

ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
И МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

УДК 621.3.014.14:621.3.088

DOI 10.21685/2307-5538-2017-3-12

*С. В. Абрамов*ПРИМЕНЕНИЕ ДВУХЧАСТОТНОГО МЕТОДА
ВЫДЕЛЕНИЯ ИНФОРМАТИВНОГО СИГНАЛА
ПРИ ПОСТРОЕНИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ
ПЕРВИЧНЫХ ВИХРЕТОКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ*S. V. Abramov*THE USE OF DUAL-FREQUENCY ALLOCATION METHOD
IN THE CONSTRUCTION OF INFORMATIVE SIGNAL MEASURING
CIRCUITS OF THE PRIMARY EDDY CURRENT PROBES

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. При измерении перемещений, биений валов актуальной проблемой является раздельное измерение информативных и неинформативных параметров первичных вихретоковых преобразователей (ПВП) и в дальнейшем компенсация различными схемотехническими способами неинформативных. Целью работы является сравнительная оценка двухчастотного метода с одинаковыми и различными начальными фазами, рассмотрение влияния некомпенсации на приведенную погрешность. **Материалы и методы.** Для решения поставленной задачи рассматривались функциональные зависимости ПВП на основной и вспомогательной частоте. **Результаты.** С учетом условий полной компенсации неинформативного параметра рассмотрено влияние некомпенсации по амплитуде и фазе на выходной сигнал ПВП. Выявлены преимущества и недостатки двухчастотного метода с одинаковыми и разными начальными фазами. **Выводы.** Двухчастотный метод может быть использован при решении вопроса подавления неинформативных параметров ПВП.

A b s t r a c t. Background. When measuring displacement, the beating shaft pressing problem is the separate measurement of informative and uninformative parameters of the primary probes (PVP) and further compensation circuit various ways uninformative. The aim of this work is to consider a dual-frequency method for the same and different initial phases, getting a full refund uninformative parameter, considering the impact of decompensaciei the following error. **Materials and methods.** To solve this task we considered the functional dependence of the VFR on the main and auxiliary frequency. **Results.** The condition of full payment uninformative parameter, the influence of decompensaciei amplitude and phase on the output of PVP. Advantages and disadvantages of dual-frequency method with same and different initial phases. **Conclusions.** Dual-frequency method can be used when addressing the issue of suppressing uninformative parameters of the UIP.

К л ю ч е в ы е с л о в а: схема замещения, двухчастотный метод, начальная фаза, ток некомпенсации, первичный вихретоковый преобразователь, информативный сигнал, приведенная погрешность.

К e y w o r d s: Equivalent circuit, dual-frequency method, the initial phase, the current non-compensation, the primary eddy current transducer, data signal, reduced error.

Важной проблемой при измерении перемещений, биений валов является разделение информации о воздействующих параметрах [1–8]. В этом плане преимуществами обладают методы, в которых из выходного сигнала первичного вихретокового преобразователя (ПВП) можно так сформировать информационный сигнал, чтобы из всей совокупности воздействующих факторов сохранилось влияние лишь одного параметра, подлежащего контролю, а воздействие остальных, рассматриваемых как мешающие, сводится к минимуму. Для решения этой проблемы, помимо амплитудно-фазового, можно применить двухчастотный метод.

Целью работы является сравнительная оценка двухчастотного метода с одинаковыми и различными начальными фазами с учетом условий полного подавления неинформативной составляющей выходного сигнала оценка влияния неполной компенсации на приведенную погрешность.

В работе [9] приводится эквивалентная схема замещения ПВП, которая содержит элементы, параметры которых не зависят от входной измеряемой величины и при преобразовании вторичным электронным преобразователем должны быть скомпенсированы, и элементы, параметры которых зависят от перемещения и должны быть преобразованы в выходной ток.

