

## КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 621.317.75:519.2

*Н.М. Верецагин, С.А. Круглов, М.Б. Павлов, А.А. Серезин, С.Г. Шатилов*

### ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛООВОГО РЕЖИМА ГАЗОРАЗРЯДНОГО ПЕРЕРЫВАТЕЛЯ ТОКА В СХЕМЕ С ИНДУКТИВНЫМ НАКОПИТЕЛЕМ ЭНЕРГИИ

*Проведено экспериментальное исследование теплового режима тиратрона в схеме с индуктивным накопителем энергии. Установлено, что разогрев прибора после включения приводит к увеличению амплитуды прерываемого тока и для обеспечения ее неизменности необходимо уменьшать напряжение накала генератора водорода.*

**Ключевые слова:** тиратрон, индуктивный накопитель энергии, обрыв тока, коммутационные потери, температура оболочки прибора, напряжение накала генератора водорода.

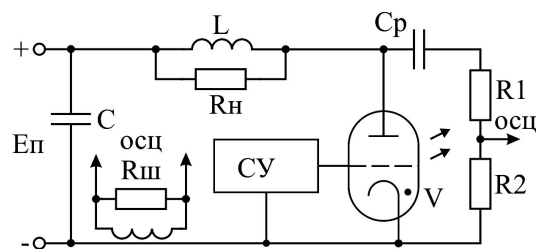
**Введение.** Генераторы высоковольтных импульсов гигаваттной мощности на основе индуктивного накопителя энергии (ИНЭ) с газоразрядным прерывателем тока просты и дешевы в изготовлении, обладают целым рядом достоинств [1, 2, 3]. В то же время при использовании ИНЭ увеличивается мощность, выделяемая в тиратроне.

В силу того, что тиратрон в схеме с ИНЭ работает при пониженном давлении водорода, а период накопления энергии в индуктивности продолжается несколько десятков микросекунд, потери мощности в приборе на этапе проводимости больше по сравнению с потерями мощности в нем при работе в схеме с емкостным накопителем энергии (ЕНЭ) при формировании импульсов наносекундной длительности. Помимо этого, ИНЭ может формировать импульсное напряжение на нагрузке со значительно большей амплитудой (для ТГИ2-500/20 почти в 5 раз больше номинального значения) по сравнению с емкостным накопителем энергии, что также приводит к увеличению мощности коммутационных потерь в приборе.

Указанные факторы ведут к разогреву, поэтому целью данной работы являются экспериментальные исследования теплового режима работы газоразрядного прерывателя тока в схеме с ИНЭ.

**Схема экспериментальной установки.** В работах [2, 3] приведены схема и принцип рабо-

ты генератора высоковольтных импульсов с индуктивным накопителем энергии и газоразрядными прерывателями тока (рисунок 1). Основным элементом схемы является газоразрядный прерыватель тока, в качестве которого используется тиратрон ТГИ2-500/20. Накопительная индуктивность  $L$  составляла 35 мкГн, а емкость конденсатора  $C$  равнялась 2 мкФ. Энергия в импульсе регулировалась в диапазоне от 0,25 Дж до 9 Дж, частота - от 50 до 300 Гц.



**Рисунок 1 – Схема экспериментальной установки**

Измерение температуры поверхности газоразрядного прерывателя тока проводилось тепловизором SDS HOTFIND DXS, а обработка полученных данных – в среде Sat IRDBReport Standart, входящей в комплект поставки тепловизора. Ток через прибор измерялся с помощью пояса Роговского, напряжение на аноде – с помощью делителя  $R1$ ,  $R2$  осциллографом RIGOL DS1042C и Tektronix TDS-2022.

Характерные осциллограммы напряжения (1) и тока (2) приведены на рисунке 2. В момент

времени  $t_1$  (рисунок 2) включается прибор. Напряжение на его аноде уменьшается, ток начинает нарастать. В момент времени  $t_2$  при токе 220 А происходит выключение прибора. Ток уменьшается до нуля, а напряжение на нагрузке возрастает до 20 кВ.

**Экспериментальное исследование распределения температуры по поверхности прибора в различных режимах работы.** На рисунке 3 приведено распределение температуры по оболочке тиратрона в условиях, когда поданы только накалы катода и водородного генератора. Мощность накалов составляет чуть больше 130 Вт. Видно, что основной нагрев происходит на катоде и сетке прибора. При коммутации мощности от источника питания 530 Вт в установившемся режиме сильно возрастает температура оболочки прибора. График распределения температуры по поверхности газоразрядного коммутатора после 26 минут работы представлен на рисунке 4. Температура вывода анода возрастает более чем в 3 раза, вывода сетки – в 1,76 раза, вывода катода – в 1,59 раза.

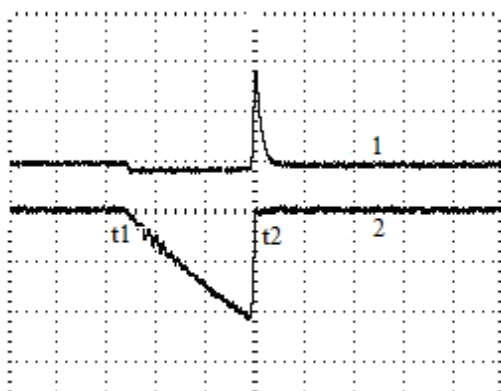


Рисунок 2 – Оциллограммы напряжения на аноде (1) и тока (2) протекающего через прибор ( $U=10$  кВ/дел;  $I=100$  А/дел;  $t=2,5$  мкс/дел)

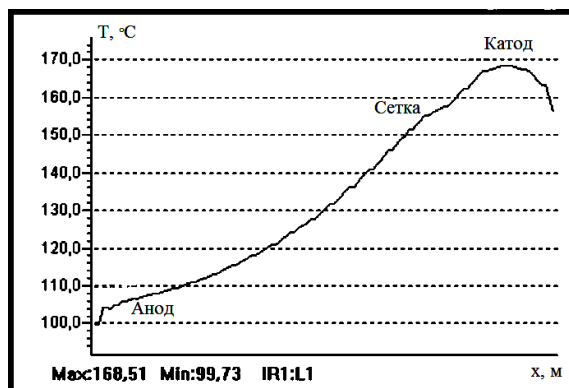


Рисунок 3 – График распределения температуры по поверхности коммутатора при начальных условиях

По результатам проведенных исследований

были построены зависимости температуры выводов анода, сетки и катода от времени работы коммутатора при мощности, потребляемой от источника, 530 Вт (рисунок 5). Как видно из приведенных зависимостей, установившийся режим наступает приблизительно после 20 минут работы коммутатора, а в дальнейшем температура электродов изменяется незначительно.

Как и в случае работы тиратрона в генераторе импульсов с емкостным накопителем энергии, большая часть мощности из разряда выделяется на аноде тиратрона [4-6]. Из рисунка 5 видно, что уже через 2 минуты работы тиратрона температура анода превысила температуры сетки и катода.

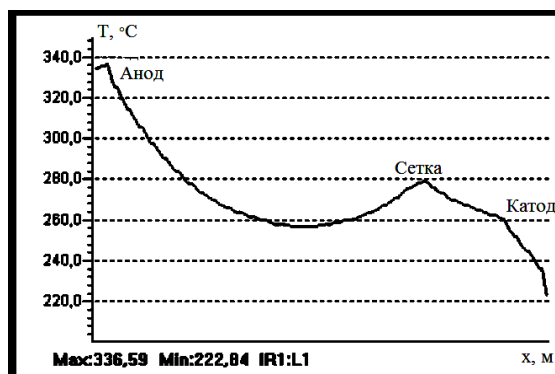


Рисунок 4 – График распределения температуры по поверхности коммутатора после 26 минут работы при потребляемой от источника мощности 530 Вт

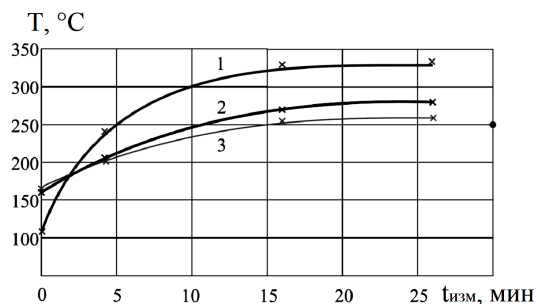


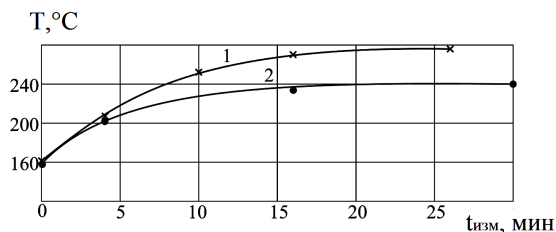
Рисунок 5 – Зависимости температуры электродов от времени работы коммутатора при потребляемой от источника мощности 530 Вт (1 – анод; 2 – сетка; 3 – катод)

Однако следует отметить, что в тиратроне, работающем в генераторе с ИНЭ, выделяется большая мощность по сравнению с мощностью, выделяющейся при его работе в схеме с ЕНЭ. Тепловые процессы являются инерционными и в значительной мере определяются потребляемой от источника мощностью. В связи с этим была проведена серия тех же экспериментов при мощности 260 Вт. Регулировка потребляемой от источника мощности осуществлялась изменением частоты следования импульсов.

Распределение температуры по поверхности прибора при коммутируемой мощности 260 Вт коррелирует с распределением в случае потребления от источника мощности 530 Вт.

Так как на обрыв тока наибольшее воздействие оказывают процессы, протекающие в сеточном узле, то дополнительно были построены зависимости температуры сетки при различной потребляемой мощности от источника (рисунок 6). Из них видно, что независимо от потребляемой мощности выход на установившийся режим работы происходит приблизительно за 20 – 25 минут.

Во время проведения экспериментов было обнаружено, что с ростом температуры сетки растет длительность протекания тока, что приводит к изменению его амплитуды. Мощность, потребляемая от источника за счет увеличения среднего тока, возрастает.



**Рисунок 6 – Экспериментальные зависимости температуры сетки от времени работы коммутатора при различной мощности, потребляемой от источника (1 – 530 Вт; 2 – 260 Вт)**

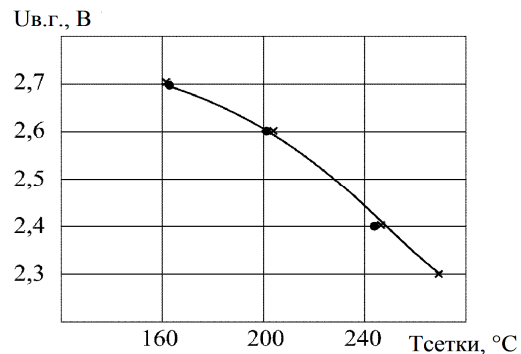
Известно [2], что уменьшение давления водорода в приборе приводит к уменьшению длительности тока в приборе. Поэтому для уменьшения времени проводимости производилось уменьшение напряжения на генераторе водорода таким образом, чтобы при увеличении температуры оболочки прибора амплитуда тока и ток, потребляемый от источника питания, оставались неизменными.

По экспериментальным результатам была построена зависимость напряжения на генераторе водорода, обеспечивающего постоянство потребляемой от источника мощности, от температуры фланца управляющей сетки (рисунок 7). Из рисунка видно, что при различной потребляемой от источника мощности зависимости совпадают. Поскольку давление водорода в приборе пропорционально напряжению накала генератора водорода, можно сделать вывод, что давление водорода в приборе зависит только от температуры и не зависит от потребляемой мощности.

Таким образом, для повышения временной стабильности обрыва тока при разогреве комму-

татора в процессе работы, а, следовательно, и параметров генерируемых импульсов, необходимо уменьшать напряжение на генераторе водорода.

**Результаты исследований.** Проведенные исследования теплового режима работы газоразрядного прерывателя тока в схеме с индуктивным накопителем энергии позволили установить, что разогрев прибора в процессе работы приводит к изменению режима прерывания тока.



**Рисунок 7 – Зависимость напряжения на генераторе водорода, необходимого для постоянства времени обрыва тока и его амплитуды в процессе разогрева коммутатора, от температуры при различной мощности, потребляемой от источника (x – 530 Вт; ● – 260 Вт)**

При увеличении температуры оболочки прибора происходит увеличение амплитуды прерываемого тока и соответственно амплитуды импульсного напряжения на нагрузке.

Показано, что для поддержания амплитуды тока неизменной при увеличении температуры оболочки прибора необходимо уменьшать напряжение накала генератора водорода.

#### Библиографический список

1. Месяц Г.А. Генерирование мощных наносекундных импульсов. М.: Сов. радио, 1974. 256 с.
2. Верещагин Н.М., Круглов С.А. Генератор высоковольтных импульсов с индуктивным накопителем энергии и тиратроном. // Приборы и техника эксперимента. 2002. №2. С.82-85
3. Круглов С.А. Исследование газоразрядных коммутаторов тока в схеме с индуктивным накопителем энергии: дис. канд. тех. наук. Рязань. 2002.
4. Фогельсон Т. Б., Бреусова Л.Н., Вагин Л.Н. Импульсные водородные тиратроны. –М.: Сов. радио, 1974.
5. Анитов Н.М., Баранова В.М. и др. // Электронная техника. 1971. Серия 3. Вып. 4. С. 38.
6. Потери мощности на электродах тиратрона в режиме коротких импульсов / Арефьев А.С., Верещагин Н.М., Малолетков Б.Д., Павлов М.Б. // Электронная техника. Сер.4. Электровакuumные и газоразрядные приборы. 1986. N4. С. 32 – 35.

