

нии 2 мм от поверхности излучателя для четырех значений рабочей частоты. Видно, что максимальной интенсивности достигает на ребрах пластины и имеет минимум в средней ее части.

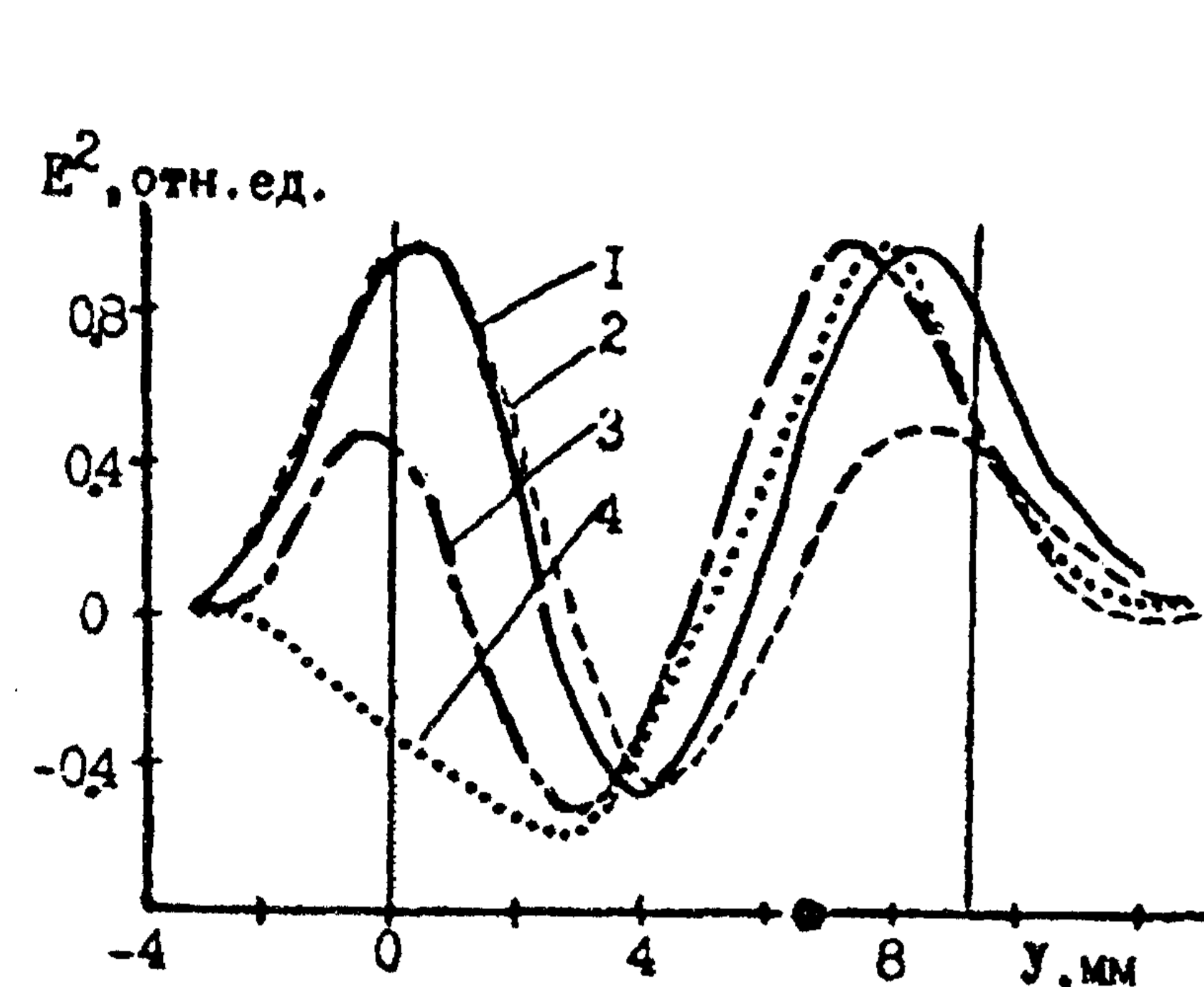


Рис. 3

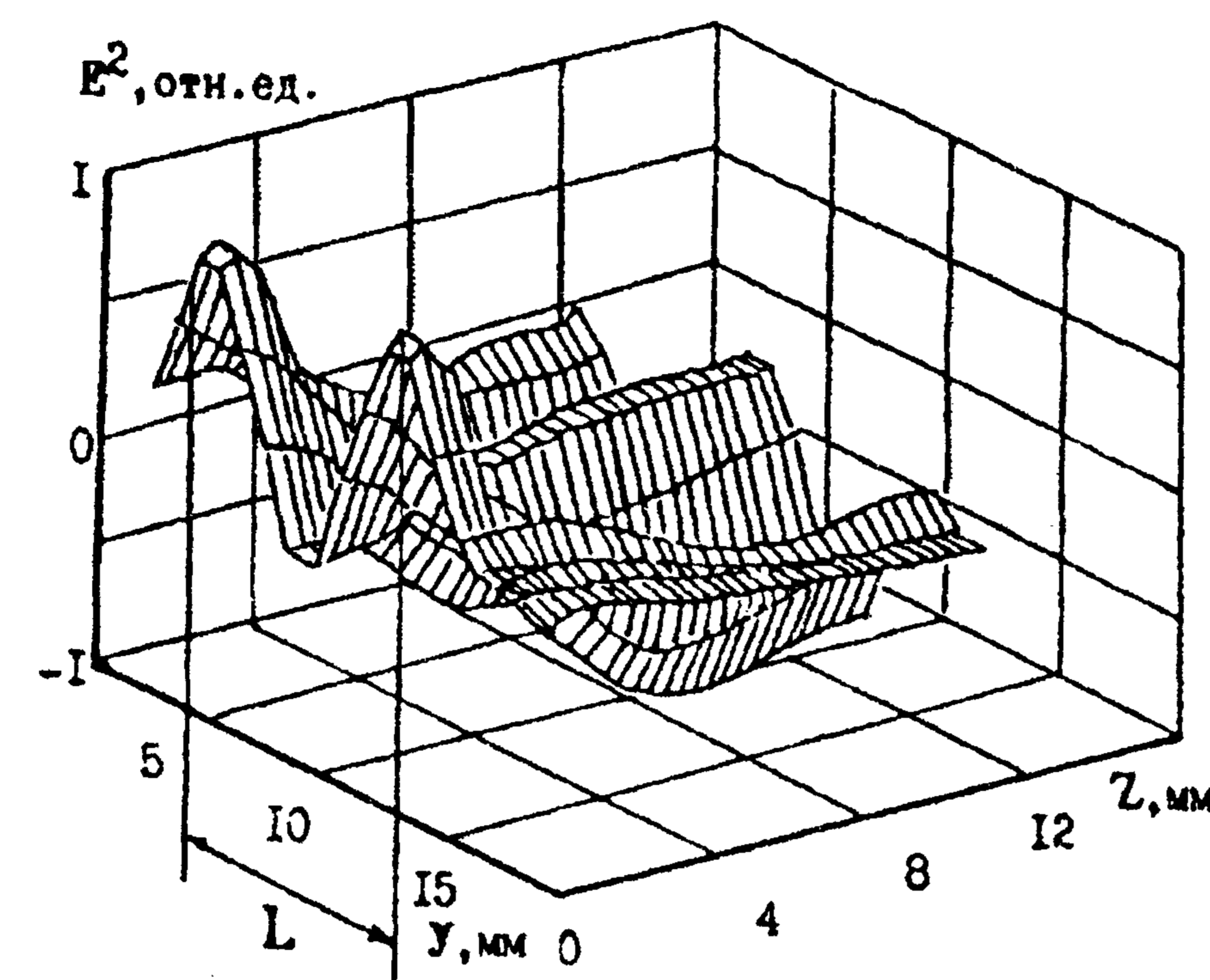


Рис. 4

Одинаковой интенсивности излучения в максимумах можно достичь, лишь строго настроившись на резонансную частоту $f = 9,74$ ГГц (кривая 1). Этот характер распределения поля качественно соответствует результатам, полученным в [3]. При отстройке от резонансной частоты на несколько десятков мегагерц максимумы различаются по величине. При частоте 9,76 ГГц, превышающей резонансную, величина максимума, лежащего у ребра вблизи точки подключения коаксиала, уменьшается (кривая 2). И наоборот, при частоте 9,70 ГГц, лежащей ниже резонансной частоты излучателя, (кривая 3) максимум у ребра, лежащего вблизи подключения коаксиала, превосходит максимум у противоположного ребра. При более сильных отстройках от резонансной частоты, например, на частоте 9,65 ГГц (кривая 4) картина распределения поля меняется качественно. Максимум излучения в наблюдаемой ранней фазе сохраняется лишь у ребра, ближнего к точке подключения коаксиала. У ребра, удаленного от точки подключения коаксиала, фаза излучения отличается на 180° .