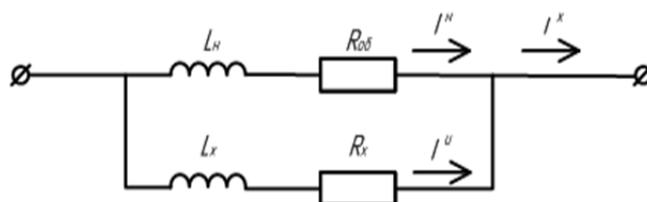


Рис. 1. Эквивалентная схема замещения ПВП

При протекании переменного электрического синусоидального тока I^x через измерительную катушку основной магнитный поток, создаваемый этим электрическим током, будет наводить во всех электропроводящих объектах вихревые токи. При протекании этих токов во всех электропроводящих объектах создается магнитный поток, встречный основному магнитному потоку и уменьшающий его. Так как электропроводность материала и ее зависимость от температуры объектов, которые пронизывают магнитный поток, различны, то для уменьшения температурной погрешности вихретоковых преобразователей необходимо устранить с пути протекания магнитного потока все электропроводящие объекты, кроме объекта контроля, перемещение которого измеряется, что обеспечивается соответствующим пространственным расположением. При перемещении электропроводящего объекта контроля относительно измерительной катушки в зависимости от расстояния между ними изменяется величина магнитного потока, пронизывающего электропроводящий объект контроля, и изменяется величина суммарных вихревых токов в объекте контроля.

При двухчастотном методе используется отклик объекта контроля не только на основной, но и на дополнительной частоте [10]. Сигнал на основной и вспомогательной частоте может иметь одинаковые или различные начальные фазы [11].

При одинаковых фазах сигнала на основной и вспомогательной частоте информативный сигнал I может быть записан в следующем виде:

$$\begin{aligned}
 I_{\Sigma}(t) &= I \exp[j(\omega_{\Pi}t + \varphi_1)] + I_2 \exp[j(\omega_{\Pi}t + \varphi_2)] = \\
 &= \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + 2I_1I_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1)} \exp \left[j \left(\omega_{\Pi}t + \arctg \frac{I_1 \sin \varphi_1 + I_2 \sin \varphi_2}{I \cos \varphi_1 + I_2 \cos \varphi_2} \right) \right], \quad (1)
 \end{aligned}$$

где I_1 и I_2 , φ_1 и φ_2 – амплитуды и фазы составляющих; ω_{Π} – промежуточная частота преобразования.

На комплексной плоскости (рис. 2) информационный сигнал (1) представлен вектором I_{Σ_0} как сумма векторов I_{10} и I_{20} , полученных после преобразования сигналов обеих частот. При изменении перемещения измеряются векторы ΔI_1 и ΔI_2 , а также информационный сигнал вектор ΔI_{Σ} . Поскольку $\Delta I_{\Sigma} = \Delta I_1 + \Delta I_2$, приращение информационного сигнала может быть выражено через векторы I_1, I_{10}, I_2, I_{20} следующим образом:

$$\begin{aligned} \Delta I_{\Sigma} &= (I_1 - I_{10}) + (I_2 - I_{20}) = [I_1 \exp[j(\omega_{\Pi}t + \varphi_{10} + \Delta\varphi_1)] - \\ &- I_{10} \times \exp[j(\omega_{\Pi}t + \varphi_{10})]] + [I_2 \exp[j(\omega_{\Pi}t + \varphi_{20} + \Delta\varphi_2)] - \\ &- I_{20} \exp[j(\omega_{\Pi}t + \varphi_{20})]] = I_1 \exp[j(\omega_{\Pi}t + \varphi_{10})] + I_1 \exp[j(\Delta\varphi_1)] - \\ &- I_{10} \exp[j(\omega_{\Pi}t + \varphi_{10})] + I_2 \exp[j(\omega_{\Pi}t + \varphi_{20})] + I_2 \exp[j(\Delta\varphi_2)] - \\ &- I_{20} \exp[j(\omega_{\Pi}t + \varphi_{20})] = ((q_1 \exp(j(\Delta\varphi_1)) - \exp(j\Delta\varphi_{10})) - \\ &- \exp(j\Delta\varphi_{10})) - (q_2 \exp(j(\Delta\varphi_2)) - \exp(j\Delta\varphi_{20})) \cdot m \exp(j(\varphi_{20} - \varphi_{10})); \\ \Delta I_{\Sigma_0} &= I_{10} + I_{20} = I_{10} \exp(j(\omega_{\Pi}t + \varphi_{10})) + I_{20} \exp(j(\omega_{\Pi}t + \varphi_{20})), \end{aligned}$$

где $q_1 = \frac{I_1}{I_{10}}$; $q_2 = \frac{I_2}{I_{20}}$; $m = \frac{I_{20}}{I_{10}}$.