УДК 621.385.6

Т.С. Ремизова, В.К. Федяев

## ОПТИМИЗАЦИЯ ИТЕРАЦИОННОГО ПРОЦЕССА МОДЕЛИРОВАНИЯ АВТОГЕНЕРАТОРОВ НА ДВУХЗАЗОРНЫХ РЕЗОНАТОРАХ

Для ускорения вычислительного итерационного процесса установления колебаний в автогенераторе на двухззорном резонаторе введен коэффициент нижней релаксации по напряжению. Определены оптимальные значения этого коэффициента, обеспечивающие минимальное число итераций.

**Ключевые слова:** итерационный процесс, релаксация, двухззорный резонатор, автогенератор СВЧ.

**Введение.** В [1] дана методика расчета в самосогласованном режиме процесса установления напряжений на зазорах резонаторов прямопролетного клистрона, а в [2 – 4] – на зазорах автогенераторов на двухззорных резонаторах. Такие генераторы могут работать на нулевом виде колебаний, когда напряжения на зазорах совпадают по фазе, и на противофазном  $\pi$ -виде колебаний. Предварительные расчеты показали, что вычислительный процесс установления колебаний носит итерационный характер. При этом число итераций и характер нарастания колебаний существенно зависят от нормированного значения эквивалентного сопротивления резонатора  $R_{\Sigma}^{nop}$ :

$$R_{\Sigma}^{nop} = \frac{R_{\Sigma}}{R_0} = \frac{\rho Q}{U_0 / I_0}, \quad (1)$$

где  $R_0 = \frac{U_0}{I_0}$  – сопротивление электронного потока,

взаимодействующего с полем зазоров резонатора,  $U_0$  – ускоряющее напряжение,  $I_0$  – ток луча,  $\rho$  – характеристическое сопротивление резонатора,  $Q$  – добротность резонатора. Таким образом,  $R_{\Sigma}^{nop}$  является универсальным параметром, включающим как параметры резонатора, так и параметры электронного потока.

На рисунке 1 для одного из вариантов автогенератора, работающего на  $\pi$ -виде колебаний, приведен процесс установления нормированной амплитуды  $\xi = \frac{U_m}{U_0}$  и фазы  $\varphi_{\xi}$  переменного на-

пряжения при значении  $R_{\Sigma}^{nop}=1.5$  (рисунки 1,а и 1,в) и при  $R_{\Sigma}^{nop}=3.1$  (рисунки 1,б и 1,г). При малом значении нормированного сопротивления  $R_{\Sigma}^{nop}=1.5$  процесс нарастания амплитуды и фазы напряжения носит монотонный гладкий характер и происходит установление их значений.

При большом значении этого сопротивления  $R_{\Sigma}^{nop}=3.1$  процесс носит колебательный характер и установления значений  $\xi$  и  $\varphi_{\xi}$  не происходит.

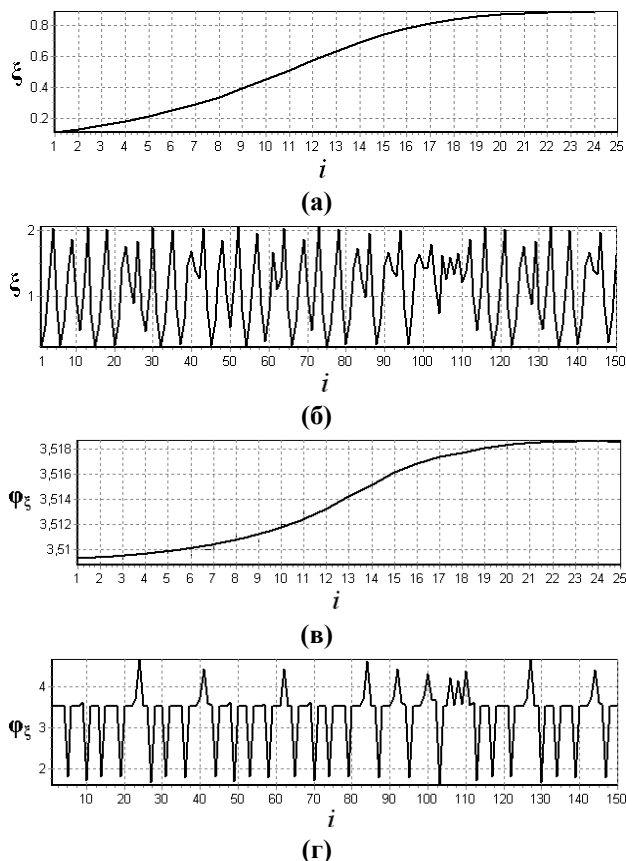


Рисунок 1 – Процессы установления и не установления амплитуды и фазы напряжения

Целью работы является исследование процесса установления колебаний в автогенераторах на двухззорных резонаторах, оптимизация этого процесса введением коэффициента нижней релаксации  $\omega_H$  и определением его значений, при которых число итераций будет минимальным.

### Методика численного моделирования.

Процедуры моделирования процесса установления колебаний в автогенераторе в общем виде заключаются в следующем:

1. В нормированном виде задаются размеры зазоров резонатора, эквивалентное сопротивление резонатора.
2. В первом приближении задаются амплитуды напряжений на зазорах и их начальные фазы.
3. В общем случае рассчитываются электрические поля зазоров.
4. Численным решением уравнения движения в полях зазоров методом «шаг за шагом» [5] определяются скорости и координаты электронов.
5. С использованием теоремы Шокли-Рамо определяются амплитуды активной и реактивной составляющей первой гармоники наведенного тока и сдвиг по фазе между током и напряжением.
6. По полученным значениям наведенных токов и эквивалентному сопротивлению резонатора рассчитываются амплитуды напряжений на зазорах во втором приближении и все процедуры расчета 2 – 6 повторяются.

При выполнении условий самовозбуждения [6] амплитуда напряжения нарастает до установившегося значения (рисунок 1,а) или процесс прерывается на заданной итерации, если установления нет (рисунок 1,б). Если условия самовозбуждения не выполняются, то колебания затухают (рисунок 2).

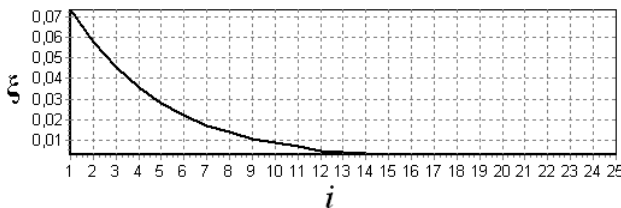


Рисунок 2 – Процесс затухания колебаний напряжения для  $\pi$ -вида колебаний и  $R_{\Sigma}^{nop}=1$

Для сглаживания и ускорения этого процесса был введен параметр нижней релаксации  $\omega_H \leq 1$ . При этом амплитуды  $\xi^{(i)}$  и фазы  $\varphi_{\xi}^{(i)}$  напряжений, рассчитанные по изложенной методике на  $i$ -й итерации, корректируются следующим образом:

$$\bar{\xi}^{(i)} = \xi^{(i-1)} + \omega_H (\xi^{(i)} - \xi^{(i-1)}), \quad (2)$$

$$\bar{\varphi}_{\xi}^{(i)} = \varphi_{\xi}^{(i-1)} + \omega_H (\varphi_{\xi}^{(i)} - \varphi_{\xi}^{(i-1)}). \quad (3)$$

Эта методика позволяет моделировать процесс нарастания и установления колебаний, если выполняются условия самовозбуждения, и процесс затухания колебаний, если эти условия не выполняются.

### Результаты расчетов и оптимизации.

Дальнейшие исследования проводились для оптимизированных по КПД автогенераторов [7], работающих на первой зоне 0- и  $\pi$ -вида колебаний со следующими конструктивными размерами области взаимодействия, выраженными в углах пролета:

➤ для нулевого вида –  $\gamma d_1=5.24$  рад,  $\gamma d_2=1.42$  рад,  $\gamma l_y=10.5$  рад,

➤ для  $\pi$ -вида –  $\gamma d_1=4.71$  рад,  $\gamma d_2=1.48$  рад,  $\gamma l_y=7.15$  рад, где  $\gamma=\omega/v_0$ ,  $d_1$  и  $d_2$  – длины первого и второго зазоров,  $l_y$  – расстояние между центрами зазоров,  $v_0$  – скорость электронов на входе в первый зазор.

Исследования проводились на основе нелинейной одномерной численно-аналитической модели процессов взаимодействия в приборах клистронного типа без учета пространственного заряда.

На рисунке 3 приведены зависимости числа итераций *Num<sub>iter</sub>* от коэффициента нижней релаксации  $\omega_H$  для различных значений  $R_{\Sigma}^{nop}$ , которые изменялись с интервалом 0.1, при максимально допустимом числе итераций 150.

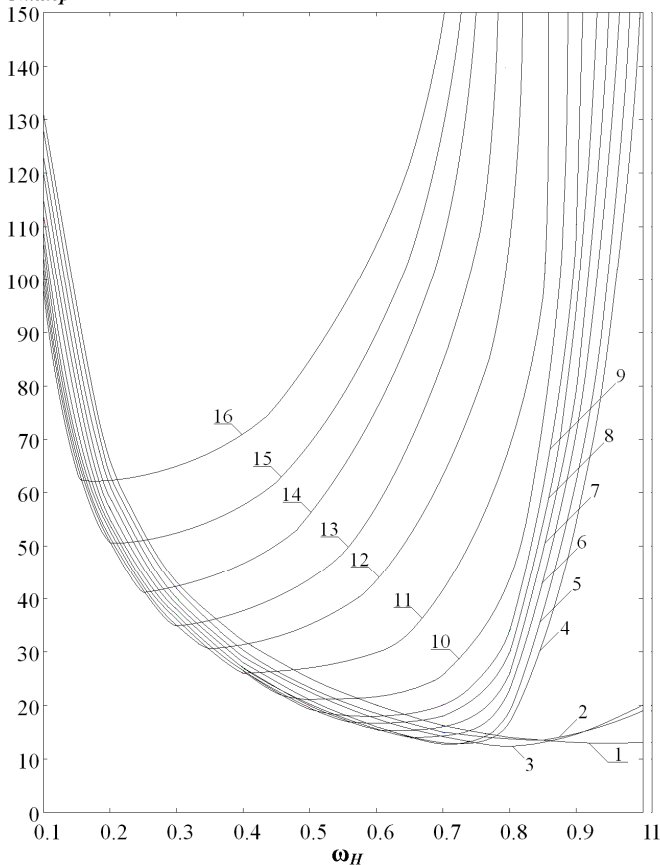
Кривые с номером 1 с  $R_{\Sigma}^{nop}=3.6$  для 0-вида и  $R_{\Sigma}^{nop}=2$  для  $\pi$ -вида соответствуют случаям монотонного процесса установления колебаний. Для них оптимальным является  $\omega_H=1$ , при  $\omega_H < 1$  число итераций возрастает. Это условие сохраняется и при  $R_{\Sigma}^{nop} < 3.6$  для 0-вида и  $R_{\Sigma}^{nop} < 2$  для  $\pi$ -вида. При  $R_{\Sigma}^{nop} > 3.6$  для 0-вида и  $R_{\Sigma}^{nop} > 2$  для  $\pi$ -вида зависимости имеют точки минимума при  $\omega_{Hopt}$ , в которых число итераций минимальное. При  $\omega_H < \omega_{Hopt}$  процесс установления носит монотонный характер (рисунок 1,а,в), а число итераций возрастает до конечных значений. При  $\omega_H > \omega_{Hopt}$  процесс установления носит колебательный характер (рисунок 1,б,г), а число итераций возрастает неограниченно.

На рисунке 4 приведены зависимости оптимальных значений коэффициента релаксации  $\omega_{Hopt}$  от величины нормированного эквивалентного сопротивления  $R_{\Sigma}^{nop}$  для 0-вида (кривая 1) и  $\pi$ -вида (кривая 2). С погрешностью 0.1 % эти зависимости могут быть аппроксимированы уравнением прямой:

$$\omega_{Hopt} = k R_{\Sigma}^{nop} + b, \quad (4)$$

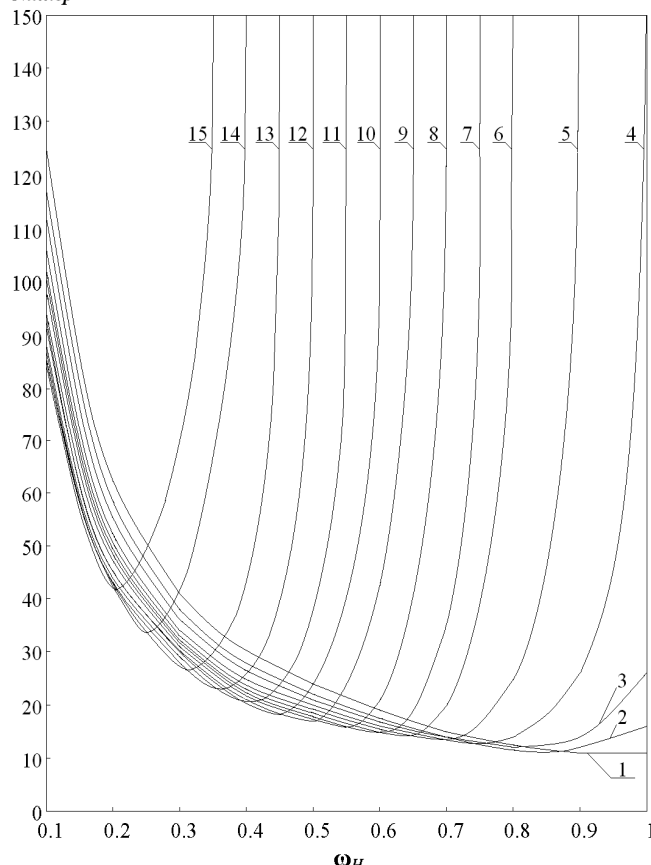
где коэффициент  $k=-0.5$ , а число  $b$  соответственно для 0- и  $\pi$ -вида колебаний равно 2.7 и 1.9. Аппроксимационное соотношение (4) может использоваться для определения оптимального значения  $\omega_{Hopt}$  для различных конструкций автогенератора. При  $R_{\Sigma}^{nop} < 3.6$  для 0-вида и  $R_{\Sigma}^{nop} < 2$  для  $\pi$ -вида колебаний  $\omega_{Hopt}=1$  и при  $R_{\Sigma}^{nop} > 5.1$  для 0-вида и  $R_{\Sigma}^{nop} > 3.4$  для  $\pi$ -вида  $\omega_{Hopt} \rightarrow 0$

вплоть до не установления колебаний напряже-



(а)

ния (на рисунке 4 показано штриховой линией).



