

ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ

Предложена структурная схема интерферометрического измерителя параметров движения механических объектов. Проанализированы основные характеристики измерителя и указаны возможные области его применения.

Важной задачей современного приборостроения является разработка и усовершенствование бесконтактных измерителей параметров механического движения (перемещения, скорости и др.). Основным достоинством таких измерителей является малое воздействие на движущийся объект, что позволяет получить объективную информацию о параметрах движения.

Принцип работы большинства бесконтактных измерителей параметров движения основан на волновых методах (интерферометрическом, триангуляционном и радиолокационном), в соответствии с которыми параметры движения преобразуют в изменение параметров электромагнитной волны с последующим измерением последних при помощи радиоизмерительных устройств [1, 2]. Однако возможности интерферометрического метода измерения, основанного на анализе смешанной электромагнитной волны [1, 3], ещё далеко не исчерпаны.

Рассмотрим интерферометрический измеритель параметров движения (рисунок 1), в котором первичным преобразователем смешанной электромагнитной волны является направленный ответвитель НО. Генератор Г сверхвысокой частоты (СВЧ) вырабатывает сигнал падающей волны ПВ, которая через направленный ответвитель подводится к антенне А и излучается в направлении подвижного объекта ПО. Отражатель О, закрепленный на подвижном объекте, отражает часть энергии падающей волны, образуя отраженную волну ОВ, движущуюся навстречу падающей волне.

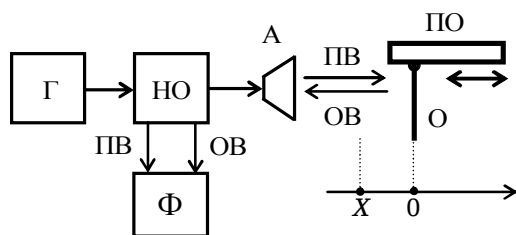


Рисунок 1 — Измеритель параметров движения с использованием направленного ответвителя

В результате сложения (интерференции) падающей и отраженной волн образуется смешанная волна, структура которой зависит от параметров движения объекта измерения, поскольку перемещение X отражателя вызывает изменение как амплитуды, так и фазы отраженной волны. Мгновенные фазовый сдвиг и частота отраженной волны содержат информацию о перемещении и скорости подвижного объекта соответственно.

При малых перемещениях, соизмеримых с длиной волны, амплитуда отраженной волны практически остается постоянной и изменяется только её фаза.

Направленный ответвитель НО разделяет сигналы падающей и отраженной волн, что позволяет измерить с помощью фазометра Ф разность фаз ϕ между этими сигналами, которая прямо пропорциональна перемещению отражающего объекта.

Если перемещение X не превышает длины волны, то оно однозначно определяется следующим соотношением

$$X = \frac{\phi \lambda}{360}.$$

Анализ показывает, что полная погрешность измерения перемещения будет иметь вид

$$\Delta X = \frac{\lambda}{360} \sqrt{(\Delta \phi_o)^2 + (\Delta \phi_{и})^2 + (\Delta \phi_{\phi})^2 + (\Delta \phi_d)^2},$$

где $\Delta \phi_o = 180/\gamma\pi$ — погрешность, обусловленная конечной направленностью γ ответвителя; $\Delta \phi_{и}$ — погрешность, обусловленная искажениями фронта падающей и отраженной волн; $\Delta \phi_{\phi}$ — погрешность фазометра; $\Delta \phi_d = \phi_x V/c$ — погрешность, обусловленная доплеровским смещением частоты отраженной волны; V — скорость движения объекта; c — скорость распространения электромагнитных волн. Если объект неподвижен ($V = 0$), то $\Delta \phi_d = 0$.

Для оценки погрешности $\Delta \phi_{и}$ проанализируем фазовые искажения в апертуре отражателя в виде круглой металлической пластины диаметром $2R$, которая жестко закреплена на подвижном объекте.

Пусть пластина облучается электромагнитным полем с линейной поляризацией при помощи стандартной рупорной антенны с горизонтальными и вертикальными размерами апертуры $a = 10,9$ см, $b = 7,9$ см (рисунок 2, а).