Картина распределения на резонансной частоте среднего значения квадрата электрической составляющей поля вдоль координаты Y при удалении от плоскости излучателя представлена на рис. 4. Максимумы излучения на ребрах при удалении от плоскости излучателя на расстояние в 10...15 мм практически исчезают. Картина поля становится симметричной с максимумом в средней части излучающей пластины.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Carver K. R., Mink J. W. Microstrip antenna technology // IEEE Trans.— 1981.— Vol. AP-29.— No. 1.— P. 2—24.

2. Даман В. И., Ильинов М. Д., Гоцуляк А. Ф. Микрополосковые антенны // Зарубежная радиоэлектроника.— 1981.— № 10.— С. 99—116.

3. Yaghyian A. D. An overview of near-field antenna measurements // IEEE Trans.— 1986.— Vol. AP-34.— No. 1.— P. 30—45.

4. Zücher J. A near field measurement method applied to planar structures // Microwave Engineering Europe.— 1992.— June/July.— P. 43—51.

5. Budka T. P., Waclawik S. D., Rebeiz G. M. A coaxial 0,5—18 GHz near electric field measurement system for planar microwave circuits using integrated probes // IEEE Trans.— 1996.— Vol. MTT-44.— No. 12.— P. 2174—2184.

6. Просвирнин С. Л., Ружис И. И., Селезнев Д. Г. Согласование с линиями питания и учет взаимного влияния в микрополосковых антенных решетках // Радиотехника и электроника.— 1998.— Т. 43.— № 10.— С. 1—7.

7. Cullen A. Z., Parr J. C. A new perturbation method for measuring microwave fields in free space // The Proceedings of IEE.— 1955.— Vol. 102.— Part B.— No. 6.— P. 836—844.

8. Bokhari S. A., Jean-Francois Zucher, Misig J. R., Gardiol F. E. Near field of microstrip antennas // IEEE Trans.— 1995.— Vol. 43.— No. 2.— P. 188—197.

9. Kirichenko A. Ya., Suvorova O. A. Vibratory string as a perturbation body in order to measurement electromagnetic field of microwave radiators // Symposium Proceedings. Third International Kharkov Symposium «Physics and Engineering of Millimeter and Submillimeter Waves».— Kharkov.— 1998.— Vol. 2.— P. 742—743.

Ин-т радиофизики и электроники, г. Харьков.

Поступила в редакцию 12.05.99.

УДК 621.396.967

СЛЮСАР В. И.

ИЗМЕРЕНИЕ ПЕРИОДА ПОВТОРЕНИЯ ПЕРЕКРЫВАЮЩИХСЯ ВО ВРЕМЕНИ ИМПУЛЬСОВ

Предложены цифровые методы измерения периода следования импульсов в высокоскоростных пакетах по выходу узкополосных систем обработки.

В условиях стремительного роста быстродействия цифровых систем обработки сигналов проблематично сохранять опережающие темпы развития диагностических средств контроля их параметров. Поэтому оправдано приспособление под решение новых задач уже имеющегося парка узкополосной аппаратуры.

Рассмотрим вариант решения данной проблемы использованием более изощренных методов оценивания искомых параметров на примере измерения периода следования импульсных сигналов в высокоскоростных синхронных пакетах. Применение узкополосных входных цепей в этом случае приводит к слиянию выходного отклика измерителя в сплошной сигнал, по внешнему виду которого невозможно судить о параметрах периодичности входной импульсной последовательности. К рассмотрению ключевых аспектов нового подхода имеет смысл приступить после декларации основных допущений, в рамках

которых уместна последующая формализация и постановка задачи синтеза методов оценивания.

Все дальнейшие выкладки ориентированы на обработку нескольких узкополосных импульсных сигналов или их пачек. При этом предполагается, что указанные импульсы имеют одинаковую, известную форму огибающей, и на интервале приема сигнального пакета период их повторения остается неизменным. Будем также полагать, что узкополосный приемный тракт вносит пренебрежимо малые нелинейные искажения, и его выходной отклик можно рассматривать как линейную суперпозицию входных сигналов.

В случае пакета из M видеоимпульсов равной амплитуды указанные допущения позволяют записать бесшумовые напряжения сигнальной смеси по выходу узкополосного тракта (после их аналого-цифрового преобразования) в следующей форме:

$$U_s = a \sum_{m=0}^{M-1} K_m(z + s + m \cdot d), \quad (1)$$

где a — амплитуда сигналов, $K_m(z + s + m \cdot d)$ — дискретная функция огибающей m -го видеоимпульса в s -м по номеру отсчете измерительной выборки, начало которой смещено на z отсчетов относительно начала первого из сигналов пакета, d — интервал повторения импульсов в долях периода дискретизации.