(б)

Рисунок 3 – Зависимость числа итераций  $N_{итер}$  от коэффициента нижней релаксации  $\omega_H$ . Кривые 1 – 16 соответствуют  $R_3^{nor}=3.6 – 5.1$  для 0-вида колебаний (а), кривые 1–15  $R_3^{nor}=2–3.4$  для  $\pi$ -вида колебаний (б)

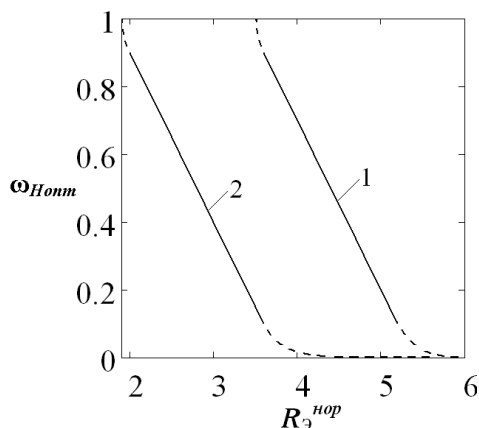


Рисунок 4 – Зависимость оптимального коэффициента релаксации  $\omega_{Hopt}$  от эквивалентного сопротивления  $R_3^{nor}$

**Заключение.** В данной работе показано, что процесс установления колебаний в автогенераторах на двухзачерных резонаторах является итерационным. В зависимости от нормированного эквивалентного сопротивления резонатора кривые установления амплитуды и фазы колебаний имеют монотонный или колебательный вид.

Для ускорения итерационного процесса использован коэффициент нижней релаксации.

Определены оптимальные значения коэффициента нижней релаксации в зависимости от величины универсального параметра нормированного эквивалентного сопротивления резонатора, при которых число итераций минимально.

#### Библиографический список

1. Петров Д.М. Расчет многорезонаторных ускорителей электронов и усилительных клистронов методом самосогласованного поля / Д.М. Петров, Е.Н. Беляев, Г.Д. Кабанова, Г.А. Самородова // Электронная техника. 1975. – Серия 1, Электроника СВЧ. – №11. – С. 37 – 48.
2. Ремизова Т.С., Федяев В.К., Юркин В.И. Методика расчетов приборов клистронного типа в самосогласованном режиме // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: материалы науч.-техн. конф. Крым: СНТУ, Т. 1, 2013. – С. 213 – 214.
3. Remizova T.S., Yurkin V.I. Investigation of source of microwave oscillations of simple construction // International Conference on European and Technology: Munich, 2013. – P. 327 – 333.
4. Федяев В.К., Ремизова Т.С., Юркин В.И. Разработка методики расчета приборов клистронного типа в самосогласованном режиме // Актуальные проблемы электронного приборостроения: материалы науч.-техн. конф. Саратов: СГТУ, 2012. – С. 91 – 98.

5. Федяев В.К., Пашков А.А. Электронная проводимость и КПД плоского СВЧ зазора в нелинейном режиме // Радиотехника и электроника. 2005. – № 3. – Т. 50. – С. 361 – 365.

6. Федяев В.К., Акимова Т.С., Горлин О.А. Условия самовозбуждения питрона // Вестник РГРТУ. –

№3 (вып. 33). – Рязань, 2010. – С. 64 –69.

7. Горлин О.А. Проектирование многолучевого автогенератора СВЧ на двухззорном резонаторе / В.Ю. Мишин, А.А. Шишков, В.К. Федяев // Вестник РГРТУ. – №1 (вып. 31). – Рязань, 2010. – С. 69 –72.

УДК 621.396.96:621.391.828

*С.И. Гусев*

## ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ВЗАИМНЫХ ИМПЕДАНСОВ ЭЛЕМЕНТОВ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА СКОРОСТЬ АДАПТАЦИИ В РАДИОСИСТЕМЕ С ОПТИМИЗАЦИЕЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СТРУКТУРЫ

*В работе исследуется оптимизация пространственной структуры антенной решетки как один из видов предпроцессорной обработки сигналов с учетом взаимного влияния элементов.*

**Ключевые слова:** адаптивная обработка сигналов, предпроцессорная обработка, оптимизация пространственной структуры.

**Введение.** В работах [1-4] показано, что повышение помехоустойчивости радиосистемы при пространственной обработке сигналов определяется положением определенных элементов антенной решетки (АР). Кроме того, пространственная структура существенно влияет на скорость сходимости процесса адаптации, а также уменьшает ошибку обращения корреляционной матрицы [5]. Однако существуют практические ограничения на координаты антенных элементов, вызванные взаимным влиянием на расстоянии порядка  $0,1 \lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны. Эффект взаимного влияния между элементами антенных решеток оказывает существенное воздействие на предельно достижимые оптимальные параметры антенной системы, имеет серьезное значение при управлении диаграммами направленности антенных решеток, на практике считается источником искажений диаграммы направленности АР.

**Цель работы.** В статье ставится задача исследования эффективности оптимизации пространственной структуры, используемой в качестве предпроцессора [6] для адаптивной подстройки весового вектора АР с учетом взаимного влияния антенных элементов.

**Модель системы и алгоритм обработки сигнала.** Рассмотрена плоская АР,  $N$  элементов которой имеют координаты  $x_n, y_n, n = 1, \dots, N$ . Решетка разбита на две подрешетки из  $N_1$  и  $N_2$

элементов соответственно,  $N_1 + N_2 = N$ . Первая подрешетка из  $N_1$  элементов предназначена для пеленгации источников излучения и формирует основную пеленгационную характеристику. Вторая подрешетка из  $N_2$  элементов предназначена для пространственной компенсации помех и содержит элементы, которые осуществляют адаптивную регулировку амплитуды и фазы помех. При этом координаты  $N_2$  элементов могут изменяться для получения наилучшей помехоустойчивости и увеличения скорости сходимости адаптивного алгоритма компенсации помех. Помеховая обстановка задается  $M$  точечными источниками помех мощностью  $P_m$ , расположенных в направлениях, задаваемых азимутом  $\alpha_m$  и углом места  $\gamma_m, m = 1, \dots, M$ . Вектор комплексного наблюдаемого поля в окрестности антенной решетки определяется мощностью и расположением помех, геометрией АР.

Взаимное влияние элементов АР учитывается матрицей взаимных импедансов элементов  $\underline{Z} = \{Z_{mn}, m, n = 1, \dots, N\}$ . Напряженность электрического поля  $\underline{E}$  связана с токами в вибраторах  $\underline{I}$  системой уравнений Кирхгофа:  $\underline{E} = \underline{Z}\underline{I}$ . Соответственно токи в элементах приемной АР задаются выражением:  $\underline{I} = \underline{Z}^{-1}\underline{E}$ . Для анализа использована модель АР из тонких вибраторов. Величина импеданса для симметричных вибра-

торов рассчитывается по формуле [7]:

$$Z_{mn} = Z_{nm} = \frac{jW}{2\pi \sin kl} \times \int_0^l (\alpha(z_m) + \beta(z_m) - \gamma(z_m)) \left( \frac{\sin k(l - |z_m|)}{\sin kl} \right)^* dz_m, \text{ где:}$$

$$\alpha(z_m) = \frac{\exp\left(-jk\sqrt{d^2 + (z_m - l)^2}\right)}{\sqrt{d^2 + (z_m - l)^2}},$$

$$\beta(z_m) = \frac{\exp\left(-jk\sqrt{d^2 + (z_m + l)^2}\right)}{\sqrt{d^2 + (z_m + l)^2}},$$

$$\gamma(z_m) = 2 \cos kl \frac{\exp\left(-jk\sqrt{d^2 + z_m^2}\right)}{\sqrt{d^2 + z_m^2}},$$

$$W = \frac{k}{\omega \varepsilon_a}, \quad k = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad \varepsilon_a = \frac{10^{-9}}{36\pi}, \quad l - \text{длина вибратора, } d - \text{расстояние между элементами.}$$

Пространственная корреляционная матрица помех имеет вид:

$$\underline{\mathbf{R}}_E = \overline{\underline{\mathbf{E}}\underline{\mathbf{E}}^H} = \left\{ \sum_{m=1}^M P_m \underline{\mathbf{V}}_{mi} \underline{\mathbf{V}}_{mj}^*, i, j = 1, \dots, N \right\}, \quad \text{где:}$$

$$\underline{\mathbf{V}}_m = \{V_{mi} = \exp[-j \frac{2\pi}{\lambda} \sin \gamma_m (x_n \cos \alpha_m + y_n \sin \alpha_m)], m = 1, \dots, M\} - \text{направляющие векторы помех.}$$

С учетом взаимного влияния элементов АР сигнал в линейном тракте приемника определяется выражением:  $\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{Z}}^{-1} \underline{\mathbf{E}} + \underline{\mathbf{N}}$ , где  $\underline{\mathbf{N}}$  – вектор тепловых шумов. Тогда матрица пространственной корреляции помеховых колебаний на выходах элементов АР равна:

$$\underline{\mathbf{R}}_1 = \overline{\underline{\mathbf{N}}\underline{\mathbf{N}}^H} = \overline{\underline{\mathbf{Z}}^{-1} \underline{\mathbf{N}} \underline{\mathbf{N}}^H (\underline{\mathbf{Z}}^{-1})^H} = \overline{\underline{\mathbf{Z}}^{-1} \underline{\mathbf{R}}_E (\underline{\mathbf{Z}}^{-1})^H}.$$

Так как решетка разбита на две подрешетки, сигналы на выходах элементов первой и второй подрешеток можно представить в виде:  $\underline{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{Y}}_1 \\ \underline{\mathbf{Y}}_2 \end{bmatrix}$ .

В этом случае корреляционная матрица имеет блочную структуру:

$$\underline{\mathbf{R}}_Y = \overline{\begin{bmatrix} \underline{\mathbf{Y}}_1 \\ \underline{\mathbf{Y}}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{Y}}_1 & \underline{\mathbf{Y}}_2 \end{bmatrix}^*} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{R}}_{11} & \underline{\mathbf{R}}_{12} \\ \underline{\mathbf{R}}_{21} & \underline{\mathbf{R}}_{22} \end{bmatrix},$$

а оптимальный вектор коэффициентов весовой обработки  $\underline{\mathbf{W}}_2 = -\underline{\mathbf{R}}_{22}^{-1} \underline{\mathbf{R}}_{21} \underline{\mathbf{W}}_1$  минимизирует мощность нескомпенсированных остатков помех при  $\underline{\mathbf{W}}_1 = \text{const}$  [6].

Оптимизация пространственной структуры

второй подрешетки осуществляется по критерию максимума отношения минимального  $\lambda_{\min}$  и максимального  $\lambda_{\max}$  собственных чисел матрицы  $\underline{\mathbf{R}}_{22}$ , определяющих скорость и устойчивость процесса адаптации:

$$\left\{ x_{(N+1)opt} \dots x_{Nopt}, y_{(N+1)opt} \dots y_{Nopt} \right\} = \arg \max_{x_{(N+1)} \dots x_N, y_{(N+1)} \dots y_N} \frac{\lambda_{\min}(x_n, y_n)}{\lambda_{\max}(x_n, y_n)}. \quad (1)$$

В дальнейшем при анализе эффективности экстремальная задача (1) решается перебором значений координат  $x_n, y_n, n = N_1 + 1, \dots, N$  элементов компенсационной подрешетки с достаточно малым шагом. При технической реализации для этих целей можно использовать, например, градиентные алгоритмы с кластеризацией.

Критерий максимума отношения собственных значений позволяет повысить эффективность подавления помех за счет решения следующих задач: увеличения скорости сходимости адаптивной подстройки весовых коэффициентов при использовании градиентных алгоритмов, уменьшения ошибки обращения корреляционной матрицы, увеличения коэффициента подавления помех путем более точного формирования нулей диаграммы направленности.

**Анализ алгоритма.** Проведено статистическое моделирование предпроцессорной обработки с оптимизацией пространственной структуры с учетом взаимного влияния элементов в системе с адаптивной пространственной обработкой сигнала с различными параметрами АР.

