0 + \Delta n f\left(t - \frac{x}{v_{\text{ак}}}\right)$$

где  $v_{\text{ак}}$  - скорость акустической волны,

$n_0$  - среднее значение показателя преломления среды,

$\Delta n$  - амплитуда изменения показателя преломления среды под действием акустической волны.

Амплитуда изменения показателя преломления среды связана с интенсивностью показателя преломления ультразвуковой волны [3] выражением:

$$\Delta n = (n-1) \sqrt{\frac{2aJ_{\text{зв}}}{\rho^2 ak}}, \quad (3)$$

где  $a$  - постоянный коэффициент для данной среды;

$\rho$  - плотность среды;

$J_{\text{зв}}$  - интенсивность ультразвуковой волны.

Следует заметить, что линейность преобразования электрических сигналов в пространственные оптические с помощью УЗМС соблюдается в ограниченной полосе частот

порядка 500МГц.

Относительная полоса частот пропускания УЗМС [2] определяется выражением

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = 1,86v_{ak}^2 \frac{2\pi n}{\lambda L \omega^2}, \quad (4)$$

где  $L$  - апертура УЗМС.

Максимальная длительность анализируемых сигналов определяется из выражения:

$$T_{\max} = \frac{L}{v_{ak}} \quad (5)$$

Наиболее важным вопросом при разработке системы оперативного контроля излучений является оценка чувствительности АОУ из соотношения С/Т Т Т на выходе матрицы ПЗС. То есть, в качестве выходного сигнала будем рассматривать плотность поверхностного заряда, возникающего в фотоприёмнике за счет фотоэффекта. Скорость генерации заряда пропорциональна мощности светового излучения. Поэтому вследствие накопления заряда за время  $T_n$  на поверхности фотоприёмника будет сосредоточен заряд с линейной плотностью [3]:

$$Q_y = L \int_0^{T_h} \left\{ \int_0^a U(t - \frac{y'}{v_0}) \cos \left[ \omega(t) + \frac{yy'}{r_0 c} \right] dy' \right\}^2 dt. \quad (6)$$

В результате сложного анализа и громоздких преобразований, которые являются промежуточными и здесь не приводятся, получены выражения для отклонения сигнал /шум на выходе АОУ при различных соотношениях длительности импульсов ( $\tau_u$ ) и временной апертуры ( $T_a$ ):

а)  $\tau_u \leq T_a$ ;

$$\left( \frac{S}{N} \right)_{\text{вых}} = \frac{U_0^2 \tau_u \left( 1 - \frac{T_a}{3\tau_u} \right)}{4N_0 \sqrt{T_a T_n} \sqrt{1 + \frac{8 U_0^2 \tau_u^2}{3 2N_0 T_n} \left( 1 - \frac{\tau_u^2}{4T_a^2} + \frac{3 \tau_u^3}{40 T_a^3} \right)}}, \quad (7)$$

где  $N_0$  - спектральная плотность шума;  
 $T_n$  - время накопления сигнала.

б)  $T_a < \tau_u \leq 2T_a$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вых}} = \frac{U_0^2 \tau_u \sqrt{T_a \left(1 - \frac{T_a}{3\tau_u}\right)}}{4N_0 \sqrt{1 + \frac{8U_0^2 T_a^2}{3 \cdot 2N_0 T_H} \left(\frac{1}{10} - \frac{\tau_u}{2T_a} + 2\frac{\tau_u^2}{T_a^2} - \frac{\tau_u^3}{T_a^3} + \frac{\tau_u^4}{4T_a^4} - \frac{\tau_u^5}{40T_a^5}\right)}} \quad (8)$$

$$\text{в) } \tau_u \geq 2T_a$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вых}} = \frac{U_0^2 \tau_u \sqrt{T_a} \left(1 - \frac{T_a}{3\tau_u}\right)}{4N_0 \sqrt{T_H} \sqrt{1 + 4\frac{U_0^2 T_a^2}{2N_0 T_H} \left(\frac{\tau_u}{T_a} - \frac{14}{30}\right)}} \quad (9)$$

Соотношения (7,8,9) позволяют рассчитать предельную, обусловленную только шумами СВЧ тракта, энергетическую чувствительность акустического устройства при обнаружении побочных излучений.