Ширина диаграммы направленности рупора при длине волны $\lambda = 3$ см в плоскостях векторов $\vec{E}$ и $\vec{H}$ определяется известными соотношениями $2\Delta\theta_{0,5}^E = 53,3^\circ \cdot \frac{\lambda}{b} = 15^\circ$, $2\Delta\theta_{0,5}^H = 80,2^\circ \cdot \frac{\lambda}{a} = 22^\circ$ соответственно

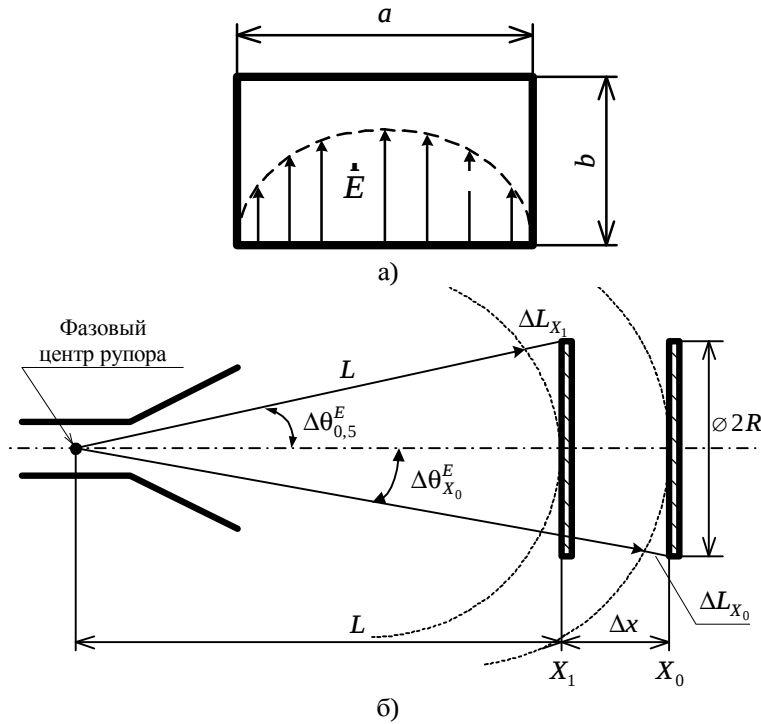


Рисунок 2 — Структура поля в раскрытии рупорной антенны (а) и структура фронта волны рупорной антенны (б)

Если отражатель расположен на расстоянии нескольких длин волн от антенны, то фронт волны, падающей на него, необходимо рассматривать как сферический. Облучение сферической волной отражающей пластины возбуждает в апертуре ее поверхности несинфазное поле. Это приводит к отклонению от нормали основного максимума диаграммы направленности, появлению дополнительных лепестков и увеличению уровня бокового излучения отражающей поверхности пластины.

Рассмотрим два случая относительного расположения рупора и отражающей пластины. В первом случае расположим пластину так, чтобы уровень половинной мощности излучения приходился на край пластины в E -плоскости (рисунок 2, б).

Определим расстояние от фазового центра антенны до центра пластины для крайних положений X_1 и X_0 , полагая максимальное перемещение пластины равным $\Delta x = 0,8$ см. Тогда для положения X_1 получаем $L = R / \tan \Delta\theta_{0,5}^E = 38$ см и $L + \Delta x = 38,8$ см.

Найдем расстояние до края пластины, занимающей положение X_1 ,

$$L + \Delta L_{X_1} = R / \sin \Delta\theta_{0,5}^E, \quad (1)$$

где ΔL_{X_1} — разность между ходом волн от рупора к краю и от рупора к центру пластины в положении X_1 .

Из выражения (1) находим разность хода $\Delta L_{X_1} = R / \sin \Delta\theta_{0,5}^E - L = 0,33$ см, что соответствует фазовому набегу волны $\Delta\phi_{X_1} = 39,6^\circ$.

Если пластина находится в положении X_0 , то расстояние от фазового центра рупора до края пластины определяется как

$$(L + \Delta x) + \Delta L_{X_0} = \sqrt{(L + \Delta x)^2 + R^2}, \quad (2)$$

где ΔL_{X_0} — разность между ходом волн от рупора до края и от рупора до центра пластины в положении X_0 .

Из выражения (2) находим

$$\Delta L_{X_0} = \sqrt{(L + \Delta x)^2 + R^2} - (L + \Delta x) = 0,32 \text{ см},$$

что соответствует фазовому набегу волны $\Delta\phi_{X_0} = 38,5^\circ$.