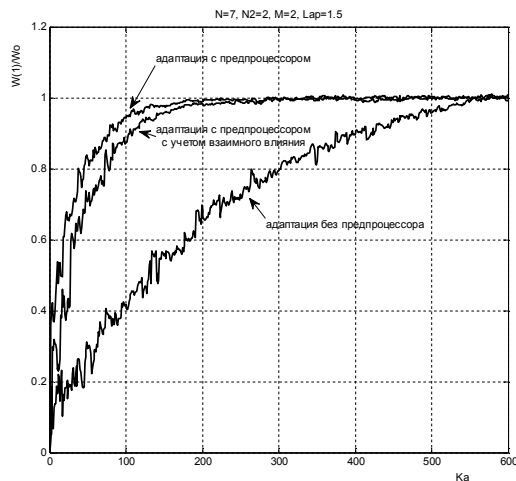
Для расчета оптимального значения вектора весовых коэффициентов использован метод наискорейшего спуска [6]. Рекуррентный алгоритм адаптации компенсатора помехи имеет вид [6]:

$$\underline{\mathbf{W}}(k+1) = \underline{\mathbf{W}}(k) + 2\chi_a e \underline{\mathbf{Y}},$$

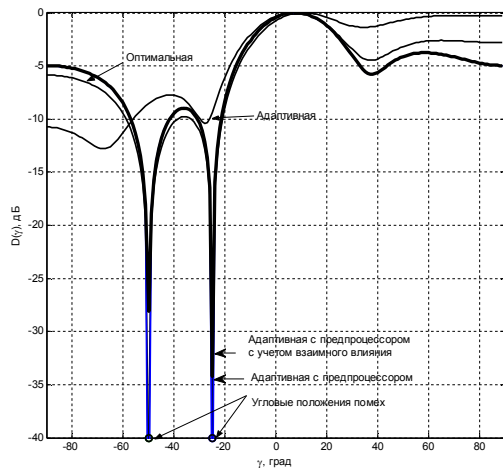
где  $\chi_a$  – коэффициент сходимости адаптации.

На рисунке 1 изображен пример результата сходимости процесса подстройки нормированного весового коэффициента в случае наличия и отсутствия предпроцессорной обработки с оптимизацией пространственной структуры (1) с учетом и без учета взаимного влияния элементов АР. Условия моделирования: отношение помеха–шум  $q=20$ ,  $\chi_a=0,001$ , угловые положения  $M=2$  помех  $\gamma_1=25^\circ, \gamma_2=50^\circ$ . Значительный выигрыш по скорости адаптации (4–5 раз при заданных условиях моделирования) сохраняется и при предпроцессорной обработке с учетом взаимного влияния элементов АР.





**Рисунок 1 - Подстройка весового коэффициента при адаптации с предпроцессорной обработкой с учетом взаимного влияния элементов**



**Рисунок 2 - Формирование нулей ДН АР при адаптации с предпроцессорной обработкой с учетом взаимного влияния элементов**

Рисунок 2 иллюстрирует данную ситуацию с точки зрения формирования нулей диаграммы направленности (ДН) АР  $D(\gamma)$  при адаптации с предпроцессором с учетом и без учета взаимного влияния либо без предпроцессора. В данном случае число шагов адаптации  $K_a=80$  соответствует времени предпроцессорной обработки, увеличивающей скорость сходимости. При этом адаптивная ДН с предпроцессором практически совпадает с оптимальной. При заданном количестве шагов адаптации с учетом взаимного влияния элементов АР глубина подавления помех

несколько ниже (на 1,5–2 дБ). При этом значительный выигрыш по подавлению помехи без предпроцессора за интервал адаптации (до 25 дБ) сохраняется.

**Заключение.** Таким образом, в работе исследована оптимизация пространственной структуры АР как один из видов предпроцессорной обработки сигналов с учетом влияния взаимных импедансов элементов АР.

Анализ эффективности предпроцессорной обработки с учетом взаимного влияния антенных элементов показал сохранение значительно увеличения скорости сходимости процесса адаптивной подстройки вектора весовых коэффициентов АР, а также эффективность подавления пространственно сосредоточенных помех путем более точного и быстрого формирования нулей диаграммы направленности.

### Библиографический список

1. Паршин Ю.Н., Гусев С.И. Оптимальный прием дискретных сообщений системой обработки с оптимальной пространственной структурой // Радиотехника и электроника. - 2000. - Т. 45. № 3. – С. 305-312.
2. Паршин Ю.Н., Гусев С.И. Обнаружение дискретных сигналов в радиосистемах с оптимальной пространственной структурой // Цифровая обработка сигналов. 2007. № 1, С. 34-40.
3. Паршин Ю.Н., Гусев С.И. Исследование динамического режима оптимизации пространственных структур радиосистем // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. Вып. 18. Рязань: РГРТУ, 2006. С. 22-26.
4. S.I.Gusev, Yu.N.Parshin. Research of Dynamic Characteristics in Radiosystem with Optimal Spatial Structure // Journal of Radioelectronics/ Журнал радиоэлектроники [Электронный ресурс]. www journal, ISSN 1684-1719 – 2013. № 9.
5. Гусев С.И., Паршин Ю.Н. Повышение скорости сходимости адаптации в системе обработки сигналов с оптимизацией пространственной структуры // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. Рязань: РГРТУ. 2011. № 3, вып.37. С. 31-34.
6. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
7. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны: Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. – М.: Энергия, 1975.

УДК 621.396.67

**И.И. Фролов****ОЦЕНИВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПРИ НЕПРЕРЫВНОМ СКАНИРОВАНИИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ**

*Проведен синтез и сравнительный анализ алгоритма максимально правдоподобного оценивания амплитудно-фазового распределения на раскрыве двумерной антенной решетки с учетом инерционности поворотного устройства. Получены соотношения для анализа угловой координаты точки измерения при равномерном сканировании поворотного устройства. Показано, что оптимизация пространственной структуры измерения позволяет существенно уменьшить дисперсию ошибки оценивания.*

**Ключевые слова:** метод максимального правдоподобия, оптимальное оценивание, антенная решетка, инерционность поворотного устройства, ошибки измерения, пространственная структура.

**Введение.** Измерение амплитуды и фазы тестового сигнала в элементах антенной решетки (АР) позволяет определить амплитудно-фазовое распределение (АФР) на раскрыве АР и обеспечить формирование диаграммы направленности с требуемыми свойствами [1]. Среди различных методов решения этой задачи можно выделить метод максимального правдоподобия, обеспечивающий асимптотически оптимальную оценку АФР. В некоторых случаях алгоритм максимально-правдоподобного оценивания сводится к решению обратной задачи. Установлено [2-4], что устойчивость решения обратной задачи повышается в результате оптимизации пространственных структур измерения.

Применение поворотного устройства для механического сканирования АР вследствие его инерционности ограничивает возможности формирования заданной временной диаграммы сканирования. В частности, практически невозможной является мгновенная остановка и быстрое начало сканирования в каждой точке измерения.

*Целью работы* является повышение точности оценивания амплитудно-фазового распределения двумерной АР при ограничениях технической реализуемости, связанных с инерционностью поворотного устройства, установлении угловой координаты точки измерения.

**Постановка задачи.** Проведем анализ алгоритма оценивания АФР, полученного методом максимального правдоподобия [6], для двумерной антенной решетки. Так как исследуемая АР имеет двумерное расположение элементов, то для оценивания ее АФР необходимо сканирование по двум угловым координатам – азимуту и углу места в системе координат АР. Применяе-

мые для этой цели поворотные устройства (ПУ) имеют систему угловых координат, отличную от системы координат АР, что требует пересчета из системы координат ПУ в систему координат АР.

Система координат, связанная с антенной решеткой, определяется азимутом  $\varphi$  и углом места  $\theta$ , а система координат, связанная с поворотным устройством, определяется азимутом  $\alpha$  и углом места  $\beta$ . Связь этих систем координат дается следующими системами уравнений:

- вычисление координат в системе ПУ, если заданы координаты в системе АР:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{y_z}{z} = \operatorname{tg} \theta \cos \varphi$$

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{y_z}{z} = \operatorname{tg} \theta \sin \varphi$$

$$\alpha = \operatorname{arctg} \cos \varphi \operatorname{tg} \theta$$

$$\beta = \operatorname{arctg} \sin \varphi \operatorname{tg} \theta$$

- вычисление координат в системе АР, если заданы координаты в системе ПУ:

$$\theta = \operatorname{arctg} \sqrt{\operatorname{tg}^2 \alpha + \operatorname{tg}^2 \beta},$$

$$\varphi = \begin{cases} \operatorname{arctg}(\operatorname{tg} \beta / \operatorname{tg} \alpha), & \alpha > 0, \beta > 0 \\ \pi + \operatorname{arctg}(\operatorname{tg} \beta / \operatorname{tg} \alpha), & \alpha < 0, \beta > 0 \\ \operatorname{arctg}(\operatorname{tg} \beta / \operatorname{tg} \alpha), & \alpha > 0, \beta < 0 \\ \pi + \operatorname{arctg}(\operatorname{tg} \beta / \operatorname{tg} \alpha), & \alpha < 0, \beta < 0 \end{cases}$$

Учитывая результаты исследования пространственных структур измерения АФР линейной АР [2-5], рассмотрим угловой сектор измерений в системе координат ПУ, заданный угловыми координатами в диапазоне:  $-\Delta\alpha/2 < \alpha < \Delta\alpha/2$ ,  $-\Delta\beta/2 < \beta < \Delta\beta/2$ . Величина углового сектора  $\Delta\alpha$ ,  $\Delta\beta$ , в котором располагаются точки измерения, выбирается по крите-

рию минимума среднего квадрата ошибки измерения АФР. Учитывая симметрию расположения элементов АР, в дальнейшем считаем  $\Delta\alpha = \Delta\beta = \Delta$ , а точки измерения расположены равномерно в указанном секторе с координатами:

$$\alpha_i = \frac{\Delta}{2} (1 - 2(i-1)/(\sqrt{M} - 1)),$$

$$\beta_j = \frac{\Delta}{2} (1 - 2(j-1)/(\sqrt{M} - 1)), \quad i, j = 1, \dots, \sqrt{M},$$

где  $i, j$  – номера строк и столбцов в секторе сканирования,  $M$  – общее число точек измерения.

Оценивание АФР производится по данным, полученным в различных угловых положениях АР, которые изменяются по азимуту и углу места. Оси вращения ПУ проходят через середину раскрыва АР. Матрица пространственного преобразования для данного случая имеет вид:

$$\underline{\mathbf{A}} = \left\{ \exp \left[ -j \frac{2\pi}{\lambda} \sin \theta_m (x_i \cos \varphi_m + y_i \sin \varphi_m) \right], \right.$$

$$\left. i = 1, \dots, N, m = 1, \dots, M \right\}, \quad (1)$$

где  $x_i, y_i$  – координаты элементов АР,  $N$  – число элементов АР.

Оценивание неизвестного АФР  $\underline{\mathbf{X}}$  производится по наблюдениям сигнала на выходе диаграммообразующей схемы:

$$\underline{\mathbf{Y}} = \{ \underline{Y}_m, m = 1, \dots, M \} = \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{X}} + \underline{\mathbf{N}},$$

где  $\underline{\mathbf{N}} = \{ \underline{N}_m, m = 1, \dots, M \}$  – амплитудно-фазовые ошибки в результате воздействия шумов и помех, действие которых описывается комплексным гауссовским шумом, действующим независимо в каждом элементе АР и имеющим диагональную корреляционную матрицу  $\underline{\mathbf{R}}_N = \overline{\underline{\mathbf{N}} \underline{\mathbf{N}}^H} = D_N \mathbf{I}$ ,  $^H$  – обозначает эрмитово сопряжение векторов и матриц. АФР находится в результате решения задачи оптимального оценивания неизвестного вектора  $\underline{\mathbf{X}}$  по наблюдаемым данным  $\underline{\mathbf{Y}}$  с использованием теории статистических решений по критерию максимального правдоподобия [6]:

$$\underline{\mathbf{X}}_{ML}^* = (\underline{\mathbf{A}}^H \underline{\mathbf{R}}_N^{-1} \underline{\mathbf{A}})^{-1} \underline{\mathbf{A}}^H \underline{\mathbf{R}}_N^{-1} \underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{Y}}, \quad (2)$$

где  $\underline{\mathbf{W}} = (\underline{\mathbf{A}}^H \underline{\mathbf{R}}_N^{-1} \underline{\mathbf{A}})^{-1} \underline{\mathbf{A}}^H \underline{\mathbf{R}}_N^{-1}$  – коэффициент передачи матричного фильтра, осуществляющего оптимальную линейную обработку сигналов в элементах АР.

Известные методы оценивания АФР [1-5] требуют точного значения угловых координат точек измерения. Вместе с тем при сканировании АР вследствие инерционности поворотного

устройства невозможно установить точное и постоянное значение точки измерения на все время измерений  $T$ . В результате измерение производится не при фиксированном значении угловой координаты, а при ее изменении за время  $T$ , которое при сканировании с постоянной угловой скоростью аппроксимируем линейной зависимостью угловых координат поворотного устройства от времени.

Положим, что непрерывное сканирование ПУ производится по азимуту, а угол места изменяется дискретно:  $\alpha_m(t) = \alpha_m + v_\alpha t$ ,  $\beta_m(t) = \beta_m$ ,  $m = 1, \dots, M$ , где  $t = [-T/2, T/2)$ ,  $T$  – время измерения амплифазометра,  $v_\alpha$  – угловая скорость сканирования поворотного устройства. Вследствие этого элементы матрицы пространственного преобразования (1) также становятся нестационарными.