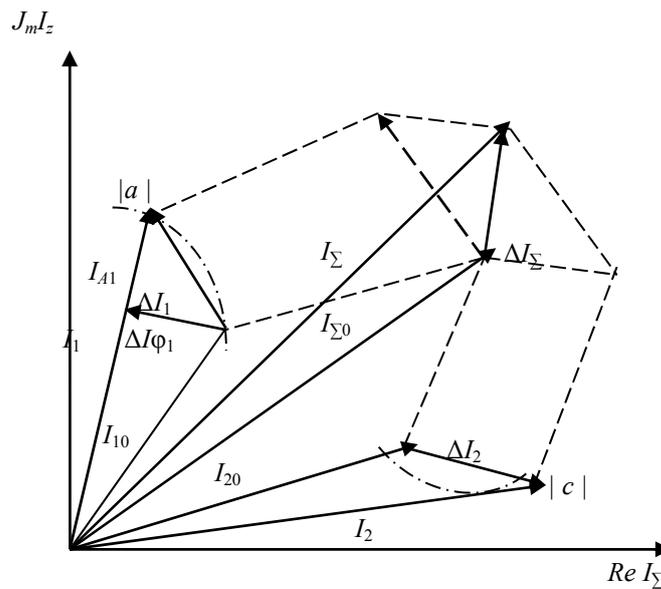


Рис. 2. Графическое представление двухчастотного метода выделения полезного сигнала на одной частоте на разных начальных фазах

Приведенная погрешность для данного случая примет вид

$$\gamma = \frac{\Delta I_{\Sigma}}{\Delta I_{\Sigma} + I_{\Sigma_0}},$$

то есть

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{(q_1 \exp(j(\Delta\varphi_1)) - \exp(j\Delta\varphi_{10})) - (q_2 \exp(j(\Delta\varphi_2)) - \exp(j\Delta\varphi_{20}))}{((q_1 \exp(j(\Delta\varphi_1)) - \exp(j\Delta\varphi_{10})) - (q_2 \exp(j(\Delta\varphi_2)) - \exp(j\Delta\varphi_{20})))} \times \\ &\times \frac{m \exp(j(\varphi_{20} - \varphi_{10}))}{m \exp(j(\varphi_{20} - \varphi_{10})) + (1 + m \exp[j(\varphi_{20} - \varphi_{10})])} = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1 + m \frac{q_2 \exp(j\Delta\varphi_2) - 1}{q_1 \exp(j\Delta\varphi_1) - 1} (j(\varphi_{20} - \varphi_{10})(q_1 \exp(j\Delta\varphi_1) - 1))}{1 + m \frac{q_2 \exp(j\Delta\varphi_2) - 1}{q_1 \exp(j\Delta\varphi_1) - 1} (j(\varphi_{20} - \varphi_{10})((q_1 \exp(j\Delta\varphi_1) - 1) + (1 + m \exp[j(\varphi_{20} - \varphi_{10})]))} \\
&= 1 + \frac{1 + m \frac{q_2 \exp(j\Delta\varphi_2) - 1}{q_1 \exp(j\Delta\varphi_1) - 1} j(\varphi_{20} - \varphi_{10})(q_1 \exp(j\Delta\varphi_1) - 1)}{(1 + m \exp[j(\varphi_{20} - \varphi_{10})])} = 1 + m \frac{\sqrt{q_2^2 - 2q_2 \cos \Delta\varphi_2 + 1}}{\sqrt{q_1^2 - 2q_1 \cos \Delta\varphi_1 + 1}} \times \\
&\quad \times \frac{\exp\left(\varphi_{20} - \varphi_{10} + \operatorname{arctg} \frac{q_2 \sin \Delta\varphi_2}{q_2 \sin \Delta\varphi_2 - 1} - \operatorname{arctg} \frac{q_1 \sin \Delta\varphi_2}{q_1 \sin \Delta\varphi_2 - 1}\right)}{\sqrt{1 + m^2 + 2m \cos(\varphi_{20} - \varphi_{10})} \exp\left(j \operatorname{arctg} \frac{m \sin(\varphi_{20} - \varphi_{10})}{1 + m \cos(\varphi_{20} - \varphi_{10})}\right)}. \quad (2)
\end{aligned}$$

