

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396.96

В.Г. Андреев, В.А. Белокуров, В.И. Кошелев**КОГЕРЕНТНО-НЕКОГЕРЕНТНОЕ НАКОПЛЕНИЕ СЛАБЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ**

Синтезирован двухэтапный последовательный когерентно-некогерентный алгоритм обнаружения малоразмерной цели с одновременным раскрытием неоднозначности по дальности и скорости. Показано, что пороговое отношение сигнал-шум для синтезированной процедуры всего на 0,5 дБ больше, чем для оптимальной системы обнаружения. Полученный алгоритм можно реализовать в реальном масштабе времени.

Ключевые слова: пороговый сигнал, устранение неоднозначности по дальности, повышение дальности действия РЛС, накоплении сигнала.

Введение. Современные бортовые импульсно-доплеровские радиолокационные системы (РЛС) совмещают в себе несколько режимов работы. В режиме «воздух-воздух» при обнаружении воздушных целей используют квазинепрерывные сигналы с высокой частотой повторения импульсов (ВЧПИ) и малой скважностью, что позволяет обнаруживать цели с разрешением их по скорости в области доплеровских частот свободных от помех от подстилающей поверхности [1]. Основным недостатком режима ВЧПИ являются существенная неоднозначность измерения дальности и большое число «слепых» зон по дальности. Последнее обусловлено бланкированием приёмника на время излучения зондирующих импульсов.

В режиме «Обзор» при сканировании пространства в передней полусфере для обнаружения целей и однозначного измерения дальности применяют межимпульсную низкочастотную линейную частотную модуляцию (ЛЧМ) несущего колебания [1]. Сущность метода заключается в излучении в каждом угловом положении антенны нескольких пачек импульсов. При излучении первой пачки импульсов значение несущей частоты не меняется. На последующих этапах значение несущей частоты изменяется от радиоимпульса к радиоимпульсу зондирующей пачки по линейному закону. Крутизна межимпульсной ЛЧМ-модуляции изменяется на каждом этапе. Данный способ

обладает высокой скоростью обзора пространства, но имеет несколько недостатков [2]:

– точность измерения дальности невысока и составляет величину от полутора до нескольких километров;

– в стробе по дальности не должно быть больше одной (при двух этапах излучения) или не более двух (для трёх этапов излучения) целей.

Учитывая особенности способа измерения дальности с применением межимпульсной ЛЧМ-модуляции, цикл работы бортовой РЛС в режиме «воздух-воздух» разбивается на два этапа [3]:

1) быстрый обзор пространства с применением межимпульсной ЛЧМ-модуляции (при этом происходит обнаружение целей и грубое измерение дальности до них);

2) при обнаружении в каком-либо угловом положении цели излучение в её направлении производится на следующем цикле обзора со средней частотой повторения импульсов (СЧПИ).

Особенностями режима СЧПИ являются уменьшение частоты повторения импульсов в 10...20 раз по сравнению с режимом ВЧПИ и появляющаяся при этом неоднозначность по дальности и скорости. Для решения проблемы однозначных измерений в современных бортовых РЛС применяют метод перебора частот повторения импульсов [3]. Для раскрытия неоднозначности по дальности и скорости, как правило, достаточно от 6 до 8 пачек импульсов с различными значениями частот повторения

импульсов. Обнаружение целей в данном случае происходит по критерию « k из m », где m — количество пачек импульсов, k — количество пачек импульсов, в которых произошло обнаружение цели. Значение k в реальных РЛС составляет величину 3 или 4 [3]. При этом не используется возможность накопления пачек импульсов, что снижает максимальную энергетическую дальность R_{\max} действия РЛС.

Цель статьи — синтез и анализ алгоритма совместного межпачечного накопления сигнала, устранение неоднозначностей по дальности и скорости при использовании метода перебора частот повторения импульсов.

Синтез алгоритма. При использовании известного набора F_n частот повторения импульсов можно заранее выполнить предварительные расчёты для определения соответствия между истинной дальностью R_n до цели и измеряемыми с учётом неоднозначности по каждой пачке дальностями R_i , $i=1..n$. Значение n числа дискретных значений дальности определяется выражением: $n=\text{int}(R_{\max}/dR)$, где dR — разрешение РЛС по дальности, $\text{int}(\bullet)$ — целая часть числа.