Вектор измерений  $\underline{\mathbf{Y}}_1$  образуется в результате усреднения во времени процесса на каждом из  $m$  интервалов измерения:

$$\underline{\mathbf{Y}}_1 = \left\{ \int_{t_m - T/2}^{t_m + T/2} \underline{Y}(t, \alpha(t)) dt, m = 1, \dots, M \right\},$$

где  $t_m$  – момент времени, в котором направление сканирования равно  $\alpha_m(t) = \alpha_m$ . Так как оцениваемый вектор АФР  $\underline{\mathbf{X}}$  не изменяется во времени, то интегрирование производится только для вектора пространственного преобразования. Для линейной АР системы координат АР и ПУ совпадают, а матрица пространственного преобразования равна:

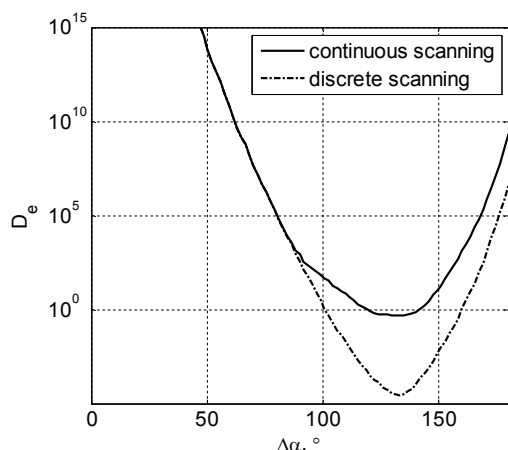
$$\underline{\mathbf{A}}_1 = \left\{ \begin{aligned} \underline{A}_{mn} &= \frac{1}{T} \int_{t_m - T/2}^{t_m + T/2} \underline{A}(t) dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \exp \left[ -j \frac{2\pi}{\lambda} x_n \sin(\alpha_m + v_\alpha t) \right] dt = \\ &= \frac{M}{\Delta\alpha} \int_{\alpha_m - v_\alpha T/2}^{\alpha_m + v_\alpha T/2} \exp \left( -j \frac{2\pi}{\lambda} x_n \sin z \right) dz, \\ &n = 1, \dots, N, m = 1, \dots, M. \end{aligned} \right. \quad (3)$$

Ввиду математических трудностей интегрирование в дальнейшем производится численным методом. Из теории определенных интегралов известно, что значение интеграла на интервале  $T$  пропорционально некоторому значению подынтегральной функции, вычисленной в точке  $t_m^*$  внутри этого интервала:

$$\underline{\mathbf{A}}_1 = \left\{ \exp \left[ -\frac{2\pi}{\lambda} x_i \sin \alpha_m(t_m^*) \right], i = 1, \dots, N, m = 1, \dots, M \right\}. \quad (4)$$

Значение моментов времени  $t_m^*$  и соответствующих им угловых координат  $\alpha_m^*$  заранее неизвестно, что не позволяет однозначно определить матрицу  $\underline{A}$  для обработки сигнала. При обработке сигнала в (4) положим, что искомые угловые координаты равны середине углового сектора сканирования на интервале времени  $T$ :  $\alpha_m^* = \alpha_m$ ,  $m = 1, \dots, M$ .

**Результаты моделирования.** Методом статистического моделирования проведем анализ оценивания АФР при условии, что сканирование по азимуту  $\alpha$  непрерывное. Для моделирования выбрана линейная эквидистантная АР с расстоянием между элементами  $d = 0,5\lambda$ . Время измерения выбрано равным времени сканирования поворотного устройства при прохождении углового сектора  $\Delta\alpha/M$ . В дальнейшем полагается, что амплитудное распределение поля на раскрытии АР имеет вид «приподнятый на 0,3 косинус», а фазы поля случайны и имеют равномерное распределение.



Рисунок

На рисунке представлены зависимости дисперсии ошибки оценивания АФР от величины углового сектора измерений при числе элементов АР  $N = 20$ , числе точек измерений  $M = 20$ , дисперсии шума  $D_N = 0,0001$ . Как видно из графиков зависимостей, различие между истинным значением матрицы пространственного преобразования  $\underline{A}(\alpha(t))$  и ее значением (4), принятым при вычислении оценки АФР (2), возникающее вследствие непрерывного сканирования, увеличивает ошибку оценивания. Это различие наиболее существенно при малом числе точек измерения и оптимальном угловом секторе  $\Delta\alpha$ . При увеличении числа точек измерения ошибка за счет непрерывности сканирования уменьшается как за счет усреднения шумов наблюдения, так и

в результате уменьшения расхождения  $\alpha_m^*$  и  $\alpha_m$ .

Другим способом уменьшения ошибки вследствие непрерывности сканирования может быть уменьшение времени измерения  $T < \frac{\Delta\alpha}{Mv_\alpha}$ .

Этому способствуют современные амплифазометры, которые позволяют получить приемлемую ошибку измерения – 0,1 дБ за достаточно малое время – несколько десятков мкс.

**Заключение.** Разработан алгоритм оценивания амплитудно-фазового распределения при непрерывном сканировании АР, вызванном инерционностью поворотного устройства. Анализ при непрерывном сканировании показал, что при выборе опорной точки углового направления в середине углового сектора на интервале анализа дисперсия ошибки измерения увеличивается в несколько раз по сравнению с дискретным сканированием. Для уменьшения ошибки предложено увеличивать число точек измерения или уменьшать время измерения, проводимого амплифазометром. Уменьшение времени измерений и вызванное этим увеличение ошибки наблюдений необходимо согласовать с уменьшением ошибки вследствие непрерывности сканирования таким образом, чтобы суммарная ошибка АФР была минимальна.

### Библиографический список

1. Проблемы антенной техники / под ред. Л.Д.Бахраха, Д.И.Воскресенского. - М.: Радио и связь, 1989
2. Паршин Ю.Н., Брагин А.В. Влияние пространственной структуры на точность измерения фазового распределения на раскрытии ФАР // Методы и устройства обработки сигналов в радиотехнических системах. – Рязань, РГРТА, 2003. – С.69-72
3. Паршин Ю.Н., Брагин А.В. Оптимизация пространственной структуры измерений амплитудно-фазового распределения на раскрытии эквидистантной антенной решетки // Системы и устройства передачи и обработки информации: межвуз. сб. научн. трудов. – Вып.4. / под ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. – С.Пб.: Гидрометеиздат, 2004. – С.13-18.
4. Паршин Ю.Н., Гусев С.И., Ксендзов А.В., Колесников С.В., Жариков П.В. Реконфигурирование и адаптация пространственных структур информационных систем // Радиотехника. 2012. №3. С. 36-46.
5. Патент № 2275646 Россия, МПК G01R 29/10. Устройство для измерения амплитудно-фазового распределения поля в раскрытии приемной антенны / Ю.Н. Паршин, И.И. Фролов, А.В. Брагин, Ю.И. Зеленюк, Г.Н. Колодько (Россия). - № 2004132559/28; Заявл. 10.11.04; Оpubл. 27.04.06, БИ 12.
6. Монзинго Р.А. Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: [пер. с англ.] – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.

УДК 621.31

М.Б. Казаленко

## ОБНАРУЖЕНИЕ ЗАПАРАЛЛЕЛИВАНИЯ ПИТАЮЩИХ ФИДЕРОВ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ПОДСТАНЦИИ ПУТЁМ НЕПРЕРЫВНОГО НАБЛЮДЕНИЯ

*Предотвращение аварий на энергетических подстанциях требует своевременного обнаружения объединения питающих фидеров на стороне потребителя. Непрерывное отслеживание параметров питающих фидеров и статистический анализ в реальном времени позволяют зафиксировать установление и снятие запараллеливания фидеров. В работе представлены экспериментальные результаты, полученные на реальной энергосистеме.*

**Ключевые слова:** наблюдение энергосистем, запараллеливание фидеров, микропроцессорное оборудование, цифровая обработка сигналов.

**Введение.** Повышение требований к качеству и надёжности энергоснабжения требует создания инструментов, позволяющих обнаруживать скрытые процессы в энергосистемах. Одной из потенциально аварийных малозаметных ситуаций является несогласованное с энергоснабжающей организацией объединение питающих фидеров на стороне потребителя. Такая ситуация может возникнуть, когда для снабжения одного объекта используются два фидера – см. рисунок 1. При нормальной эксплуатации отдельные фидеры снабжают разные устройства потребителя. Однако замыкание переключки «С» вызывает «объединение» фидеров. Этот режим работы может помешать штатному функционированию устройств релейной защиты, приводя к дорогостоящим авариям. Обнаружение запараллеливания путём активного зондирования шин привело бы к существенному усложнению аппаратуры и нежелательным наводкам в питающих цепях потребителя.

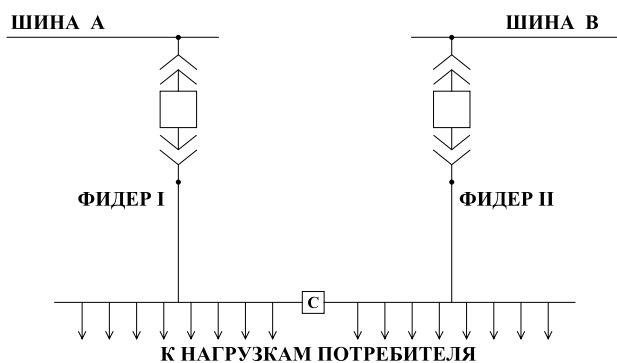


Рисунок 1 – Схема запараллеливания фидеров

**Цель работы** — разработка методики обнаружения запараллеливания на основе статисти-

ческого анализа в реальном времени векторных напряжений и токов в питающих фидерах энергоснабжающей подстанции.

**Метод определения запараллеливания.** Разработанный алгоритм позволяет обнаружить момент запараллеливания путём анализа взаимной (между фидерами I, II) корреляционной функции  $R_x$  потребляемой мощности  $\mathbf{P}^{(I)}, \mathbf{P}^{(II)}$ :

$$R_x = \frac{1}{\|\delta\mathbf{P}^{(I)}\| \|\delta\mathbf{P}^{(II)}\|} \sum_{k=1}^N \delta P_k^{(I)} \delta P_k^{(II)},$$

$$\|\delta\mathbf{P}\| = \sqrt{\sum_{k=1}^N \delta P_k^2}, \quad \delta P_k = P_k - \bar{P},$$

$$\bar{P} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N P_k.$$

Измерение токов и напряжений производится около двух раз в секунду, с той же частотой обновляется текущее значение взаимной корреляционной функции. Структура данных «очередь» обеспечивает хранение  $N$  последних измерений мощности.

**Экспериментальная проверка обнаружения запараллеливания.** Рисунок 2 демонстрирует поведение функции взаимной корреляции между потребляемыми мощностями фидеров при включении запараллеливания в 13 ч. 28 мин. и снятии запараллеливания в 13 ч. 42 мин.

Для рисунка 2 использованы данные, полученные в результате эксперимента на распределительной подстанции. Моменты изменения состояния запараллеливания однозначно определяются по выбросам функции взаимной корреляции, превосходящим  $R_x = 0,95$ . Вместе с тем анализ функции корреляции не позволяет сде-

лать вывод о наличии запараллеливания в установившемся режиме. Действительно, горизонтальная пунктирная линия на рисунке 2 показывает 95 %-й (то есть  $2\sigma$ ) порог для взаимной корреляционной функции двух независимых Гауссовых процессов  $2/\sqrt{N}$ . Межфидерная корреляция  $R_x$  превосходит этот порог как при наличии, так и в отсутствие объединения. Данная особенность поведения межфидерной корреляционной функции объясняется тем, что и питающие напряжения на шинах, и импеданс на стороне потребителя представляют собой авторегрессионные случайные процессы. Действительно, рассмотрим частную автокорреляционную функцию  $R_{\text{pacf}}$  [3]:

$$R_{\text{pacf}}(K) = \phi_K^{(K)},$$

здесь  $\phi_n^{(K)}$ ,  $n=1 \dots K$  – оценки коэффициентов

AR(K)-модели сигнала

$$y_m = \sum_{n=1}^K \phi_n^{(K)} y_{m-n} + e_m.$$

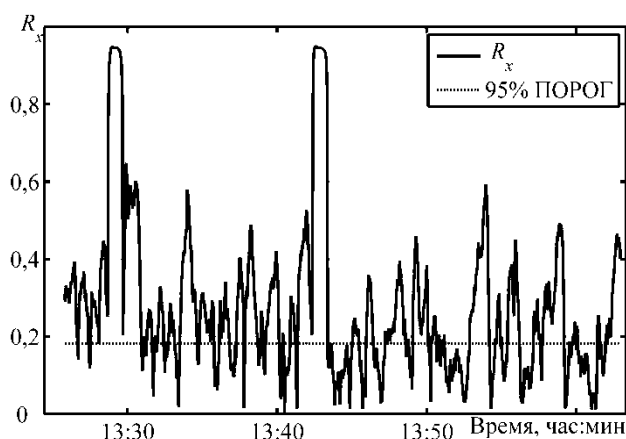


Рисунок 2 – Взаимная корреляция потребляемой мощности между фидерами

На рисунке 3 представлены оценки частной автокорреляционной функции для напряжения на шинах и импеданса на стороне потребителя. Горизонтальной пунктирной линией показан 95 %-й порог для частной автокорреляционной функции некоррелированного процесса. Превышение частной автокорреляционной функции над  $2\sigma$  порогом указывает, что флуктуации напряжения не могут быть моделированы некоррелированным гауссовым процессом.