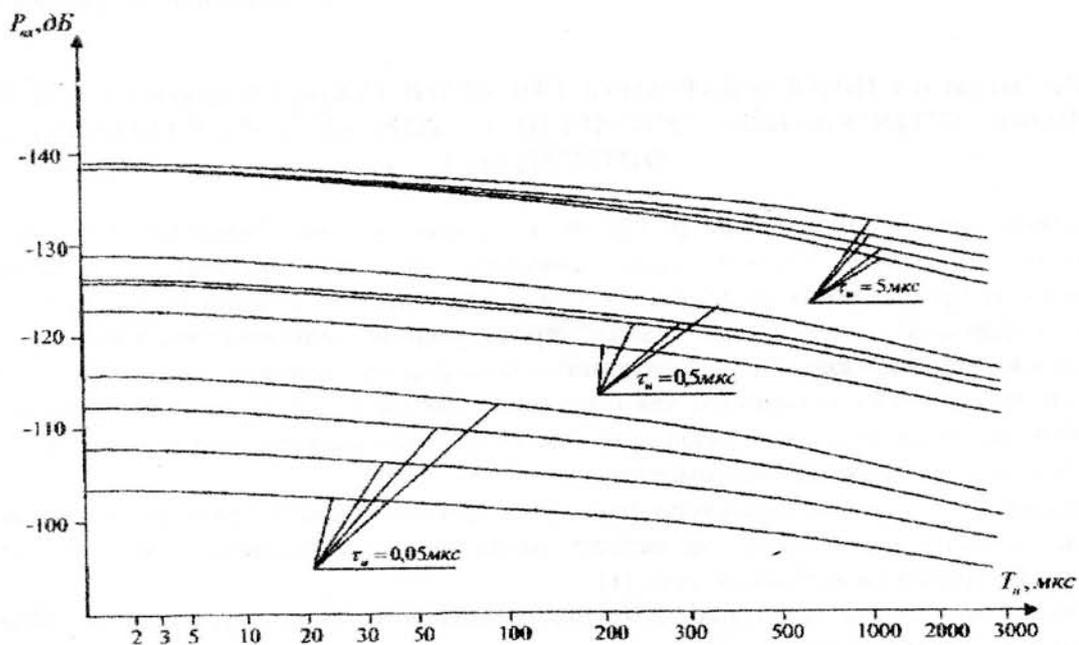


Рис.3. Зависимость чувствительности АОП от времени накопления сигнала.

$$K_{ш} = 5\text{дБ}, \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вих}} = 3$$

Рис.3 представлено семейство кривых, характеризующих зависимость чувствительности АОП от времени накопления сигнала при фиксированных значениях длительности принимаемых сигналов, временной апертуры АОП, коэффициента шума  $K_{ш} = 5\text{дБ}$  и отношения входного сигнала к спектральной плотности шума, равной 3.

Из рис.3 видно, что оптимальным (в смысле получения максимальной чувствительности АОП) является равенство времени накопления и длительности сигнала.

Вывод:

Теоретические исследования акустооптического приёмника-спектроанализатора показали, что в нём хорошо сочетаются: широкая полоса частот одновременного анализа, высокая чувствительность и точность измерения частотных параметров, а также возможность цифровой обработки результатов анализа без преобразования частоты в цифровой код или амплитуды в цифровой код.

#### Список литературы:

1. Тузов Г.М., Урядников В.И., Прытков В.И. и др. под редакцией Г.И.Тузова, „Адресные системы управления и связи“, М. Радио и связь, 1993, 380с.

2. Оптическая обработка информации. Перевод с англ, под редакцией Касанета, М.Мир, 1980, 349с.

Применение методов Фурье-оптики, Под редакцией Г.Старка: Пер. с англ, под ред. И.Н.Компанца, М.Радио и связь, 1988, 536с.

УДК 681.3

Герасимов Б.М., Домарев В.В.

### ВИБІР ОПТИМАЛЬНОГО ВАРІАНТА СИСТЕМИ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДІВ НЕЧІТКОЇ БАГАТОКРИТЕРІАЛЬНОЇ ОПТИМІЗАЦІЇ

Система захисту інформації (СЗІ), як складова частина будь-якої інформаційно-управляючої системи, є у свою чергу складною технічною системою. Специфічними особливостями проектування подібних систем, як правило, є неповнота і невизначеність вихідної інформації на ранніх етапах проектування; багатокритеріальність задачі проектування, що пов'язана з необхідністю врахування великої кількості часткових показників; наявність як кількісних, так і якісних показників, котрі повинні враховуватися при виборі варіанта технічної реалізації системи; неможливість використання з вище викладеним класичних методів оптимізації.

З урахуванням цих особливостей в основу методичного апарату синтезу засобів захисту інформації повинні бути покладені методи теорії нечітких множин, і зокрема, методи нечіткої багатокритеріальної оптимізації [1].

Загальна постановка задачі вибору оптимального варіанту системи захисту інформації може бути описана таким чином [2].

Існує багато варіантів побудови СЗІ  $i=1,8$ . Кожний  $i$ -й варіант характеризується вектором технічних характеристик  $\bar{X}_i = |x_1^{(i)}, \dots, x_n^{(i)}|$ . Для кожного варіанта існує вектор часткових показників якості  $\bar{Q}_i = |q_1(\bar{X}_i), \dots, q_m(\bar{X}_i)|$ . Будемо вважати, що серед показників є  $l$  кількісних ( $j=1, l$ ), наведених до нормованого виду  $\bar{q}_j(\bar{X}_i), \dots, \bar{q}_l(\bar{X}_i)$  (від нуля до одиниці), і