Результаты расчётов представляются в виде таблицы, которая может быть заранее записана в память системы обработки. Таблицу называют матрицей \mathbf{D} наблюдений, поскольку её элементами являются значения дальностей R_i до цели, полученных при использовании j -й частоты повторения импульсов из набора F_n при условии, что цель находится на определённой истинной дальности. Размерность матрицы наблюдений $\mathbf{D} = \{R_{j,i}\}_{m \times n}$ зависит от общего числа m используемых частот повторения импульсов и конечного числа n дискретных значений дальности. Отдельный i -й столбец матрицы наблюдений \mathbf{D} представляет собой набор рассчитанных значений, измеренных с учётом неоднозначности дальностей до цели, полученных при использовании m импульсных зондирующих последовательностей с частотами повторения из набора F_n .

Зондирующий сигнал представляет собой когерентную пачку радиоимпульсов. В качестве модели сигнала цели на входе устройства обработки использована модель нормального распределения с параметрической априорной неопределённостью доплеровской фазы сигнала φ_{cj} на j -й частоте повторения. Входной процесс является аддитивной смесью флюктуирующих по амплитуде отражений от цели и внутреннего шума приёмника (некоррелированной составляющей). При этом совместная функция правдо-

подобия при гипотезе H_1 наличия цели для j -й пачки имеет вид:

$$P(\mathbf{U}^j | H_1) = (2\pi)^{-\frac{N}{2}} [\det(\mathbf{R}^{\text{cm}})]^{-1/2} \times \exp\left[-\frac{1}{2} \sum_i^N \sum_p^N W_{lp}^{\text{cm}}(\varphi_{cj}) U_i^j U_p^{*j}\right],$$

где \mathbf{W}^{cm} — матрица, обратная корреляционной матрице \mathbf{R}^{cm} .

При априорном предположении о независимости начальных фаз в каждой j -й пачке отношение правдоподобия для i -го столбца матрицы наблюдений можно представить в виде:

$$L\{\varphi_{cj}\}_{j=1,m} = (2\pi)^{-\frac{N \times m}{2}} \det(\mathbf{R}^{\text{cm}})^{-\frac{m}{2}} \times \prod_{j=1}^m \exp\left[-\frac{1}{2} \mathbf{U}^j \mathbf{W}^{\text{cm}}(\varphi_{cj})^j \mathbf{U}^{jH}\right],$$

где \mathbf{U}^j — N -мерный вектор-строка входных комплексных отсчётов (импульсов в j -й пачке); H — знак эрмитова сопряжения.

Логарифмируя последнее выражение, получаем:

$$\ln[L\{\varphi_{cj}\}_{j=1,m}] = \ln\left[(2\pi)^{-\frac{N \times m}{2}} \det(\mathbf{R}^{\text{cm}})^{-\frac{m}{2}}\right] - \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m \mathbf{U}^j \mathbf{W}^{\text{cm}}(\varphi_{cj})^j \mathbf{U}^{jH} \geq \ln(L_0), \quad (1)$$

где L_0 — порог обнаружения.

Учитывая, что квадратичную форму в (1) можно представить в виде [4]

$$\mathbf{U}^j \mathbf{W}^{\text{cm}}(\varphi_{cj})^j \mathbf{U}^{jH} = \left| \mathbf{U}^j \mathbf{s}(\varphi_{cj})^H \right|^2$$

и, проводя соответствующие преобразования с выражением (1), получаем решающее правило:

$$\sum_{j=1}^m \left| \mathbf{U}^j \mathbf{s}(\varphi_{cj})^H \right|^2 \geq l_0 \quad (2)$$

где l_0 — порог обнаружения, который определяется исходя из заданной вероятности ложной тревоги.

Выражение (2) определяет оптимальный алгоритм обнаружения цели при использовании m пачек импульсов с разными частотами повторения, который заключается в некогерентном накоплении результатов когерентного накопления в строках дальности, соответствующих каждому столбцу матрицы наблюдений \mathbf{D} . Основным недостатком данного алгоритма является большая вычислительная сложность. Оценим объём необходимой памяти для реализации оптимального алгоритма.