Из (2) следует, что полное подавление начального неинформативного параметра будет выполняться при

$$m \frac{\sqrt{q_2^2 - 2q_2 \cos \Delta\varphi_2 + 1}}{\sqrt{q_1^2 - 2q_1 \cos \Delta\varphi_1 + 1}} \exp\left(\varphi_{20} - \varphi_{10} + \operatorname{arctg} \frac{q_2 \sin \Delta\varphi_2}{q_2 \sin \Delta\varphi_2 - 1} - \operatorname{arctg} \frac{q_1 \sin \Delta\varphi_2}{q_1 \sin \Delta\varphi_2 - 1}\right) = 0. \quad (3)$$

Выражение (3) показывает, что полное подавление неинформативного параметра возможно в том случае, когда величины $I_{10} \sqrt{q_2^2 - 2q_2 \cos \Delta\varphi_2 + 1}$, $I_{20} \sqrt{q_1^2 - 2q_1 \cos \Delta\varphi_1 + 1}$ равны по модулю, но противоположны по знаку.

Проведем оценку влияния некомпенсации по фазе и амплитуде для выражения (2).

Примем следующие значения: $I_{10} = k_1 I_{20}$, $\Delta\varphi_2 = k_2 \Delta\varphi_1$, $\Delta\varphi_2 = 50^\circ$, $\Delta\varphi_1 = 50^\circ$, а коэффициентам, исходя из полученных соотношений в ходе эксперимента, присвоим значения $q_1 = 1,5$, $q_2 = 1,5$.

Коэффициенты k_1 и k_2 принимают значения от 1,02 до 1,20 с шагом 0,02 (табл. 1), что наглядно представлено на рис. 3.

Таблица 1

Результаты изменения приведенной погрешности в зависимости от некомпенсации по амплитуде (k_1) и по фазе (k_2) для двухчастотного метода на различных начальных фазах

$\gamma, \%$	k_1										
	1,0	1,02	1,04	1,06	1,08	1,1	1,12	1,14	1,16	1,18	1,2
k_2	1,02	7,04	8,16	9,27	10,36	11,44	12,50	13,55	14,59	15,61	16,62
	1,04	11,06	12,21	13,35	14,47	15,58	16,67	17,75	18,82	19,87	20,90
	1,06	15,14	16,32	17,49	18,65	19,79	20,91	22,02	23,11	24,19	25,25
	1,08	19,19	20,51	21,71	22,90	24,07	25,22	26,36	27,48	28,58	29,67
	1,1	23,50	24,76	25,99	27,21	28,41	29,59	30,76	31,91	33,04	34,16
	1,12	27,79	29,07	30,34	31,59	32,89	34,04	35,23	36,41	37,57	38,71
	1,14	32,14	33,46	34,76	36,04	37,30	38,35	39,77	40,98	42,16	43,32
	1,16	36,56	37,91	39,24	40,55	41,85	43,12	44,37	45,61	46,82	48,02
	1,18	41,04	42,43	43,79	45,13	46,46	47,76	49,04	50,31	51,55	52,77
	1,20	45,59	47,01	48,40	49,78	51,13	52,46	53,78	55,07	56,35	57,67

По материалам табл. 1 можно сделать вывод, что при некомпенсации по амплитуде на 20 % приведенная погрешность будет составлять 45,59 %, при некомпенсации по фазе на 20 % приведенная погрешность будет составлять 16,62 %, при совместной некомпенсации по фазе и амплитуде приведенная погрешность будет составлять 57,67 %.