**Вычисление частоты, амплитуд и фаз.** Так как прибор разработан для мониторинга трёхфазных питающих фидеров без нейтрального провода, предусмотрены четыре измерительных канала для каждого из отслеживаемых фидеров, – два для мгновенных значений межфазных напряжений  $v_{BA}, v_{BC}$ , два для мгновенных значе-

ний фазных токов  $i_A, i_C$ . По выборкам синусоидальных сигналов методом нелинейных наименьших квадратов [1] вычисляются частота, амплитуды и фазы для всех измерительных каналов. При одновременном мониторинге двух фидеров частота  $f$  и комплексные амплитуды  $V_{BA}, V_{BC}$  вычисляются совместной оптимизацией на основе данных для питающего напряжения обоих фидеров.

$$\{V_{BA}, V_{BC}, f\} = \arg \min_{V_{BA}, V_{BC}, f} \left( \|v_{BA} - \mathbf{m}(V_{BA}, f)\|^2 + \|v_{BC} - \mathbf{m}(V_{BC}, f)\|^2 \right), \text{ где}$$

$$\mathbf{m}(A, f) = \text{Re}(A)\mathbf{c}(f) + \text{Im}(A)\mathbf{s}(f),$$

$$\mathbf{c}(f) = \cos(\pi f \mathbf{x}), \mathbf{s}(f) = \sin(\pi f \mathbf{x}),$$

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N], x_k = (k - (N + 1)/2)t_s,$$

здесь  $\|\bullet\|$  – Евклидова норма,  $t_s$  – период дискретизации.

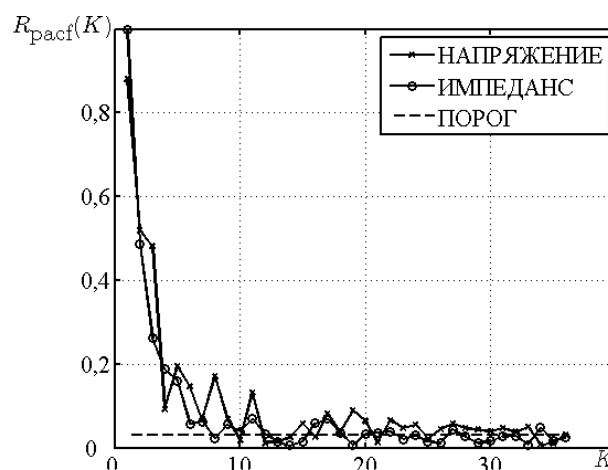


Рисунок 3 – Частная автокорреляция питающего напряжения фидеров и импеданса нагрузки

Комплексные амплитуды  $I_A, I_C$  вычисляются методом наименьших квадратов, то есть как решение переопределённой системы линейных уравнений с использованием найденной частоты

$$\{I_A, I_C\} = \arg \min_{I_A, I_C} \left( \|i_A - \mathbf{m}(I_A, f)\|^2 + \|i_C - \mathbf{m}(I_C, f)\|^2 \right).$$

**Программная и аппаратная реализация макета.** Устройство мониторинга, блок-схема которого показана на рисунке 4, состоит из блока первичного преобразователя и рабочей станции оператора – блока обработки и интерфейса, связанных сетью Ethernet. Первичный преобразователь представляет собой модульную систему производства компании “Advantech”. Аналогоцифровой преобразователь APAX-5017H оциф-

ровывает напряжение на входах, а интерфейсный модуль АРАХ-5070 передаёт полученные данные блоку обработки и интерфейса оператора.

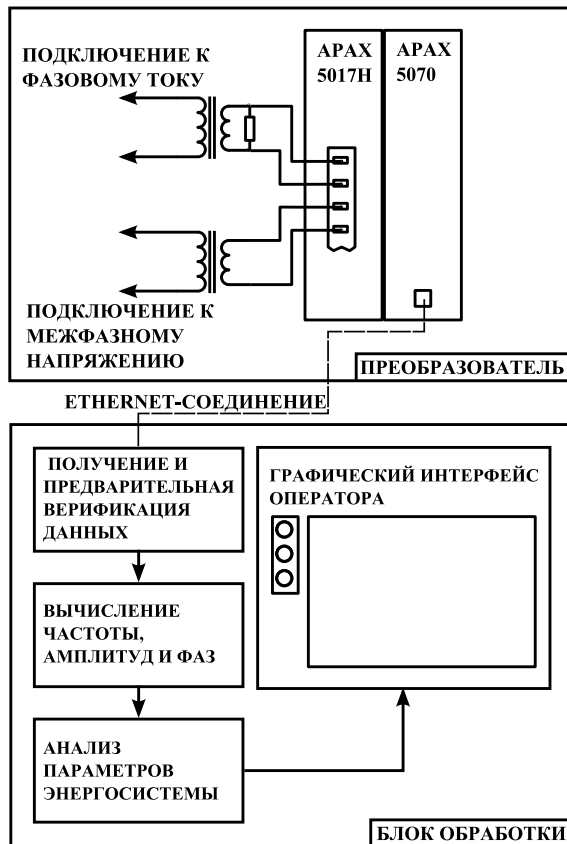


Рисунок 4 – Первичный преобразователь и блок обработки

Рабочая станция оператора изготовлена на основе панельного компьютера SP-860 компании «Adlink». Это моноблочный промышленный компьютер с сенсорным экраном, использующий микропроцессор ARM Sitara компании «Texas Instruments». Разработанное на языках C и C++ с использованием среды разработки Qt компании «Digia» программное обеспечение рабочей станции выполняется в операционной системе Linux.

**Статистика функционирования энергосистемы.** Кроме основной функции – обнаружения объединения питающих фидеров – прибор способен также собирать статистические данные для анализа качества энергоснабжения и режимов работы электросети. Так, данные о частоте сети  $f$ , собранные за месяц работы прибора, приводят к оценке средней частоты  $\bar{f} = 49,99$  Гц и стандартного отклонения  $\text{std}(f) = 12,5$  мГц. Согласно действующему ГОСТ на качество электрического энергоснабжения [2], отклонение частоты не должно превышать  $\pm 0,2$  Гц в течение 95 % времени интервала в одну неделю и  $\pm 0,4$  Гц – в течение 100 % времени интервала в

одну неделю. Наблюдаемая энергосистема с большим запасом соответствует данному стандарту. Можно отметить также некоторое отклонение распределения от нормального, что качественно видно на гистограмме измеренных частот, а также количественно характеризуется коэффициентом эксцесса  $\text{kurtosis}(f) = 0,87$ . Вероятно, отклонение от нормального распределения вызвано работой системы стабилизации частоты, поскольку повышена вероятность значений частоты вблизи номинала 50 Гц.

Расчёт прямой и обратной симметричных составляющих [4] напряжения и тока

$$V_1 = \frac{1}{3}(V_{BA} + \alpha^2 V_{BC}),$$

$$V_2 = \frac{1}{3}(V_{BA} + \alpha V_{BC}), \quad \alpha = \exp(2\pi i/3)$$

позволяет оценить степень несбалансированности трёхфазной электрической сети (нулевая составляющая равна нулю в силу отсутствия в наблюдаемой сети нулевого провода). Критерием сбалансированности служит коэффициент несимметрии по обратной последовательности

$$K_{2U} = \frac{V_2}{V_1} \times 100 \%$$

Данные, собранные за месяц работы прибора, приводят к оценке среднего коэффициента несимметрии  $\bar{K}_{2U} = 5,13$  % и стандартного отклонения  $\text{std}(\bar{K}_{2U}) = 0,38$  %. Отрицательное значение коэффициента эксцесса  $\text{kurtosis}(\bar{K}_{2U}) = -0,39$  объясняется заниженным по сравнению с распределением Гаусса пиком гистограммы экспериментальных значений коэффициента несимметрии. Действующий стандарт на качество электрического энергоснабжения [2] предписывает, что значения коэффициентов несимметрии напряжений по обратной последовательности, усредненные в интервале времени 10 мин, не должны превышать 2 % в течение 95 % времени интервала в одну неделю и 4 % в течение 100 % времени интервала в одну неделю.

**Заключение.** Разработан и испытан макет устройства, позволяющего путём непрерывного измерения тока и напряжения детектировать момент объединения питающих фидеров. Устройство также позволяет отслеживать параметры качества и надёжности энергосистемы. Определение состояния запараллеливания фидеров в установленном режиме требует более детального анализа статистики питающих напряжений и нагрузок, что требует дальнейших исследований.

**Библиографический список**

1. Кагаленко М.Б. Точность оценки частоты гармонического сигнала методом нелинейных наименьших квадратов // Цифровая обработка сигналов. 2012.– № 1.– С. 76-80.

2. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения: ГОСТ Р 54149—2010.

3. Box G.E., Jenkins G.M., Reinsel G.C. Time series analysis: forecasting and control.— USA, NJ: Wiley, 2013.— p. 765.

4. Основы теории цепей: учеб. для вузов / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов.— М.: Энергоатомиздат, 1989.— 528 с.

УДК 621.396

**П.В. Жариков**

## ПРЕОДОЛЕНИЕ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ОТНОСИТЕЛЬНО ДИСПЕРСИЙ ШУМОВ НАБЛЮДЕНИЯ ПРИ МАКСИМАЛЬНО ПРАВДОПОДОБНОМ ОЦЕНИВАНИИ КОМПЛЕКСНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ

*Рассмотрены способы преодоления априорной неопределенности относительно дисперсий шумов наблюдения, а также дисперсии случайного тестового сигнала, возникающей при использовании алгоритма максимально правдоподобного оценивания относительного комплексного коэффициента передачи канала радиотракта. Приведены результаты численного моделирования адаптивного алгоритма оценивания. Исследовано влияние объема обучающей выборки при фиксированном общем объеме выборки на дисперсию ошибки оценивания. Получены оптимальные значения объема обучающей выборки.*

**Ключевые слова:** многоканальная радиотехническая система, комплексный коэффициент передачи, метод максимального правдоподобия, априорная неопределенность, адаптивный алгоритм.

**Введение.** В работе [1] рассматривался алгоритм максимально правдоподобного оценивания комплексного коэффициента передачи рабочего канала радиотракта относительно опорного с использованием шумового тестового сигнала. Данный алгоритм может быть использован для калибровки каналов активных и цифровых антенных решеток [2, 3], смесителей с фазовым подавлением зеркального канала приема [4], радиометрических приемников и прочих радиотехнических устройств и систем, где требуется высокая идентичность характеристик каналов радиотракта.

Целью данной работы является повышение точности оценивания коэффициента передачи при априорной неопределенности дисперсий шумов наблюдения, а также дисперсии тестового сигнала.

**Постановка задачи.** Подход, рассмотренный в работе [1], основан на подаче на входы опорного и рабочего каналов квазибелого гауссовского тестового сигнала и анализе векторов

$Y_0$  и  $Y_1$  гармоник спектров комплексных огибающих выходных сигналов. При этом модель сигналов имеет вид:

$$\begin{cases} Y_0 = X + V_0, \\ Y_1 = aX + V_1, \end{cases}$$

где  $X$  – вектор гармоник спектра комплексной огибающей квазибелого гауссовского тестового сигнала с дисперсией  $D_x$ ;  $V_0$  и  $V_1$  – вектора гармоник спектров комплексных огибающих аддитивных квазибелых гауссовских шумов наблюдения в опорном и рабочем каналах с дисперсиями  $D_{v_0}$  и  $D_{v_1}$  соответственно;  $a$  – комплексный коэффициент передачи рабочего канала относительно опорного.

Максимально правдоподобная оценка  $\hat{a}$  коэффициента передачи  $a$  имеет вид

$$\hat{a} = \arg \max_a \ln W(Y_0, Y_1 | a), \quad (1)$$

где  $\ln W(Y_0, Y_1 | a)$  – логарифм функции правдоподобия:



$$\ln W(\mathbf{Y}_0, \mathbf{Y}_1 | a) = -N \ln \left\{ \frac{4\pi^2}{N^2} \left[ D_x (|a|^2 D_{v0} + D_{v1}) + D_{v0} D_{v1} \right] \right\} - \frac{N \left[ (|a|^2 D_x + D_{v1}) \mathbf{Y}_0^H \mathbf{Y}_0 \right]}{2 \left[ D_x (|a|^2 D_{v0} + D_{v1}) + D_{v0} D_{v1} \right]} - \frac{N \left[ (D_x + D_{v0}) \mathbf{Y}_1^H \mathbf{Y}_1 - 2 \operatorname{Re} \{ a^* D_x \mathbf{Y}_0^H \mathbf{Y}_1 \} \right]}{2 \left[ D_x (|a|^2 D_{v0} + D_{v1}) + D_{v0} D_{v1} \right]}. \quad (2)$$

Наличие на практике параметрической априорной неопределенности относительно дисперсий  $D_{v0}$ ,  $D_{v1}$  шумов наблюдения препятствует получению оптимальной оценки коэффициента передачи. Данная неопределенность может быть вызвана технологическим разбросом шумовых характеристик каналов радиотракта, изменением температуры, а также рядом других факторов. Кроме того, в случае выполнения калибровки по рабочему сигналу, дисперсия  $D_x$  является также априорно неизвестной величиной.

**Методы адаптации.** Для преодоления априорной неопределенности предлагается применить методы адаптации [5, 6], использующие этап предварительного обучения. В случае параметрической неопределенности под обучением понимается процесс формирования оценок неизвестных параметров функций распределения на основе обучающей выборки.