Рассмотрим типовые параметры, характерные для режима СЧПИ [3]:

- число стробов по дальности $N_d=65$;
- число импульсов в пачке $N=256$;
- число пачек импульсов с разными частотами повторения $m=8$;
- энергетическая дальность $R_{\max}=45$ км;
- канал по дальности: $dR=75$ м.

Общее число дискретных значений дальности: $n=50000/75=600$. Общее число возможных вариантов расположения цели: $n \cdot N \cdot m=600 \cdot 256 \cdot 8=122800$. Для хранения матрицы наблюдений необходимо 122800 32-х разрядных слов.

В соответствии с временной диаграммой работы РЛС обработка ($j-1$)-й пачки импульсов происходит в момент накопления отражённого сигнала j -й пачки импульсов. Это соответствует работе в реальном масштабе времени. При использовании алгоритма (2) обработка ($j-1$)-й пачки заключается не только в вычислении быстрого преобразования Фурье в каждом стробе по дальности, но и в накоплении отсчётов амплитудных спектров в столбцах матрицы \mathbf{D} .

На рисунке 1 показано расположение стробов по дальности в m пачках. Показано, в каких столбцах матрицы наблюдений находится первый строб по дальности ($d\tau_1$).

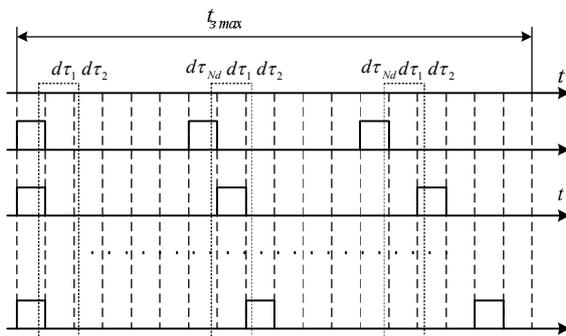


Рисунок 1 — Пояснения к методу перебора частот повторения импульсов

В данной работе предлагается сократить число вычислительных операций, затрачиваемых на реализацию оптимального алгоритма, что реализуется путём использования разновидности k -этапных последовательных процедур, в частности, двухэтапный последовательный обнаружитель. На первом этапе происходит накопление во всех столбцах матрицы наблюдения \mathbf{D} и выбираются наиболее вероятные, на втором этапе анализируются те столбцы матрицы наблюдения \mathbf{D} , в которых расположение цели наиболее вероятно.

В k -этапных обнаружителях сигналов [5], являющихся обобщением последовательных

процедур обнаружения, множество отсчётов разбивается на группы (этапы наблюдения), число и размеры которых зависят от конкретной задачи. Основные параметры, которые вычисляются при оптимизации: длительность первого этапа n_1 , значения порогов на первом этапе A , B и значение порога на втором этапе.

Вероятность ложной тревоги F и правильного обнаружения D определяются выражениями:

$$F = \int_A^\infty W(x|H_0) dx + \int_C^A \int_B W(x|H_0) W(y|x, H_0) dx,$$

$$D = \int_A^\infty W(x|H_1) dx + \int_C^A \int_B W(x|H_1) W(y|x, H_1) dx,$$

где $W(x|H_1)$, $W(x|H_0)$ — функции плотностей распределения вероятностей достаточной статистики x после первого этапа при гипотезах H_1 , H_0 соответственно; $W(y|x, H_1)$, $W(y|x, H_0)$ — условные функции плотностей распределения вероятностей достаточной статистики y после второго этапа при условии, что достаточная статистика x на первом этапе превысила порог обнаружения при гипотезах H_1 и H_0 .

Достаточные статистики x и y определяются:

$$x = \sum_{i=1}^{n_1} |U^i \mathbf{s}(\phi_{ci})^H|^2, \quad (3)$$

$$y = x + \sum_{i=n_1+1}^{n_1+n_2} |U^i \mathbf{s}(\phi_{ci})^H|^2,$$

где n_1 , n_2 — длительности первого и второго этапов.