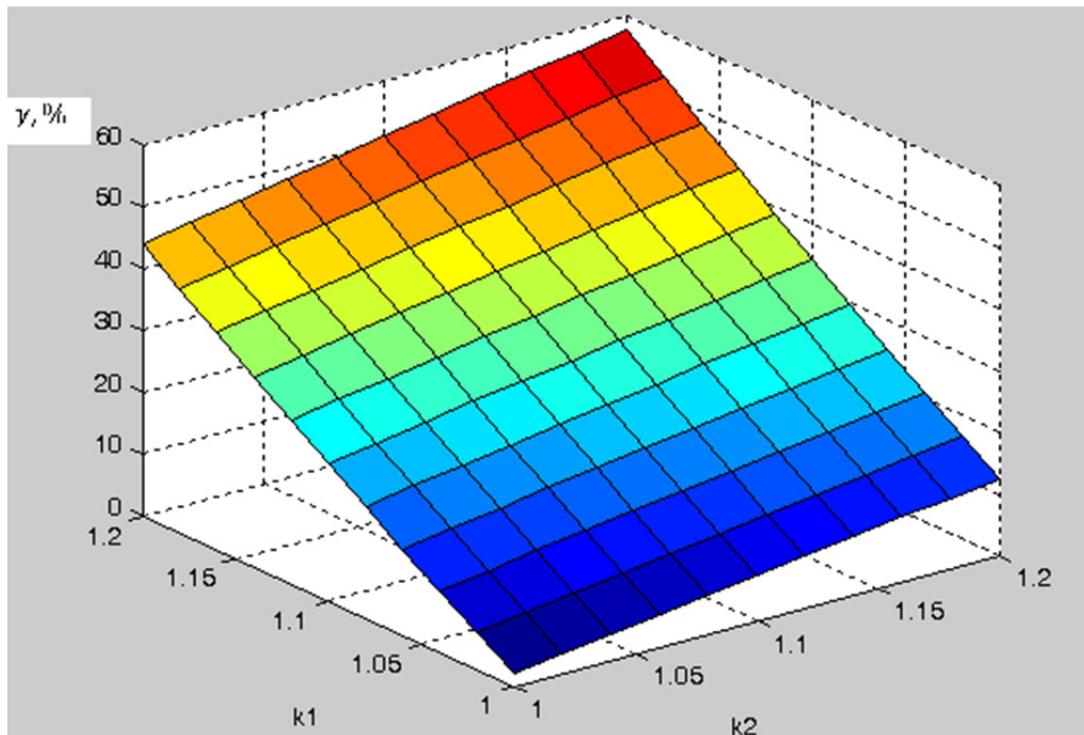


Рис. 3. График изменения приведенной погрешности в зависимости от некомпенсации по амплитуде (k_1) и по фазе (k_2) для двухчастотного метода на разных начальных фазах

Во втором случае фазы сигналов на основной и вспомогательной частоте одинаковы. Выходной сигнал для данного способа имеет вид

$$I_{\Sigma, \varphi}(t) = I_1 \exp[j(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi})] + I_2 \exp[j(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi})] = (I_1 + I_2) \exp[j(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi})], \quad (4)$$

где ω_{Π} , φ_{Π} – соответственно частота и фаза преобразования.

На комплексной плоскости (рис. 4) этот сигнал представлен вектором I_{Σ, φ_0} как сумма векторов I_{10} и I_{20} ; $I_{\Sigma, \varphi}$ – как сумма векторов I_1 и I_2 .

Сигнал (4), в отличие от (1), обладает зависимостью амплитуды и фазы от соответствующих информативных параметров исходных напряжений. Важно отметить, что в (4) отсутствует зависимость амплитуды информационного сигнала от фаз суммируемых напряжений, а фаза в (4) не зависит от амплитуд напряжений I_1 и I_2 . В результате возникает возможность раздельной оценки функций влияния неинформативного параметра информационного сигнала. Изменение последнего запишем как разность конечного $I_{\Sigma, \varphi}$ и начального I_{Σ, φ_0} векторов:

$$\begin{aligned} \Delta I_{\Sigma, \varphi} &= (I_1 + I_2) \exp[j(\varphi_{10} + \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)] - (I_{10} + I_{20}) \exp[j(\varphi_{10})] = \\ &= \left[\frac{I_1 + I_2}{I_{10} + I_{20}} \exp[j(\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)] - 1 \right] \times (I_{10} + I_{20}) \exp[j(\varphi_{10})] = \\ &= \left[\frac{q_1 + mq_2}{1+m} \exp[j(\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)] - 1 \right] \times (1+m) U_{10} \exp[j(\varphi_{10})], \end{aligned} \quad (5)$$