Таким образом, изменение разности фаз на краю пластины при изменении положения пластины составляет $\Delta\phi_{X_1} - \Delta\phi_{X_0} = 39,6^\circ - 38,5^\circ = 1,1^\circ$.

Величина угла, соответствующего направлению на край пластины, находящейся в положении X_0 , составляет $\Delta\theta_{X_0}^E = 7,3^\circ$.

Во втором случае расположим пластину так, чтобы уровень половинной мощности излучения приходился на границу поверхности пластины в H -плоскости. При этом расстояние от фазового центра рупора до пластины в положении X_1 составит $L = R/\operatorname{tg}\Delta\theta_{0,5}^H = 25,7$ см, а в положении X_0 — $L + \Delta x = 25,7 + 0,8 = 26,5$ см.

Расстояние до края пластины в положении X_1 определяется выражением, аналогичным (1) $L + \Delta L_{X_1} = R/\sin\Delta\theta_{0,5}^H$. Откуда получаем $\Delta L_{X_1} = R/\sin\Delta\theta_{0,5}^H - L = 0,48$ см. При этом фазовый набег на краю пластины составит $\Delta\phi_{X_1} = 57,8^\circ$.

Так как при нахождении пластины в положении X_0 расстояние от фазового центра рупора до края пластины также определяется выражением (2), то разность между ходом волн от рупора до края и от рупора до центра пластины равна

$$\Delta L_{X_0} = \sqrt{(L + \Delta x)^2 + R^2} - (L + \Delta x) = 0,467 \text{ см,}$$

а фазовый набег волны при этом на краю пластины составляет $\Delta\phi_{X_0} = 56,1^\circ$.

Изменение разности фаз на краю пластины при изменении положения пластины $\Delta\phi_{X_1} - \Delta\phi_{X_0} = 57,8^\circ - 56,1^\circ = 1,7^\circ$. Величина угла $\Delta\theta_{X_0}^H$, соответствующего направлению на край пластины в положении X_0 , составляет $10,7^\circ$. Тогда $2\Delta\theta_{X_0}^E = 21,4^\circ$.

Из двух рассмотренных случаев наиболее выгодным является первый, поскольку при этом максимальные фазовые ошибки в апертуре пластины будут меньше и на отражающую пластину не попадает излучение боковых лепестков диаграммы направленности рупорной антенны. Однако, даже в первом случае, максимальные фазовые ошибки в апертуре пластины весьма существенны и не удовлетворяют требованиям для проведения измерений. Уменьшить эти ошибки можно несколькими способами.

Один из способов — это использование отражающей пластины в форме сегмента сферической поверхности имеющей радиус кривизны, равный расстоянию от фазового центра рупора до этой поверхности (рисунок 3). Расстояние от фазового центра рупора до пластины в положении X_1 следует выбрать таким же, как в первом случае, чтобы излучение боковых лепестков диаграммы направленности рупора не попадало на отражающую поверхность.

Тогда фазовые ошибки в апертуре отражающей поверхности будут определяться точностью изготовления рупорной антенны и отражающей поверхности. Обеспечение же точности изготовления рупора и отражающей поверхности требуемой геометрии является довольно сложной технологической задачей.

При нахождении пластины в положении X_0 фазовые ошибки обусловлены несовпадением радиусов кривизны сегмента сферы и радиуса сферического фронта волны, и их величина определяется разностью хода волн от фазового центра антенны до края и до середины отражающей поверхности пластины

$$\Delta L_{X_0} \approx (1 - \cos\Delta\theta_{0,5}^E)L - (1 - \cos\Delta\theta_{X_0}^E) \cdot (L + \Delta x) = 0,011 \text{ см.}$$

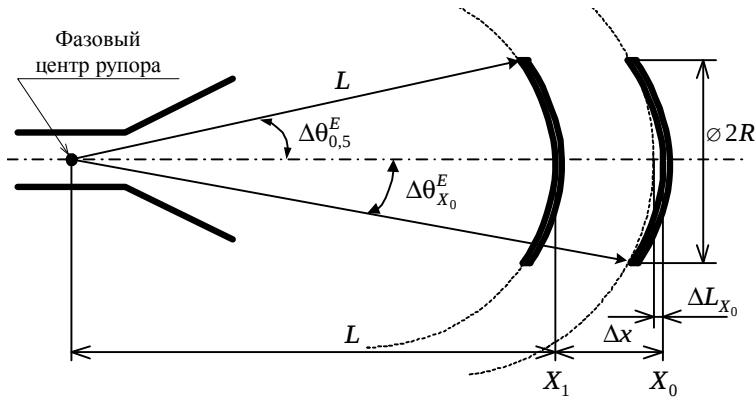


Рисунок 3 — Структура фронта волны рупорной антенны в случае сферического отражателя