При оптимизации последовательных процедур обнаружения возможны байесовская и условно-экстремальная постановка задачи [5]:

$$D(\delta_k^*) = \max_{\delta_k} \left\{ D(\delta_k) \mid F \leq F_{\text{зад}}, n_k = n_{\text{зад}} \right\} \quad (4)$$

где $F_{\text{зад}}$ — заданная вероятность ложной тревоги; $n_{\text{зад}}$ — заданное число пачек, n_k — число пачек на k -м этапе, δ_k — возможное решение на k -м этапе; δ_k^* — оптимальное решение на k -м этапе.

Имитационное моделирование. Эффективность предлагаемого алгоритма исследована путём имитационного моделирования при следующих условиях: число N импульсов в каждой пачке $N=256$, заданное общее количество зондирующих пачек $n_{\text{зад}}=8$. Сравнение проводилось с известным алгоритмом обнаружения по критерию «3 из 8», т.е. когда цель считается обнаруженной и раскрывается её неоднозначность по дальности, если обнаружение произошло в 3-х из 8-ми пачек импульсов. Вероятность ложной тревоги 10^{-3} .

Характеристики обнаружения предлагаемого алгоритма показаны на рисунке 2. Кривая 1 соответствует синтезированному алгоритму, кривая 2 — алгоритму обнаружения цели, при использовании критерия «3 из 8», кривая 3 — оптимальному алгоритму.

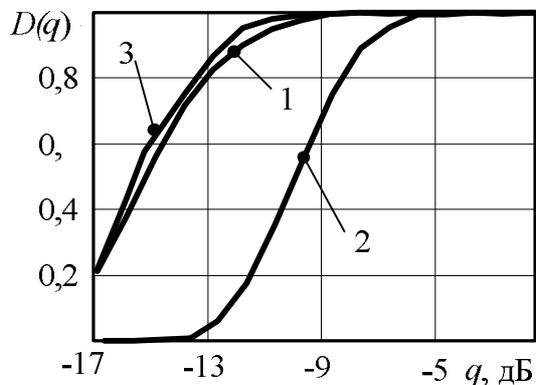


Рисунок 2 — Характеристики обнаружения

Выводы. Выигрыш предлагаемого алгоритма перед известным в пороговом отношении q сигнал-шум составляет более 2 дБ, что равноценно увеличению энергетической дальности действия РЛС в 1,2 раза с возможностью

раскрытия неоднозначности по дальности и скорости.

Выигрыш достигается за счёт межпачечного накопления сигнала, не производящегося в известных [3] системах, и позволяет приблизиться к оптимальной системе на 0,5 дБ в величине q .

Библиографический список

1. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.
2. Викентьев А.Ю., Колтышев Е.Е., Уханов Е.В., Янковский В.Т. Оптимизация алгоритма измерения дальности РЛС с квазинепрерывным частотно-модулированным сигналом. Радиотехника. 2004. №10. С. 73-79.
3. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах. Ч.1 / Под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова М.: Радиотехника, 2004. 312 с.
4. Кошелев В.И. Адаптивная обработка радиолокационных сигналов на базе процессора БПФ // Цифровая обработка сигналов. 2001. № 4. С. 12-18.
5. Сосулин Ю.Г., Гаврилов К.Ю. К-этапное обнаружение сигналов // Радиотехника и электроника. 1998. Т. 43. № 7. С. 835-85.

УДК 681.586.773+534.2/621.317.39

И. Е. Сырмолов, О. А. Карачева

ИССЛЕДОВАНИЕ ДАТЧИКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕННО-ДЕФОРМИРОВАННОГО СОСТОЯНИЯ ДИСКА И ТЕНЗОЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПАВ-СТРУКТУР

Предлагается способ расчета напряженно-деформированного состояния диска в области расположения встречно-штыревого преобразователя поверхностных акустических волн (ВШП ПАВ) при сжатии двумя равными диаметрными силами. Приведены выражения для нормальных механических напряжений, расчетная схема нагружения дискового тензоэлемента с ВШП ПАВ, графики распределения механических напряжений в диске при сжатии вдоль диаметра и результаты экспериментальных исследований тензочувствительности ПАВ - линий задержки.

Ключевые слова: датчик давления (силы) на ПАВ, дисковый тензоэлемент, механические напряжения, частота генератора, ST - срез кварца.