В контексте решаемой задачи в качестве искомой неизвестной в (1) следует рассматривать величину d . Последующие выкладки по синтезу методов оценивания таковой проведем, ориентируясь на присутствие всех M сигналов в каждом s -м отсчете и \sin^2 -оглабющую, для которой (1) перепишем в виде:

$$U_s = a \sum_{m=0}^{M-1} \sin^2 \left(\frac{\pi (z + s + m \cdot d)}{N} \right), \quad (2)$$

где N — длительность импульса по основанию огибающей в отсчетах АЦП.

С учетом [1], обозначив $y_0 = \pi / N$, для четного и известного M из (2) получим

$$U_s = a \left(\frac{M}{2} - \frac{\cos [y_0 (2z + 2s + (M-1)d)] \cdot \sin (My_0 d)}{2 \sin (y_0 d)} \right). \quad (3)$$

Для сведения задачи определения неизвестной d к решению алгебраической системы уравнений остается набрать такое количество отсчетов U_s , при котором искомая система равенств поддается нормализации. В простейшем случае (с учетом неизвестной амплитуды сигналов и смещения измерительной выборки z) для рассматриваемого пакета вещественных видеоимпульсов доста-

точно использовать три отсчета АЦП, взятых, к примеру, не подряд, а с интервалом в T отсчетов:

$$U_k = a \left(\frac{M}{2} - \frac{\cos [y_0 (2z + 2(k-1)T + (M-1)d)] \cdot \sin (My_0 d)}{2 \sin (y_0 d)} \right), \quad k = 1, 2, 3.$$

Среди множества подходов к решению такой системы уравнений используем исключение неизвестной амплитуды a попарной нормировкой образующих систему равенств. Обозначив $y = 2z + (M-1)d$, после преобразований получим:

$$\frac{U_2 - U_1}{U_3 - U_1} = \frac{U_2 \cos (y_0 y) - U_1 \cos [y_0 (y + 2T)]}{U_3 \cos (y_0 y) - U_1 \cos [y_0 (y + 4T)]}, \quad (4)$$

$$\frac{\sin (My_0 d)}{M \sin (y_0 d)} = \frac{U_2 - U_1}{U_2 \cos (y_0 y) - U_1 \cos [y_0 (y + 2T)]}.$$

Первое из этих уравнений может быть решено относительно неизвестной y после сведения его к виду

$$\operatorname{tg} (y_0 y) = \frac{U_2 - U_3 \beta + U_1 \beta \cos (4Ty_0) - U_1 \cos [2Ty_0]}{U_1 \beta \sin (4Ty_0) - U_1 \sin [2Ty_0]},$$

где $\beta = (U_2 - U_1) / (U_3 - U_1)$, из второго равенства по табличной функции $(\sin (My_0 d)) / (M \sin (y_0 d))$ определяется искомая оценка d .

Результаты проверки рассмотренной измерительной процедуры в пакете MathCad 7.0 подтвердили ее работоспособность и возможность определения величин d , в 100—1000 раз меньших периода дискретизации АЦП. Это существенно расширяет границы применения данного метода, в частности, в отношении скоростной селекции быстро движущихся источников в радиолокации, где величина d может быть интерпретирована как смещение эхо-сигнала за период повторения зондирующих импульсов.

В ситуациях, когда невозможно гарантировать присутствие M сигналов в отобранных для измерения отсчетах АЦП, процедура оценивания их периода повторения должна дополняться проверкой гипотез относительно фактического наличия в них того или иного количества импульсов. В рассматриваемой детерминистской трактовке сигнальной смеси для этого достаточно подыскать среди множества допустимых значений M и d такую их пару, при которой квадрат разности левой и правой частей второго уравнения в (4) будет минимален.