При такой разности хода лучей фазовая ошибка поля в апертуре отражающей поверхности составит $\Delta\phi_{X_0} = 1,27^\circ$, что значительно меньше, чем в первом и втором случаях.

Несмотря на значительно меньшие фазовые искажения, недостатком такого метода являются жесткие требования к качеству и точности изготовления рупора и отражающей поверхности пластины.

Для уменьшения фазовых ошибок в апертуре отражающей пластины наиболее оптимальным вариантом является применение совместно с рупорной антенной выпуклой линзы, которая позволяет выровнять фазовый фронт волны. Величина фазовых ошибок в апертуре отражающей пластины в этом случае будет зависеть от точности изготовления линзы и точности её размещения относительно фазового центра рупора.

Поскольку точное нахождение фазового центра рупора и правильное размещение линзы является весьма сложной задачей, можно применить рупорно-линзовую антенну промышленного изготовления. Использование рупорно-линзовой антенны позволит увеличить расстояние от облучателя до пластины за счет более узкой диаграммы направленности и выровнять фазовый фронт волны, падающей на плоскую отражающую пластину. Это в свою очередь позволит свести фазовые искажения поля в апертуре пластины к минимуму.

При фиксированной частоте СВЧ сигнала направленность ответвителя может составлять 60...80 дБ, а погрешность измерения фазового сдвига цифровыми фазометрами — 0,1 градуса. Тогда, если пренебречь искажением фронтов волн, то, например, при $\lambda = 3$ см, $\gamma = 60$ дБ, $\Delta\phi = 0,1^\circ$, погрешность измерения перемещения не будет превышать $\Delta X = 10$ мкм.

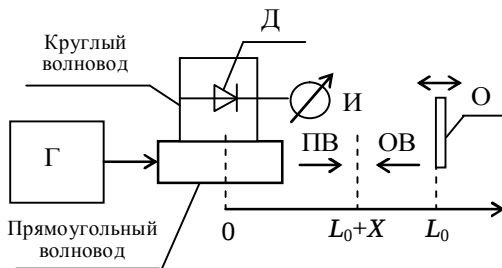


Рисунок 4 — Измеритель параметров движения с ответвителем круговой поляризации

Другой тип измерителя параметров движения может быть построен на базе ответвителя круговой поляризации (рисунок 4), в котором часть энергии смешанной волны, ответвляется из прямоугольного волновода в круглый волновод, возбуждает в нем электромагнитное поле с эллиптической поляризацией. Параметры эллипса поляризации зависят от амплитуд падающей и

отраженной волн, а его ориентация в пространстве — от фазового сдвига между падающей и отраженной волнами. Параметры эллипса поляризации определяют с помощью детекторной головки Д и индикатора И.

Напряжение на выходе детектора Д имеет вид

$$U_D = K_D E_n^2 \left[1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos \left(\phi + \frac{4\pi(L_0 + X)}{\lambda_B} \right) \right], \quad (3)$$

где K_D — коэффициент передачи детектора; E_n — амплитуда падающей волны; Γ — модуль коэффициента отражения от отражателя; ϕ — аргумент коэффициента отражения от отражателя; L_0 — наибольшее расстояние от детектора до отражателя; X — текущее перемещение отражателя; λ_B — длина волны в волноводе.