где I_{10} , I_{20} , φ_{10} – начальные значения информативных параметров (рис. 3); I_1 , I_2 , $\Delta\varphi_1$, $\Delta\varphi_2$ – амплитуды и приращения фаз;

$$\Delta I_{\Sigma, \varphi_0} = (1+m) I_{10} \exp[j(\varphi_{10})].$$

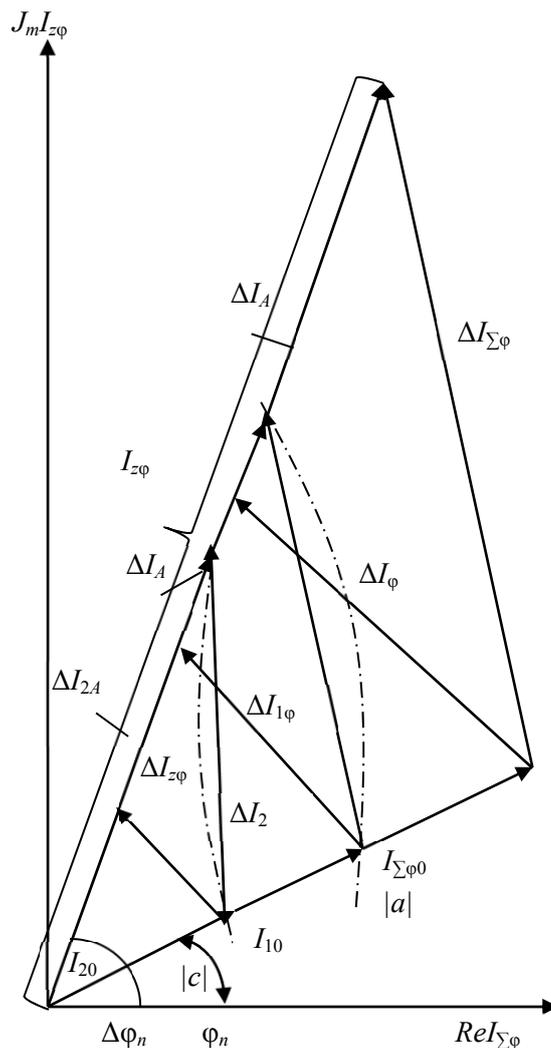


Рис. 4. Графическое представление двухчастотного метода выделения полезного сигнала на одной частоте на одинаковых начальных фазах

Приведенная погрешность для этого случая принимает вид

$$\gamma = \frac{\Delta I_{\Sigma}}{\Delta I_{\Sigma} + I_{\Sigma_0}}$$

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{\left[\frac{q_1 + mq_2}{1+m} \exp[j(\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)] - 1 \right] \times (1+m) I_{10} \exp[j(\varphi_{10})]}{\left[\frac{q_1 + mq_2}{1+m} \exp[j(\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)] - 1 \right] \times (1+m) I_{10} \exp[j(\varphi_{10})] + (1+m) I_{10} \exp[j(\varphi_{10})]} = \\ &= \frac{q_1 + mq_2}{1+m} \exp[j(\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)] - 1 = \frac{q_1 + mq_2}{1+m} (\cos(\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2) + i \sin(\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)) - 1. \end{aligned} \quad (6)$$

Из представленного выражения следует, что полное подавление неинформативного параметра возможно при выполнении следующих условий:

$$\frac{q_1 + mq_2}{1+m} = 1; \quad (7)$$

$$\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 = 1; \quad \Delta\varphi_1 = -\Delta\varphi_2.$$

Условие (7) можно записать как $q_1 - 1 = -m(q_2 - 1)$, что с учетом q_1 и q_2 дает следующие выражения: $\Delta I_1 = -\Delta I_2$.

Полученные условия показывают, что в данном случае для полного подавления неинформативного параметра ток ΔI_1 должен компенсироваться соответствующим значением ΔI_2 .

Аналогично проведем оценку влияния некомпенсации по фазе и амплитуде для выражения (6).