Введение. Интегральные акустоэлектронные устройства на основе линии задержки и резонаторов поверхностных акустических волн широко применяются в датчиках физических величин [1]. В соответствии с физическими

принципами распространения ПАВ в кристаллах и структурными схемами построения ПАВ-датчиков, задачами исследования являются [4]:

– поиск структурных схем построения ПАВ-датчиков;

– разработка электронных схем ПАВ-генераторов с элементами согласования и уменьшение их влияния на параметры датчиков;

– поиск срезов кристаллов для изготовления упругих чувствительных элементов (УЧЭ);

– выбор способа нагружения УЧЭ и разработка топологии ПАВ-структуры;

– поиск новых конструктивных решений ПАВ-датчиков давления, силы, ускорения, отличающихся уменьшенным влиянием неизменяемых параметров;

– проведение экспериментальных исследований для улучшения метрологических характеристик ПАВ-датчиков, оценки их технических возможностей с целью использования в составе систем управления и контроля.

Часть поставленных задач решена в работах, опубликованных в 80-е годы XX века [4], а также в статьях [5,6]. Ряд новых конструктивных решений в датчиках давления, силы, ускорения, температуры, влажности защищены авторскими свидетельствами, полный перечень которых приведен в диссертации [4] и монографии Малова В. В. [1]. Одной из важных тем является анализ тензочувствительности ПАВ-структур, выполненных на ST-срезе кварца, который обеспечивает высокую термостабильность частоты ПАВ-генераторов.

Цель работы. Определение характера распределения компонентов механических напряжений в упругом чувствительном элементе (УЧЭ) с применением теории упругости и преобразования систем координат, влияния способа нагружения дискового УЧЭ, направления приложения внешней нагрузки и ориентации преобразователей ПАВ на чувствительность датчика силы (давления).

Теоретические исследования. Датчик давления на ПАВ может выполняться по структурной схеме с двумя разделительными мембранами, образующими вместе с корпусом изолированную полость, внутри которой между жесткими центрами мембран помещается силочувствительный резонатор на ПАВ в форме диска. Возникает задача определения напряженно-деформированного состояния диска в области расположения ВШП ПАВ при сжатии двумя равными диаметрными силами. Расчетная схема датчика представлена на рисунке 1.

В соответствии с работами [2, 3] напряжение складывается из 3-х составляющих: равномерного растяжения в плоскости диска

$$\sigma_1 = \frac{F}{\pi R^2}, \quad (1)$$

где F – сжимающая сила; l – толщина; R – радиус диска;

сжатия по направлению r_1

$$\sigma_{r1} = -\frac{2F}{l\pi} \cdot \frac{\cos \varphi_1}{r_1}, \quad (2)$$

сжатия по направлению r_2

$$\sigma_{r2} = -\frac{2F}{l\pi} \cdot \frac{\cos \varphi_2}{r_2}. \quad (3)$$

Опуская промежуточные выкладки, получаем для напряжений, действующих в направлениях X и Y в точке A с координатами x , y :

$$\sigma_x = \frac{F}{l\pi R} \left\{ 1 - \frac{1 - \frac{y}{R}}{\left[\frac{x^2}{R^2} + \left(1 - \frac{y}{R}\right)^2 \right]^2} \cdot \frac{2x^2}{R^2} - \frac{1 + \frac{y}{R}}{\left[\frac{x^2}{R^2} + \left(1 + \frac{y}{R}\right)^2 \right]^2} \cdot \frac{2x^2}{R^2} \right\},$$

$$\sigma_y = \frac{F}{l\pi R} \left\{ 1 - \frac{2\left(1 - \frac{y}{R}\right)^3}{\left[\frac{x^2}{R^2} + \left(1 - \frac{y}{R}\right)^2 \right]^2} - \frac{2\left(1 + \frac{y}{R}\right)^3}{\left[\frac{x^2}{R^2} + \left(1 + \frac{y}{R}\right)^2 \right]^2} \right\}. \quad (4)$$

Из выражений следует, что напряжение σ_x меньше по величине σ_y , причем с приближением точки A к области приложения сил величины напряжений σ_x и σ_y нелинейно возрастают.