В идеальном случае, когда модуль коэффициента отражения от подвижной пластины равен единице $\Gamma = 1$, формула (3) принимает вид

$$U_D = 2K_D E_n^2 \left[1 - \cos \left(\phi + \frac{4\pi(L_0 + X)}{\lambda_B} \right) \right] = 4K_D E_n^2 \sin^2 \left(\frac{\phi}{2} + \frac{2\pi(L_0 + X)}{\lambda_B} \right). \quad (4)$$

Вводя в (4) обозначения $U_{D_{\max}} = 4K_D E_n^2$ и $\phi_0 = \frac{\phi}{2} + \frac{2\pi L_0}{\lambda_B}$, а также учитывая, что отражатель подвижен и его координата зависит от времени, получаем

$$U_D(t) = U_{D_{\max}} \sin^2 \left(\varphi_0 + \frac{2\pi X}{\lambda_B} \right).$$

Откуда можно найти выражение для перемещения и скорость движения отражающего объекта

$$X = \frac{\lambda_B}{2\pi} \left[\pi n - \varphi_0 \pm \arcsin \sqrt{\frac{U_D}{U_{D_{\max}}}} \right], \quad (5)$$

$$V = \frac{dX}{dt} \approx \pm \frac{\lambda_B}{4\pi \sqrt{U_D(U_{D_{\max}} - U_D)}} \cdot \frac{\Delta U_D}{\Delta t}, \quad (6)$$

где ΔU_D — разность значений напряжения на детекторе, измеренных с интервалом Δt между отсчетами.

Знак “+” или “-” в уравнении (6) выбирают в зависимости от направления движения отражающего объекта вдоль координатной оси. Дифференцируя уравнение (6) по времени, можно найти величину ускорения подвижного объекта.

Определим длины волн, при которых измерения методом ответвителя круговой поляризации будут наиболее точными. Регулировкой частоты СВЧ генератора и калибровкой ответвителя круговой поляризации можно получить в крайних положениях отражателя ($X = 0$ и $X = X_{\max}$) максимальное $U_{D_{\max}}$ и минимальное $U_D = 0$ значения напряжения на выходе детектора соответственно. Тогда указанным положениям отражателя в выражении (4) должны соответствовать следующие значения аргумента синусоидальной функции

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{2} + \pi n \text{ и } \varphi_0 + \frac{2\pi X_{\max}}{\lambda_B} = \pi n, \quad (7)$$

где n — любое целое число.

С учётом (7) определим величину $X_{\max}$

$$X_{\max} = \frac{\lambda_B}{4}. \quad (8)$$

Из (8) следует, что для калибровки ответвителя круговой поляризации вышеописанным способом необходимо чтобы длина волны в волноводе составляла $\lambda_B = 4X_{\max}$. Например, при $X_{\max} = 8$ мм длина волны в волноводе согласно (8) должна быть $\lambda_B = 3,2$ см, что соответствует частоте СВЧ сигнала $f = 9,375$ ГГц. На данной частоте можно применить ответвитель круговой поляризации выполненный либо на прямоугольном металлическом волноводе, либо выполненный на основе полоскового металлодиэлектрического волновода.

Погрешность измерения перемещения измерителем (рисунок 4) определяется выражением $\Delta X = \Delta \varphi_{\text{ОКП}} \lambda / 360$, где $\Delta \varphi_{\text{ОКП}}$ — фазовая погрешность ответвителя круговой поляризации, которая составляет $1...2^\circ$. Поскольку зависимости (5) и (6) являются нелинейными, то для более точного определения параметров движения необходимо использовать функциональные преобразователи, микропроцессоры и т.п., что усложняет схемотехническую реализацию измерителя.

Предложенные интерферометрические измерители параметров движения отличаются высокими точностью и быстродействием и могут найти применение в системах контроля и измерения параметров движения узлов и деталей различных быстродействующих механических и электромеханических устройств (коммутационной аппаратуры, вибрационных и ударных механизмов, обрабатывающих станков и т.п.).

Перспективным направлением дальнейшего исследования является анализ и разработка интерферометрических измерителей миллиметрового диапазона волн, позволяющих измерять с высокой точностью параметры движения малогабаритных деталей.

Библиографический список

1. Спектор С.А. Электрические измерения физических величин: Методы измерений / С.А. Спектор — Л.: Энергоатомиздат 1987. — 320 с.
2. Триангуляционные лазерные датчики. РИФТЭК Серия РФ600. — <http://www.riftek.com> — Page 1/11, Rev. В, 04.08.2003.
3. Зиборов С. Р. Бесконтактный измеритель перемещений подвижной детали / С.Р. Зиборов, И.Б. Широков // Вестн. СевГТУ. Сер. Автоматизация процессов и управление: Сб. науч. тр. — Севастополь, 2004. — Вып. 58. — С. 73 – 81.

Поступила в редакцию 09.12.2004 г.