Для сравнения с первым случаем примем аналогичные значения: $I_{10} = k_1 I_{20}$, $\Delta \varphi_2 = k_2 \Delta \varphi_1$, $\Delta \varphi_2 = 50^\circ$, $\Delta \varphi_1 = 50^\circ$, а коэффициентам, исходя из полученных соотношений в ходе эксперимента, присвоим $q_1 = 1,5$, $q_2 = 1,5$.

Результаты приведены в табл. 2, их графическое представление показано на рис. 5.

Таблица 2

Результаты изменения приведенной погрешности в зависимости от некомпенсации по амплитуде (k_1) и по фазе (k_2) для двухчастотного метода на одинаковых начальных фазах

$\gamma, \%$	k_1										
	1,0	1,02	1,04	1,06	1,08	1,1	1,12	1,14	1,16	1,18	1,2
k_2	1,02	4,06	4,06	4,07	4,08	4,09	4,10	4,12	4,14	4,16	4,18
	1,04	8,24	8,25	8,26	8,28	8,30	8,33	8,36	8,40	8,44	8,49
	1,06	12,54	12,56	12,57	12,60	12,64	12,68	12,73	12,78	12,85	12,92
	1,08	16,97	16,98	17,01	17,04	17,09	17,14	17,21	17,29	17,37	17,47
	1,1	21,51	21,53	21,56	21,60	21,66	21,73	21,82	21,92	22,02	22,14
	1,12	26,17	26,19	26,23	26,29	26,36	26,45	26,55	26,66	26,80	26,94
	1,14	30,95	30,98	31,02	31,09	31,17	31,28	31,40	31,54	31,69	31,87
	1,16	35,85	35,88	35,91	36,01	36,11	36,23	36,37	36,53	36,71	36,91
	1,18	40,87	40,91	40,96	41,06	41,17	41,31	41,47	41,65	41,86	42,09
	1,20	46,01	46,06	46,13	46,22	46,35	46,50	46,68	46,89	47,12	47,90

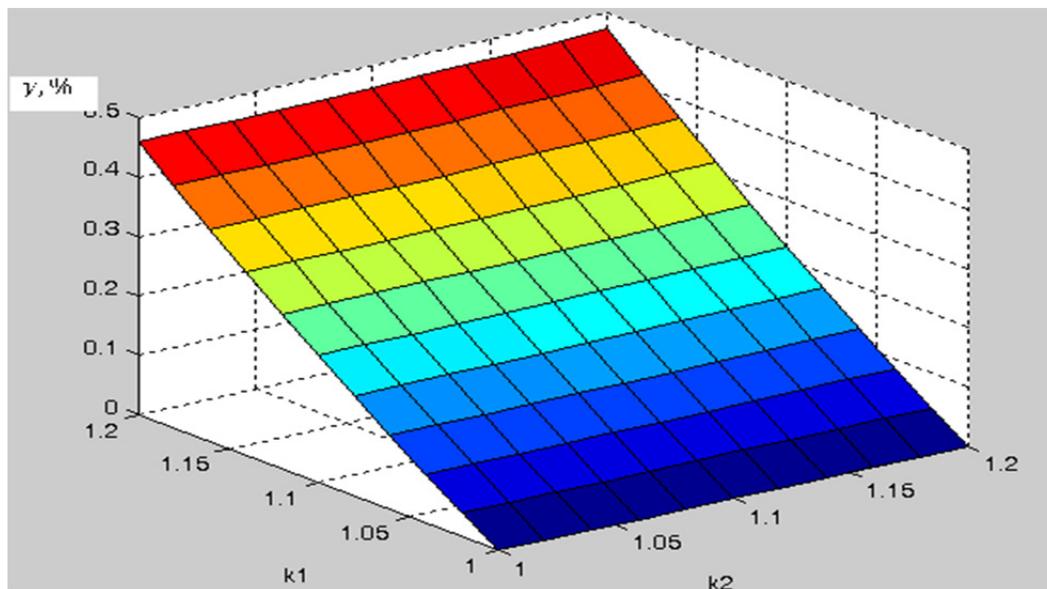


Рис. 5. График изменения приведенной погрешности в зависимости от некомпенсации по амплитуде (k_1) и по фазе (k_2) для двухчастотного метода на одинаковых начальных фазах

Судя по графику (рис. 5), наибольший вклад в изменение приведенной погрешности вносит некомпенсация по амплитуде. Таблица 2 позволяет сделать вывод, что при некомпенсации по амплитуде на 20 % приведенная погрешность будет составлять 46,01 %, при некомпенсации по фазе на 20 % приведенная погрешность будет равна 4,18 %, при совместной некомпенсации по фазе и амплитуде приведенная погрешность будет составлять 47,90 %.