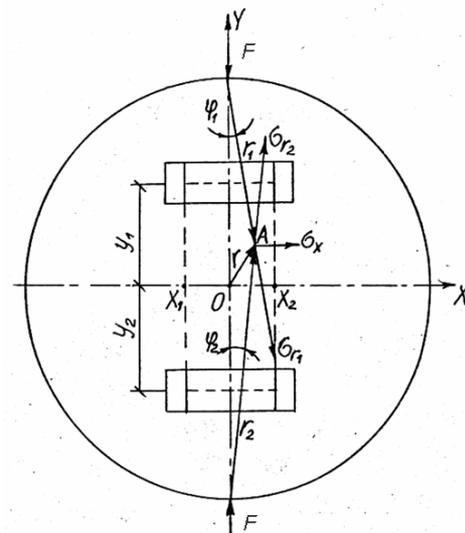


Рисунок 1 – Схема нагружения дискового тензоэлемента с ВШП ПАВ: x_1, x_2, y_1, y_2 – координаты ВШП; $\sigma_{r1}, \sigma_{r2}, \sigma_x, \sigma_y$ – компоненты напряжений в полярной и декартовой системах координат; $r_1, r_2, \varphi_1, \varphi_2$ – полярные координаты точки A ; O – центр диска; F – силы сжатия

Для расчета средних значений неоднородных напряжений σ_x и σ_y необходимо интегрировать выражения в прямоугольных координатах в пределах от x_1 до x_2 и от y_1 до y_2 .

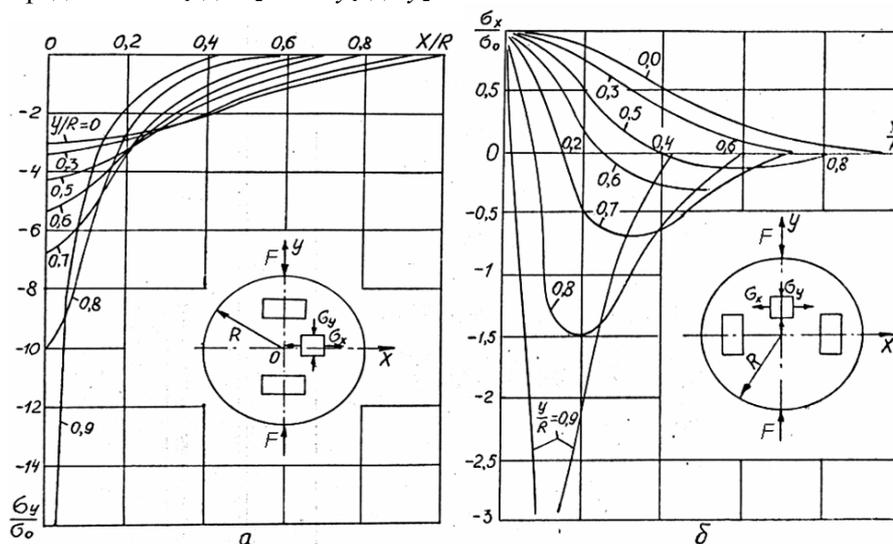


Рисунок 2 - Распределение механических напряжений в диске при сжатии вдоль диаметра:
а – в направлении распространения ПАВ, б – в перпендикулярном направлении; R - радиус диска;
 σ_x, σ_y - компоненты продольных и поперечных напряжений; $x/R, y/R$ - координаты точки, в которой
определяют компоненты напряжений в относительных единицах - σ/σ_0

Приведенные расчеты учитывают только нормальные компоненты механических напряжений. Величина сдвиговых напряжений в плоскости диска значительно меньше нормальных, поэтому эти напряжения в расчетах тензочувствительности фазы ПАВ не учитываются.

Наибольшая неравномерность механических напряжений (рисунок 2) наблюдается в окрестности точек приложения диаметральных сил.

В центре диска механические напряжения вдоль осей X и Y выравниваются.

При нагружении диска с ВШП ПАВ чувствительность датчиков можно изменять в широких пределах за счет выбора варианта топологии ВШП, коэффициента формы активной области и ее размеров, ориентации преобразователей относительно направления действия сил, среза кристалла и направления распространения ПАВ, определяющих соотношение и величину коэффициентов тензочувствительности скорости ПАВ к компонентам напряжений.