Оценивание неинформационных параметров  $D_x$ ,  $D_{v0}$ ,  $D_{v1}$  совместно с информационным параметром  $a$  методом максимального правдоподобия можно отнести к классу методов обучения «без учителя», поскольку в этом случае используется неклассифицированная обучающая выборка. Реализация данного подхода затруднена, поскольку поиск максимума целевой функции (2) в 5-мерном пространстве информационных и неинформационных параметров требует больших вычислительных затрат.

Байесовский подход также относится к методам обучения «без учителя» и обладает важным свойством инвариантности показателей качества относительно априорных распределений. При увеличении объема обучающей выборки байесовский алгоритм, синтезированный в условиях параметрической априорной неопределенности, независимо от вида априорного распределения сходится к алгоритму, синтезированному для полной априорной информации, то есть является состоятельным.

Отсутствие априорной информации о функциях распределения неинформационных параметров  $D_x$ ,  $D_{v0}$ ,  $D_{v1}$  не позволяет применить

строго байесовский подход. Реализация частично байесовского подхода, при котором закон распределения неизвестных параметров принимается равномерным, возможна только при наличии информации о диапазонах изменения этих параметров, что сужает область практического применения. Кроме того, целевая функция (2) не позволяет провести усреднение по неинформационным параметрам в аналитическом виде.

Другим подходом является обучение «с учителем», при котором выделяется классифицированная обучающая выборка с априорно известными информационными параметрами, по которой осуществляется оценка неизвестных неинформационных параметров.

В рассматриваемом случае классифицированная обучающая выборка может быть сформирована путем отключения источника тестового сигнала от входов рабочего и опорного каналов. При этом, учитывая статистическую независимость шумов в каналах, состоятельные несмещенные оценки параметров [7] имеют вид

$$\hat{D}_{v0} = \frac{\mathbf{Y}_0^H \mathbf{Y}_0}{N_{\text{обуч}} - 1}, \quad \hat{D}_{v1} = \frac{\mathbf{Y}_1^H \mathbf{Y}_1}{N_{\text{обуч}} - 1}, \quad (3)$$

где  $N_{\text{обуч}}$  – число отсчетов в обучающей выборке.

Согласно определению и учитывая комплексный характер векторов  $\mathbf{Y}_0$  и  $\mathbf{Y}_1$ , оценки  $\hat{D}_{v0}$ ,  $\hat{D}_{v1}$  подчиняются с точностью до некоторого масштабирующего коэффициента закону распределения  $\chi^2$  с  $2N_{\text{обуч}}$  степенями свободы. Эта информация позволяет использовать строго байесовский подход, рассмотренный выше. Тем не менее, с точки зрения сокращения вычислительных затрат более эффективным является применение небайесовского метода, основанного на использовании оценок  $\hat{D}_{v0}$ ,  $\hat{D}_{v1}$  в качестве априорных значений при максимально правдоподобном оценивании коэффициента передачи  $a$ . В этом случае количество параметров, по которым проводится максимизация целевой функции (2), сокращается, что при необходимости дает возможность совместного оценивания информационного параметра  $a$  и неинформационного параметра  $D_x$ .

В случае использования обучения «с учителем» при наличии ограничений временного ресурса общее число отсчетов  $N_{\text{общ}}$  фиксировано и возникает задача оптимального распределения числа отсчетов между этапом обучения и рабочим этапом:  $N_{\text{общ}} = N_{\text{обуч}} + N_{\text{рабоч}}$ , где  $N_{\text{рабоч}}$  –

число отсчетов в рабочей выборке.

### Результаты численного моделирования.

Оптимизация объема обучающей выборки  $N_{\text{обуч}}$  при фиксированном общем объеме выборки  $N_{\text{общ}}$  проведена методом численного моделирования, результаты которого приведены на рисунках 1, 2.

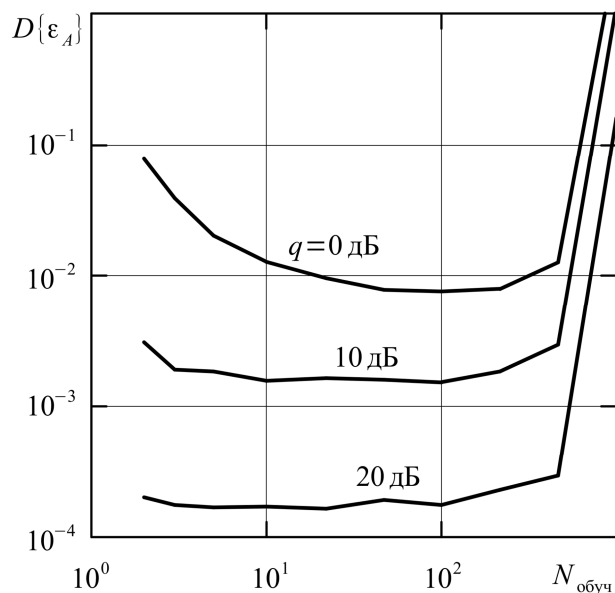


Рисунок 1 – График зависимости дисперсии ошибки оценивания модуля коэффициента передачи от объема обучающей выборки

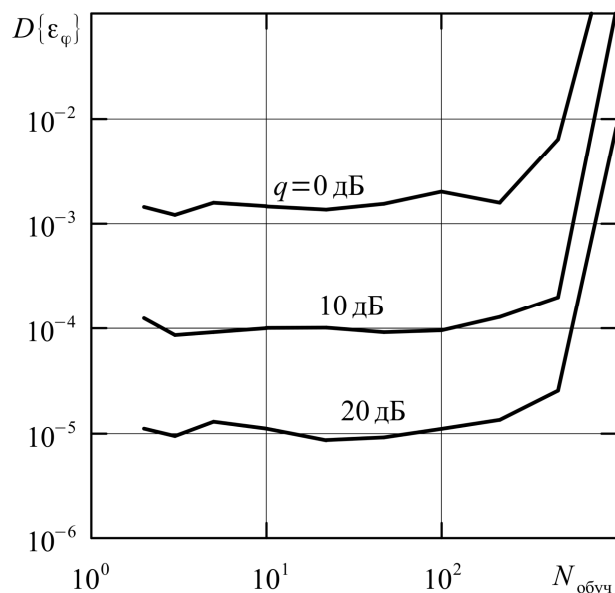


Рисунок 2 – График зависимости дисперсии ошибки оценивания аргумента коэффициента передачи от объема обучающей выборки

В ходе моделирования классифицированная обучающая выборка формировалась путем отключения тестового сигнала от входов каналов. Оценки  $\hat{D}_{v0}$ ,  $\hat{D}_{v1}$  дисперсий шумов наблюдения

вычислялись в соответствии с выражениями (3) и использовались в качестве априорных значений при реализации алгоритма максимально правдоподобного оценивания коэффициента  $a$ . Для сокращения времени моделирования неинформационный параметр  $D_x=1$  принимался априорно известным. Дисперсия ошибки оценивания коэффициента передачи вычислялась по результатам усреднения 1000 экспериментов, модуль комплексного коэффициента передачи выбирался случайно в диапазоне  $\pm 20$  дБ, аргумент – в диапазоне  $0 \dots 2\pi$ , отношение сигнал-шум  $q = D_x/D_{v0} = D_x/D_{v1}$  в опорном и рабочем каналах выбиралось из ряда 0, 10, 20 дБ, общий объем выборки  $N_{\text{общ}} = 1000$ .

Результаты моделирования показывают, что при отношении сигнал-шум 10 дБ и менее для исходных данных моделирования существует оптимальное значение  $N_{\text{обуч}}$ , при котором достигается минимум дисперсии  $D\{\varepsilon_A\}$  ошибки оценивания модуля коэффициента передачи, что вызвано наличием двух взаимно противоположных факторов. Во-первых, увеличение объема обучающей выборки увеличивает точность оценивания неинформационных параметров  $D_{v0}$ ,  $D_{v1}$ , а вместе с тем и точность оценивания информационного параметра  $a$ . Во-вторых, уменьшение объема рабочей выборки уменьшает точность оценивания информационного параметра  $a$ .

Изменение объема обучающей выборки в меньшей степени влияет на дисперсию  $D\{\varepsilon_\varphi\}$  ошибки оценивания аргумента коэффициента передачи. Кроме того, при объеме рабочей выборки  $N_{\text{рабоч}} < 500$  для исходных данных моделирования наблюдается резкое увеличение дисперсий  $D\{\varepsilon_A\}$ ,  $D\{\varepsilon_\varphi\}$  ошибок оценивания как модуля, так и аргумента коэффициента передачи.

**Заключение.** Результаты исследований показали, что в случае использования метода обучения «с учителем» применительно к рассмотренному алгоритму, оптимизация объема обучающей выборки при фиксированном общем объеме выборки может дать существенный, более 10 дБ, выигрыш в дисперсии ошибки оценивания модуля коэффициента передачи по сравнению с минимальным объемом обучающей выборки, особенно при малом отношении сигнал-шум.

**Библиографический список**

1. Паршин Ю.Н., Жариков П.В. Исследование влияния ширины спектра случайного тестового сигнала на точность оценивания комплексного коэффициента передачи каналов радиотракта // Вестник РГРТУ. – Рязань: РГРТУ, 2010. – № 1. – Вып. 31. – С. 16–19.
2. Слюсар В.И., Титов И.В. Метод коррекции характеристик передающих каналов активной ЦАР // Радиоэлектроника. – 2004. – № 8. – С. 14–20 (Изв. вузов).
3. Mun Geon Kyeong, Hyung Geun Park, Hyun Seo Oh, Jae Ho Jung. Array Calibration for CDMA Smart Antenna Systems // ETRI Journal. – December 2004. – Vol. 26. – No. 6. – P. 605–614.
4. Паршин Ю.Н., Жариков П.В. Устранение неоднозначности калибровки квадратурных каналов радиоприемного устройства с низкой промежуточной частотой при наличии сигнала в рабочем и зеркальном каналах приема // Труды НТОРЭС им. А.С. Попова. Сер.: Цифровая обработка сигналов и ее применение. Вып.: XIII-2. – М.: НТОРЭС, 2011. – С. 41–44.
5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989.
6. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1992.
7. Венцель Е.С. Теория вероятностей: учеб. для вузов. – 7-е изд. стер. – М.: Высш. шк., 2001.

УДК 621.791.3

**А.В. Иванов, А.С. Пахомов, Д.В. Кунтушев, А.В. Кунтушев****РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ БЕЗОТКАЗНОСТИ ПАЯНЫХ СОЕДИНЕНИЙ BGA-КОМПОНЕНТОВ С ОТСТУПЛЕНИЯМИ ОТ ПРАВИЛЬНОЙ ФОРМЫ**

*В данной статье изложены результаты исследования безотказности паяных соединений между печатной платой и BGA-компонентами, имеющих отклонения от рекомендуемой формы, полученных в результате различия площадей контактных площадок и растекания припоя по металлизации подложки компонентов.*

**Ключевые слова:** паяное соединение, безотказность паяного соединения, контактная площадка, микрошлиф, защитная паяльная маска, термоцикл.

**Введение.** На сегодняшний день стремительное развитие технологии монтажа электронных компонентов на печатную плату является неоспоримым фактом. Камнем преткновения для отечественного изготовителя электронной аппаратуры в данной ситуации становится использование импортных электронных компонентов и недостаток соответствующей нормативной базы. Для обеспечения предъявляемых требований к надежности необходимо становится проведение отработок новых технологий и проведение различных испытаний. Так, не стала исключением и описываемая в данной статье работа по исследованию безотказности паяных соединений между печатной платой и BGA-компонентами.

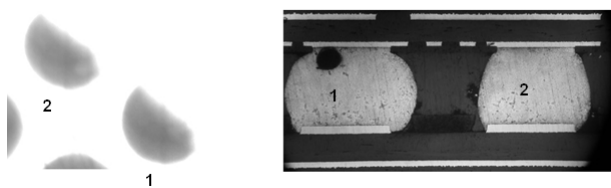
Целью данной работы является анализ образования паяных соединений BGA-компонентов, имеющих отклонения от правильной формы, и проведение испытаний по определению их безотказности.

Работа проводилась по двум направлениям: анализ паяных соединений компонентов LBGA144T1.0-DC128 и LBGA144T.8C-DC128,

имеющих отклонения от правильной формы; проведение испытаний по прогнозированию безотказности таких паяных соединений.

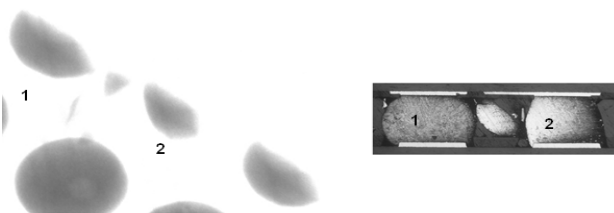
**Экспериментальные исследования.** В качестве объекта испытаний были изготовлены печатные узлы по технологии поверхностного монтажа с паяными соединениями, отличными от «бочкообразной» формы. Данное отклонение было получено за счет различия площадей контактных площадок на печатной плате и подложке BGA-компонентов; растекания припоя по медным дорожкам в результате отслоения защитной паяльной маски после проведения операции по замене шариковых выводов микросхем. Согласно требованиям критериев качества монтажа паяных соединений внешний вид паяных соединений должен иметь «бочкообразную» форму [1]. При этом необходимо учесть отсутствие конкретного определения «бочкообразной» формы. Для анализа были изготовлены микрошлифы паяных соединений микросхем LBGA144T1.0-DC128, LBGA144T.8C-DC128 исследуемых образцов. Микрошлифы показаны

на рисунках 1–4.