Преимущество выражения (7) в том, что можно отдельно оценить влияние некомпенсации по фазе и по амплитуде на приведенную погрешность.

Таким образом, для решения задачи подавления неинформативной составляющей сигнала может быть применен двухчастотный метод с разными и одинаковыми начальными фазами. Исходя из определения приведенной погрешности наиболее точен при одних и тех же исходных данных двухчастотный метод с одинаковыми начальными фазами. Получены выражения для определения приведенной погрешности для каждого случая, проведен их сравнительный анализ. Рассмотрены возможные варианты некомпенсации неинформативного параметра по амплитуде и фазе. Используя выражения (2) и (6), можно определить диапазон изменения амплитуд и фаз, при которых значение приведенной погрешности не превысит предельно допустимое, заданное в техническом задании.

Библиографический список

1. Зыбов, В. Н. Оптимизация выбора параметров напряжения вспомогательной частоты при двухчастотном методе контроля / В. Н. Зыбов // Отбор и передача информации. – 1987. – Вып. 74. – С. 63–67.
2. Чураков, П. П. Измерители параметров катушек индуктивности : монография / П. П. Чураков, Б. Л. Свистунов. – Пенза : Из-во ПГУ, 1998. – 180 с.
3. Туз, Ю. М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств / Ю. М. Туз. – Киев : Высш. шк., 1976. – 430 с.
4. Дорофеев, А. Л. Вихревые токи / А. Л. Дорофеев. – М. : Энергия, 1977. – 72 с.
5. Русин, Ю. С. Электромагнитные элементы радиоэлектронной аппаратуры : справочник / Ю. С. Русин, И. Я. Гликман, А. Н. Горский. – М. : Радио и связь, 1991. – 224 с.
6. Соболев, В. С. Накладные и экранные датчики / В. С. Соболев, Ю. М. Шкарлетт. – Новосибирск : Наука, Сиб. отд., 1967. – 144 с.
7. Абрамов, С. В. Применение математического и физического моделирования при построении измерительных цепей вихретоковых датчиков для бесконтактного измерения перемещения / С. В. Абрамов, В. П. Маланин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 1. – С. 40–45.
8. Абрамов, С. В. Повышение информативной способности вихретоковых датчиков / С. В. Абрамов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4. – С. 76–81.
9. Пат. № 2487314 Российская Федерация, МПК G 01 B 7/00, G 01 N 27/90. Вихретоковый преобразователь перемещений / Маланин В. П., Колганов В. Н., Пресняков М. Д., Абрамов С. В. ; заявитель и патентообладатель ОАО «НИИФИ». – № 2487314 ; заявл. 18.12.2000 ; опубл. 10.07.2013, Бюл. № 19. – 11 с.
10. Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий. Справочник : в 2 кн. / под общ. ред. В. В. Клюева. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Машиностроение, 1986. – Кн. 2. – 352 с.
11. Зыбов, В. Н. Определение возможностей подавления мешающего параметра при много- и одночастотном амплитудно-фазовом методах / В. Н. Зыбов, Л. Я. Мизюк // Отбор и обработка информации. – 1989. – Вып. 80. – С. 48–61.

Абрамов Сергей Владимирович

ведущий инженер,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
(Россия, г. Пенза, ул. Володарского, 8/10)
E-mail: abramov2011s@mail.ru

Abramov Sergey Vladimirovich

leading engineer,
Scientific-research Institute
of physical measurements
(8/10 Volodarskogo street, Penza, Russia)

УДК 621.3.014.14:621.3.088

Абрамов, С. В.

Применение двухчастотного метода выделения информативного сигнала при построении измерительных цепей первичных вихретоковых преобразователей / С. В. Абрамов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 3 (21). – С. 82–89. DOI 10.21685/2307-5538-2017-3-12.