При необходимости учета шумов измерения для синтеза процедуры оценивания может быть рекомендован метод наименьших квадратов (МНК). Применительно к S -отсчетной измерительной выборке соответствующий функционал невязок, согласно (2), (3), запишется в виде

$$F = \sum_{s=1}^S \left\{ U_s - a \left(\frac{M}{2} - \frac{\cos [y_0 (2z + 2(s-1)T + (M-1)d)] \cdot \sin (My_0 d)}{2 \sin (y_0 d)} \right) \right\}^2 = \min. \quad (5)$$

При этом для проверки гипотез о количестве сигналов M может быть использован информационный эквивалент

$$F_M = \sum_{s=1}^S \left\{ U_s \cdot a \left(M - \frac{\cos [y_0 (2z + 2(s-1)T + (M-1)d)] \cdot \sin (My_0 d)}{\sin (y_0 d)} \right) \right\} = \max,$$

который с учетом оптимальной оценки амплитуды переписывается в виде

$$F_M = \frac{2 \left[\sum_{s=1}^S U_s \left(M - \frac{\cos [y_0 (2z + 2(s-1)T + (M-1)d)] \cdot \sin (My_0 d)}{\sin (y_0 d)} \right) \right]^2}{\sum_{s=1}^S \left(M - \frac{\cos [y_0 (2z + 2(s-1)T + (M-1)d)] \cdot \sin (My_0 d)}{\sin (y_0 d)} \right)^2} = \max$$

либо для произвольного числа M в каждом отсчете

$$\tilde{F}_M = \frac{2 \left[\sum_{s=1}^S U_s \left(M_s - \frac{\cos [y_0 (2z + 2(s-1)T + (M_s-1)d)] \cdot \sin (M_s y_0 d)}{\sin (y_0 d)} \right) \right]^2}{\sum_{s=1}^S \left(M_s - \frac{\cos [y_0 (2z + 2(s-1)T + (M_s-1)d)] \cdot \sin (M_s y_0 d)}{\sin (y_0 d)} \right)^2} = \max.$$

В итоге процесс тестирования гипотез сводится к поиску значений M (M_s) и d , максимизирующих выражение F_M (\tilde{F}_M).

Для вывода оптимальной по МНК оценки периода следования d удобно вместо (5) манипулировать суммой невязок, полученных нормировкой s -го отсчета к первому в сигнальной выборке, т. е.

$$F_1 = \sum_{s=1}^S \left\{ 1 - \frac{U_1}{U_{1+s}} - \frac{\sin (My_0 d)}{M \sin (y_0 d)} \left[\cos (y_0 y) - \frac{U_1}{U_{1+s}} \cos [y_0 (y + 2sT)] \right] \right\}^2 = \min, \quad (6)$$

а также функцией невязок, сформированной по аналогичному принципу на базе первого уравнения системы (4), а именно

$$F_2 = \sum_{s=1}^S \left\{ (U_1 \cdot \beta_s \sin [2(s+1)Ty_0] - U_1 \sin 2Ty_0) \cdot \operatorname{tg} (y_0 y) - C_s \right\}^2 = \min, \quad (7)$$

где

$$C_s = U_1 \beta_s \cos 2(s+1)Ty_0 - U_1 \cos 2Ty_0 + U_2 - U_{s+2} \beta_s, \\ \beta_s = (U_2 - U_1) / (U_{s+2} - U_1).$$

Из (6) следует

$$\frac{\sin (My_0 d)}{M \sin (y_0 d)} = \frac{\sum_{s=1}^S \left(1 - \frac{U_1}{U_{1+s}} \right) \left[\cos (y_0 y) - \frac{U_1}{U_{1+s}} \cos [y_0 (y + 2sT)] \right]}{\sum_{s=1}^S \left[\cos (y_0 y) - \frac{U_1}{U_{1+s}} \cos [y_0 (y + 2sT)] \right]^2} \quad (8)$$

и, минимизируя (7), получим

$$\operatorname{tg} (y_0 y) = \frac{\sum_{s=1}^S \left(\beta_s \cos p_s - \cos 2Ty_0 + \frac{U_2 - U_{s+2} \beta_s}{U_1} \right) (\beta_s \sin p_s - \sin 2Ty_0)}{\sum_{s=1}^S \{ \beta_s \sin p_s - \sin 2Ty_0 \}^2}, \quad (9)$$

где $p_s = 2(s+1)Ty_0$.