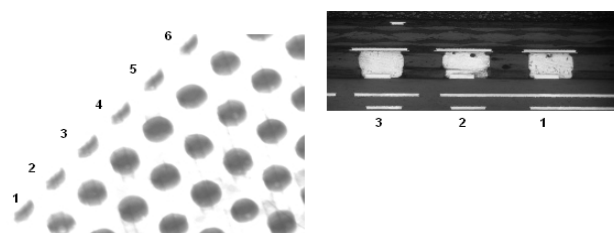


**Рисунок 1—Микрошлиф паяных соединений компонента LBG144T1.0-DC128**

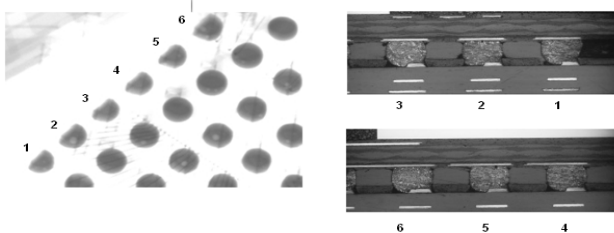
Анализ микрошлифа на рисунке 1 показал: паяные соединения имеют полное смачивание припоем контактных площадок печатной платы; паяные соединения имеют ареол (контур паяного соединения). Анализ микрошлифов на рисунках 2, 3, 4 показал: паяные соединения имеют полное смачивание припоем контактных площадок печатной платы; паяные соединения имеют ареол (контур паяного соединения); из-за различия площадей паяемых поверхностей и большого зазора между защитной паяльной маской и контактной площадкой печатной платы произошло натекание припоя в данный зазор, что способствовало образованию формы паяного соединения в виде «столбика».



**Рисунок 2—Микрошлиф паяных соединений компонента LBG144T1.0-DC128**



**Рисунок 3—Микрошлиф паяных соединений компонента LBG144T.8C-DC128**

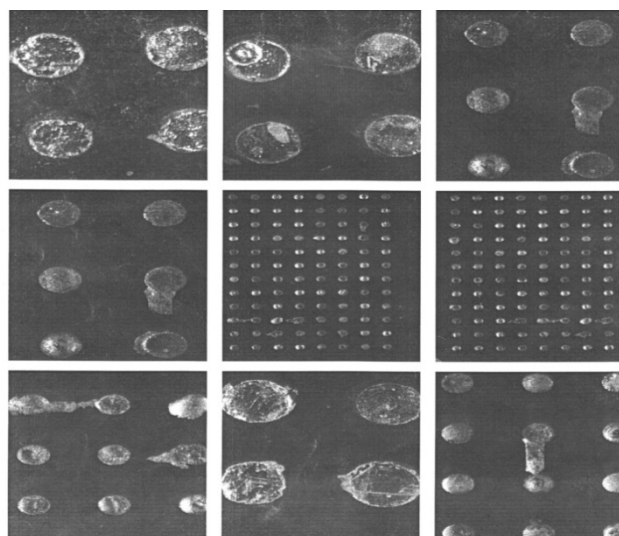


**Рисунок 4—Микрошлиф паяных соединений компонента LBG144T.8C-DC128**

При анализе паяных соединений видно, что все паяные соединения имеют полное смачива-

ние припоем контактных площадок печатных плат. Рентгенанализ данных паяных соединений показал, что все паяные соединения имеют ареол (контур паяного соединения). Из-за различия площадей паяемых поверхностей и большого зазора защитной паяльной маски и контактной площадки печатной платы произошло натекание припоя в данный зазор, что привело к отклонению от правильной формы. Одним из критериев качественного паяного соединения при рентгенанализе является наличие ареола. При анализе паяных соединений видно, что все паяные соединения, имеющие отклонения от «бочкообразной» формы, имеют полное смачивание припоем контактных площадок печатных плат (анализ фото). Рентгенанализ данных паяных соединений показал, что все паяные соединения имеют ареол (контур паяного соединения).

**Испытания по определению безотказности паяных соединений.** Испытаниям были подвергнуты 10 печатных узлов следующего состава: плата многослойная; компонент LBG144T1.0-DC128 - 10 штук (D1-D10); компонент LBG144T.8C-DC128 - 10 штук (D11-D20); рамка металлическая. Перед монтажом печатных узлов был проведен реболлинг BGA-компонентов с использованием шариковых выводов (Sn63Pb37) диаметром 0,4 мм, а также реболлинг м/с LBG144T1.0-DC128 с использованием шариковых выводов (Sn63Pb37) диаметром 0,6 мм. При выполнении операции «Очистка контактных площадок BGA» были произведены множественные повреждения защитной паяльной маски корпусов микросхем (рисунок 5) для обеспечения отклонений от правильной «бочкообразной» формы.



**Рисунок 5—Дефекты паяльной маски**

Произведено оплавление шариковых выводов на корпусах микросхем. Произведен монтаж

печатных узлов с имитацией отклонения от правильной формы паяных соединений. После проведения рентгенконтроля был выявлено более 90 % паяных соединений с необходимыми отступлениями от требований к форме.

Далее в соответствии с разработанной программой и методикой (ПМ) были проведены испытания данных ПУ, а именно: отбраковочные испытания; испытания на прочность при механических воздействиях; термоциклирование.

**Результат проведения отбраковочных испытаний.** Отбраковочные испытания проводились в следующем объеме: воздействие повышенной температуры (искусственное старение, выдержка при температуре плюс 100 °С в течение 48 часов); воздействие механического удара многократного действия [пиковое ускорение -10g, длительность ударного ускорения 5-10 мс, количество ударов – 150 суммарно по 3 направлениям]; воздействие медленного изменения температуры окружающей среды от 0 °С до плюс 100 °С с выдержкой при каждой температуре в течение 15 минут, всего 10 циклов; определение конкретного места прерывания последовательной тестовой электрической цепи, анализ, классификация, идентификация и учет отказов; исправление дефектов и устранение отказов. По окончании отбраковочных испытаний были проведены визуальный контроль и измерение сопротивления тестовых цепей, в результате чего выявлено, что образования трещин в паяных соединениях не обнаружено, цепи сохранили исходное состояние.

**Результат испытаний на прочность при механических воздействиях.** При проведении испытаний на механические воздействия печатные узлы были собраны в электронный блок. Электронный блок подвергся последовательно следующим испытаниям: вибрационные воздействия; линейное ускорение; ударное воздействие в соответствии с ГОСТ РВ 20.57.416-98. По окончании испытаний на прочность при механических воздействиях были проведены: визуальный контроль и измерение сопротивления тестовых цепей, в результате чего выявлено, что количество дефектов осталось неизменным, образования трещин в паяных соединениях не обнаружено, цепи сохранили исходное состояние.

**Результат проведения термоциклирования.** Стойка с печатными узлами была установлена в климатическую камеру. Модули были электрически подключены к детектору событий (256STD фирмы Analysis Tech). Детектор событий, подключенный к электронным модулям, был настроен для выявления отказов паяных соединений. Испытания проводились при сле-

дующих условиях: температурный диапазон от 0 °С до плюс 100 °С; время выдержки – 15 минут при минимальном и максимальном значениях температур. Во время испытаний детектор событий последовательно фиксировал первые признаки повышения сопротивления в электрических цепях, переходящие затем в устойчивые отказы. Все отказавшие электрические цепи были зашунтированы перемычками. В процессе проведения испытаний паяных соединений было зафиксировано 7 отказов. Испытания на термоциклирование были завершены на 1680-м часе (1158 циклов). По окончании испытаний были определены места и причины выявленных отказов паяных соединений путем изготовления микрошлифов и проведения их анализа.

**Анализ причин возникновения отказов.** Причины отказов можно поделить на 2 типа: механическое повреждение медной дорожки; трещины паяных соединений.

*Анализ механических повреждений медных дорожек.* С целью создания на тестовых печатных узлах дефектов по отклонению формы паяных соединений от правильной, производились разрушение и снятие паяльной маски возле контактных площадок BGA-компонентов при проведении операции реболинга, в процессе имитации дефектов было вызвано механическое повреждение медных дорожек вблизи контактных площадок, что привело к повышенному сопротивлению электрической цепи.

*Анализ трещин паяных соединений.* В результате анализа микрошлифа была обнаружена приплюснутая форма паяных соединений (менее 200 мкм) компонента, на котором был зарегистрирован отказ. Микрошлиф также показал наличие трещин на крайних угловых выводах. Это объясняется тем, что при замене компонентов (в целях устранения дефектов монтажа) произошла усадка рядом смонтированных компонентов (рисунк 6). При такой низкой осадке корпуса BGA вывода имеют жесткую посадку и не могут упруго воспринимать тепловые воздействия (расширение-сжатие), поэтому у таких паяных соединений BGA-компонентов суммарное количество тепловых циклических воздействий, которые они могут воспринять, резко сокращаются.

Вторая трещина, которая была обнаружена при анализе микрошлифов, проходила по верхней границе контактной площадки паяного соединения вывода компонента. Ее происхождение объясняется тем, что в процессе имитации дефектов инструментом была повреждена медная контактная площадка компонента, что привело к образованию трещины в процессе термоциклирования. Это отчетливо видно на микро-

шлифе паяного соединения (рисунок 7).

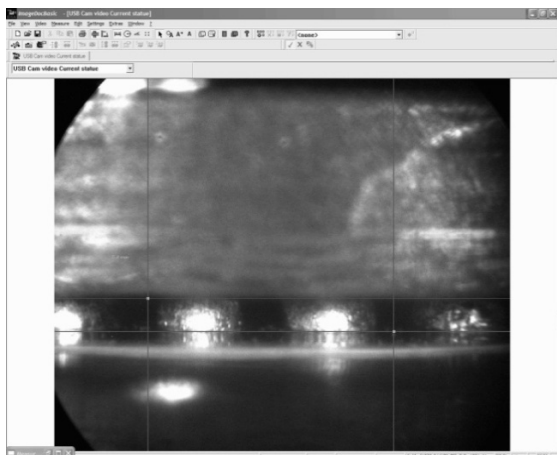


Рисунок 6—Усадка BGA-компонента менее 200 мкм

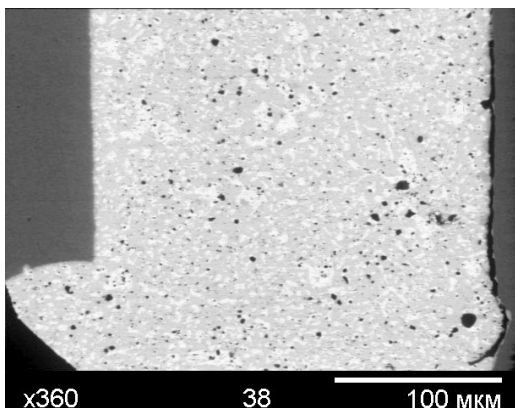


Рисунок 7—Микрошлиф паяного соединения

**Оценка безотказности паяных соединений.** Для прогнозирования уровня безотказности паяных соединений выбирается математическая модель на основе  $\chi^2$ -распределения, которая позволяет дать количественную оценку безотказности ПС при большом количестве испытываемых ПС:

$$\lambda = \frac{\chi^2_{1-\alpha}(m)}{2NHA_t}$$

где  $A_t$  – коэффициент ускорения равен 100;  $N$  – количество испытываемых паяных соединений;  $H$  – число часов при испытании на термо-

циклирование;  $\chi^2 = 0,2107$ ; (значение выбрано из таблицы при отсутствии отказов).

$N = 16800$ ; ( $N = 1787 + 1896 + 1915 + 1801 + 1571 + 1623 + 1543 + 1654 + 1380 + 1630$  – количество паяных соединений неправильной формы). Тогда интенсивность отказов:  $\lambda = 0,2107 / 2 \times 16800 \times 1680 \times 100 = 0,037 \times 10^{-9}$  1/ч. Таким образом, интенсивность отказов паяных соединений составила  $\lambda = 0,037 \times 10^{-9}$  1/ч, что гораздо ниже интенсивности отказов паяных соединений, образованных групповым оплавлением (при пайке волной припоя  $\lambda = 0,07 \times 10^{-9}$ ) в соответствии со «Справочником надежности электрорадиоизделий» [2].

**Выводы.** Анализ паяных соединений имеющих отклонения от правильной формы показал, что причиной образования данной формы соединения стало: различие площадей КП на ПП и BGA-компоненте; растекание припоя по медным дорожкам в результате отслоения ЗПМ после проведения операции по замене шариковых выводов микросхем.

Проведенная работа по изучению паяных соединений, имеющих отклонения от правильной формы, выполненная совмещенным способом с одновременным изготовлением микрошлифов и рентгенанализом, показала, что качество ПС, имеющих отклонения от бочкообразной (правильной) формы, аналогично качеству паяных соединений имеющих правильную бочкообразную форму.

Проведенные ускоренные испытания для компонентов в корпусах LBGA144T1.0-DC128, LBGA144T.8C-DC128 – паяные соединения, которые имели отклонения от правильной формы, подтвердили свою надежность при необходимом минимальном времени термоциклирования.

#### Библиографический список

1. IPC-7095B – Desing and Assembly Process Impiementation for BGAs // March. 2008.
2. Справочники «Надежность электрорадиоизделий» РД В 319.01.20-98, «Надежность ЭРИ ИП», разработанные 22 ЦНИИ МО при участии РНИИ «Электростандарт» и АО «Стандартэлектро». (Версия АСРН 2006).