Из рисунка 2 видно, что можно подобрать размеры активной области и направление приложения диаметральных сил таким образом, что суммарное влияние продольных, поперечных и сдвиговых компонентов деформаций (напряжений) компенсируется. Изменение чувствительности дискового УЭ можно осуществлять также за счет приложения дополнительных сил, нагружающих УЭ.

Графические зависимости $\frac{\sigma_x}{\sigma_0}$ и $\frac{\sigma_y}{\sigma_0}$, где $\sigma_0 = F / \pi R$, представлены на рисунке 2.

Экспериментальные исследования. На рисунках 3 и 4 показано влияние диаметральных сил, сжимающих диск с ВШП ПАВ, на девиацию частоты ПАВ-генератора датчика. Топология линии задержки: ширина электродов - 25 мкм, период решетки - 100 мкм, апертюра ВШП соответствует волновому сопротивлению 50 Ом, число пар электродов входного и выходного ВШП 20 и 20 (ST, X -срез) и 20 и 10 ($ST, X+33$ - срез), частота ПАВ-генератора в ненагруженном состоянии определяется по известной формуле [1] $f = V/d$, где f - частота, называемая частотой акустического синхронизма; V - скорость распространения ПАВ (зависит от среза кристалла и ориентации ВШП в плоскости среза), d - период решетки ВШП.

При изменении положения диска относительно направления сжимающих сил наблюдается периодическое изменение выходной частоты. Для ST -среза с положением ВШП вдоль оси X максимальная положительная девиация частоты отмечена при значениях угла $\alpha = 0^\circ, 180^\circ, 360^\circ$, максимально отрицательная при $\alpha = 90^\circ$ и 270° . Величина положительного изменения частоты тем больше, чем больше расстояние между ВШП (кривая 1, рисунок 3). При уменьшении расстояния от 14 до 4 мм девиация частоты уменьшается примерно в 4 раза (кривая 2) при неизменных значениях диаметра и толщины диска и одинаковой величине сил. Нулевые значения чувствитель-

ности подтверждают явление компенсации противоположных по знаку изменений частоты при воздействии продольных и поперечных деформаций. Положение точек приложения сил, при которых изменение частоты минимально, зависит от положения линии задержки, апертюры и ширины ВШП, расстояния между их центрами.

Иной характер зависимости получен для *ST*-среза с направлением ВШП под углом 33° к оси *X* (рисунок 4).

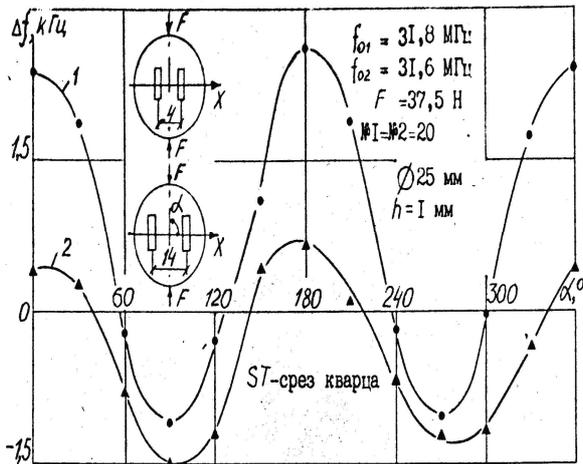


Рисунок 3 – Изменение девиации частоты ПАВ-генератора от угла приложения диаметральных сил и длины линии задержки: 1 - 4 мм, 2 - 14 мм

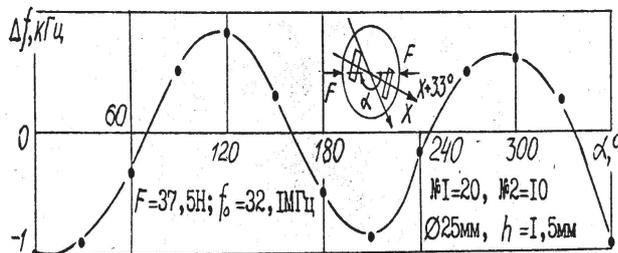


Рисунок 4 – Влияние угла действия диаметральных сил на частоту ПАВ-генератора с тензоэлементом *ST*-среза $X + 33^\circ$

По результатам экспериментов рассчитан коэффициент тензочувствительности частоты (КТЧ):

$$K_F = \frac{\partial f D h}{F}, \quad (5)$$

где D , h - диаметр и толщина диска; F - величина сил; ∂f - относительное изменение частоты.