Оценка d , получаемая из (8) с учетом (9), при больших отношениях сигнал/шум незначительно отличается по точности от соответствующей функционалу (5) нижней границы Крамера—Рао для дисперсии ошибки измерения. Она может быть получена как нижний элемент главной диагонали матрицы, обратной информационной матрице Фишера

$$I = \frac{1}{\sigma_{\text{ш}}^2} \cdot \begin{bmatrix} I_{11} & I_{12} & I_{13} \\ I_{12} & I_{22} & I_{23} \\ I_{13} & I_{23} & I_{33} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

где

$$I_{11} = \sum_{s=0}^{S-1} \left[\sum_{m=0}^{M-1} \sin^2 A \right]^2, \quad I_{22} = B^2 \sum_{s=0}^{S-1} \left[\sum_{m=0}^{M-1} \sin 2A \right]^2, \quad I_{33} = B^2 \sum_{s=0}^{S-1} \left[\sum_{m=0}^{M-1} m \sin 2A \right]^2,$$

$$I_{12} = B \sum_{s=0}^{S-1} \left[\sum_{m=0}^{M-1} \sin^2 A \sum_{m=0}^{M-1} \sin 2A \right], \quad I_{13} = B \sum_{s=0}^{S-1} \left[\sum_{m=0}^{M-1} \sin^2 A \sum_{m=0}^{M-1} m \sin 2A \right],$$

$$I_{23} = B^2 \sum_{s=0}^{S-1} \left[\sum_{m=0}^{M-1} \sin 2A \sum_{m=0}^{M-1} m \sin 2A \right], \quad A = \pi(z + sT + md) / N, \quad B = a\pi / N.$$

Исследование факторов, влияющих на потенциальную точность измерения периода d , проведенное расчетным путем по соотношению (10), показало, что ее рост происходит при увеличении таких параметров, как: отношение сигнал/шум; количество импульсов во входном пакете M ; количество S , используемых для измерения отсчетов сигнальной смеси; интервал T между ними при фиксированном размере S ; период следования импульсов d ; скорость нарастания и спада сигнала, регулируемая в данном случае длительностью \sin^2 -импульса N ; смещение начала измерительной выборки z относительно момента появления первого из сигналов пакета (z не должно превышать 40% от длительности \sin^2 -импульса, поскольку разрывный характер функций (9) может привести к противоположному эффекту).

Не совсем очевидным оказался вывод, что для повышения точности измерения d предпочтительнее увеличивать количество отсчетов измерительной выборки S , сближая их во времени, чем повышать интервал T между отсчетами в ущерб их количеству. Достижимый при этом эффект проиллюстрирован в табл. 1, где представлены среднеквадратические ошибки измерения величин z (σ_z) и d (σ_d) при единичном отношении сигнал/шум, различных значениях T , S и фиксированном их произведении $T \times S = 192$. Остальные исходные данные были заданы следующими: длительность импульса $N = 256$, количество импульсов в пакете $M = 1024$, период повторения входных сигналов $d = 0,04$, смещение первого отсчета выборки относительно начала пакета $z = 5$.

В более сложной постановке рассматриваемая измерительная задача предполагает обработку сигналов, имеющих в общем случае изменяющуюся от импульса к импульсу амплитуду. Возвращаясь снова к выходным кодам АЦП, в такой интерпретации соотношение (2) следует переписать в виде

$$U_s = a \sum_{m=0}^{M-1} \beta_m \sin^2 \left(\frac{\pi(z + s + m \cdot d)}{N} \right), \quad (11)$$

где β_m — коэффициент, учитывающий отклонение амплитуды m -го сигнала от реперного значения.

Таблица 1

σ_z	$\sigma_d \cdot 10^{-3}$	T	S
0,438	0,827	24	8
0,310	0,591	12	16
0,219	0,402	6	32
0,155	0,298	3	64
0,090	0,172	1	192

Чтобы определить d «на фоне» неопределенности амплитуд сигналов и смещения первого отсчета измерительной выборки z , требуется в общем случае не менее $M + 2$ отсчетов (11) на интервале перекрытия сигналов. Указанные ограничения сужают диапазон допустимых периодов повторения импульсов, не позволяя сколь угодно долго наращивать длительность сигнального пакета с возрастающей эффективностью конечного результата оценивания. Для ослабления данного ограничения может быть рекомендован другой класс измерительных процедур, основанный на использовании дополнительного стробирования отсчетов АЦП [2]. Такая обработка за счет накопления полученных в разные моменты времени отсчетов позволяет в ряде случаев обеспечить суперпозицию сигналов, даже в отсутствие их фактического перекрытия.

В заключение отметим, что аналогично задача измерения периода повторения может решаться и для сигналов с другими формами огибающей, в том числе неаналитического вида.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. — М.: Наука, 1971.
2. Слюсар В. И. Синтез алгоритмов измерения дальности M источников при дополнительном стробировании отсчетов АЦП // Радиотехника. — 1996. — № 5. — С. 55—62. (Изв. высш. учеб. заведений).

г. Киев.

Поступила в редакцию после переработки 28.04.99.