Расчеты проведены для значения углов $\alpha = 0^\circ, 90^\circ$ и положения ВШП с углами $\varphi = 0^\circ, 26^\circ, 33^\circ$ и 39° . Наблюдается постепенное уменьшение продольного коэффициента от $5,24 \cdot 10^{-11} \text{ м}^2/\text{Н}$ до $-3,88 \cdot 10^{-11} \text{ м}^2/\text{Н}$ и увеличение поперечного коэффициента (при $\alpha = 90^\circ$) от $-1,89 \cdot 10^{-11} \text{ м}^2/\text{Н}$ до $2,69 \cdot 10^{-11} \text{ м}^2/\text{Н}$.

В структурную схему ПАВ-датчиков входит упругий чувствительный тензоэлемент, на

поверхности которого методами фотолитографии сформирована линия задержки ПАВ с ВШП, которая включена в цепь обратной связи усилителя. Частота ПАВ-генератора связана с периодом решетки ВШП и характером напряженно-деформированного состояния диска. В дифференциальной схеме датчика дополнительно введен второй ПАВ-генератор, частото-задающий элемент которого испытывает противоположное по знаку воздействие измеряемого параметра - силы или давления, или является эталонным.

Заключение. 1. Предложена новая методика расчета компонентов механических напряжений в декартовой системе координат, связанной с расположением ВШП ПАВ.

2. Полученные расчетные соотношения и графические зависимости позволяют выбирать способ крепления и топологию ВШП, с одной стороны, с целью уменьшения влияния элементов крепления (устройства частотной селекции с высокой стабильностью), с другой, - для увеличения деформационной чувствительности в ПАВ-датчиках давления, силы, ускорения.

3. Изменение направления (азимута) действия диаметральных сжимающих сил относительно направления распространения ПАВ позволяет изменять величину и знак тензочувствительности частоты ПАВ-генератора.

4. При неизменном азимуте и величине приложенных сил тензочувствительность зависит от длины линии задержки и апертюры ВШП.

5. Тензочувствительность частоты ПАВ-генератора с линией задержки по знаку и величине зависит от ориентации ПАВ-структуры относительно кристаллографических осей кварца: для *ST*-среза КТЧ изменяется от $5,24 \cdot 10^{-11}$ до $-3,88 \cdot 10^{-11} \text{ м}^2/\text{Н}$ для азимутального угла $\alpha = 0^\circ$ и от $-1,89 \cdot 10^{-11}$ до $2,69 \cdot 10^{-11} \text{ м}^2/\text{Н}$ для $\alpha = 90^\circ$.

Библиографический список

1. Малов В. В. Пьезорезонансные датчики. 2-е изд. М.: Энергоатомиздат, 1989. 272 с.
2. Доннелл Л. Г. Балки, пластинки и оболочки / Пер. с англ. под ред. Г. С. Шапиро. М.: Наука, 1982. 568 с.
3. Сырмолотнов И. Е. Расчет упругих элементов и несущих конструкций приборов // 36-я научно-техническая конференция РГРТУ. Рязань, 2000. С. 52 - 53.
4. Сырмолотнов И. Е. Исследование акусто-электронных тензопреобразователей и разработка датчиков механических величин на их основе: дис. канд. техн. наук; 05.13.05: защищена 03.03.89; утв. 12.07.89 / Сырмолотнов Иван Егорович. - Рязань,

1988. - 250 с. - Библиогр.: с. 184 - 203.

5. Сырмолатнов И. Е., Агапова М. А. Расчет скорости акустической волны в деформированных кристаллах // Вестник РГРТУ. № 2 (вып.40). Рязань, 2012. С.80-86.

6. Сырмолатнов И. Е., Карташова М. В. Влияние электронной схемы и согласующих цепей на характеристики ПАВ - датчика // Вестник РГРТУ. № 3 (вып. 41). Рязань, 2012. С. 41 - 45.