

7. Павлов В. П. Термоэлектрическая неоднородность электродов термопар. М.: Изд-во стандартов, 1979.
8. Sloneker K. C. Thermocouple inhomogeneity // Ceramic industry. 2009. V. 159. N. 4. P. 13—18.
9. Бейлин В. М. Влияние термоэлектрической неоднородности на градуировочную характеристику термопар // Исследование сплавов для термопар: Труды ин-та «Гипроцвет-метобработка», XXX. М.: Металлургия, 1976. С. 87—95.
10. Kortvelyessy L. Thermoelement Praxis. Essen: Vulkan-Verlag, 1981.
11. Каржавин В. А. Влияние термоэлектрической неоднородности на точность измерения температуры термопарами: Автореф. дис. на соиск. учен. степ. канд. техн. наук. Обнинск, 2010.
12. Pat. 3.499.340 USA. Self calibrating temperature sensing proube and proube — indicator combination / A. Hundves, H. G. Buschfort.
13. Саченко А. А., Мильченко В. Ю., Кочан В. В. Измерение температуры датчиками со встроенными калибраторами. М.: Энергоатомиздат, 1986.
14. Пат. 50830 Украины. Способ формирования учебной выборки прогнозирующего дрейфа устройства сбора данных нейронной сети / А. Саченко и др. // Бюл. 2002. № 11.

15. Мильченко В. Ю. Исследование методов и разработка средств поверки термоэлектрических преобразователей из неблагородных металлов: Автореф. дис. на соиск. учен. степ. канд. техн. наук. М., 1984.
16. Чырка М. И. Повышение точности измерения температуры термоэлектрическими преобразователями в неравномерных тепловых полях: Автореф. дис. на соиск. учен. степ. канд. техн. наук. Львов, 1997.
17. Чырка М. И., Василькив Н. М., Кочан Р. В. Метод повышения точности прогнозирования нестабильности характеристик преобразования термоэлектрических преобразователей // Вестник ТАНГ. Экономико-математическое моделирование. (Тернополь). 1999. № 6. С. 37—42.
18. Пат. 92192 Украины. Способ коррекции погрешности неоднородности термопар / Н. М. Василькив, О. В. Кочан, В. В. Кочан // Бюл. 2009. № 21.
19. Василькив Н. М. Повышение точности измерения температуры термопарами в процессе эксплуатации: Автореф. дис. на соиск. учен. степ. канд. техн. наук. Львов, 2010.
20. Пат. 97464 Украины. Термоэлектрический преобразователь / О. В. Кочан, Р. В. Кочан // Бюл. 2012. № 4.
21. Кочан О. В. Термоэлектрический преобразователь с регулируемым профилем температурного поля: Автореф. дис. на соиск. учен. степ. канд. техн. наук. Львов, 2010.

Дата принятия 07.03.2014 г.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

621.391.26:629.7.05

Нелинейный компенсатор магнитных помех авиационной магнитометрической системы. Алгоритм АНН-2

И. Г. АНЦЕВ, В. В. АВЕРКИЕВ, Ю. М. ПЕТУХОВ

ОАО «НПП «Радар ммс», С.-Петербург, Россия, e-mail: averkiev_vv@radar-mms.com

Исследован упрощенный алгоритм нелинейной настройки компенсатора магнитных помех, создаваемых скалярному магнитометру авиационным носителем. Показано, что нелинейную задачу можно свести к линейной при учете и прямой компенсации нелинейной составляющей.

Ключевые слова: скалярный магнитометр, магнитные помехи носителя, нелинейный компенсатор магнитных помех.

A simplified algorithm of nonlinear funning of compensator of magnetic noise created by aircraft carrier and influencing the scalar magnetometer has been studied. It is shown that the solution for this nonlinear problem can be reduced to a linear at taking into account and direct compensation of nonlinear component in the compensator equation.

Key words: scalar magnetometer, carrier magnetic noise, nonlinear magnetic noise compensator.

В [1] исследован алгоритм нелинейной настройки АНН-1 компенсатора магнитных помех (КМП), который базируется на решении нелинейного уравнения

$$U_{\text{CM}} = |\mathbf{B}_{\Sigma}|_{\text{л}} + O(\eta^2), \quad (1)$$

где U_{CM} — показания скалярного магнитометра (СМ), $|\mathbf{B}_{\Sigma}|_{\text{л}}$ — линеаризованная составляющая модели его показаний; $O(\eta^2)$ — малая квадратичная поправка, пропорциональная η^2 ; $\eta = |\mathbf{B}_{\text{с}}|/|\mathbf{B}|$; $\mathbf{B}_{\text{с}}$, $\mathbf{B}$ — векторы индукции магнитного поля носителя и Земли, соответственно. Явные выражения для

составляющих $|\mathbf{B}_\Sigma|_n$ и $O(\eta^2)$ даны в [1]. Одним из специфических свойств алгоритма АНН-1 является достаточно продолжительное время решения уравнения КМП, что прямо связано с нелинейным характером решаемой задачи.

Ниже исследован упрощенный алгоритм нелинейной настройки КМП (АНН-2), в котором нелинейная задача сведена к линейной при учете и прямой компенсации составляющей $O(\eta^2)$. Физическая подоплека данной процедуры выявлена в [1], где показано, что в случае компенсации (т. е. сведения к нулю) $O(\eta^2)$ получаем линейное уравнение КМП, погрешность решения которого зависит только от шумов измерителей. Прямое следствие перехода к линейной задаче — сокращение времени оценивания компенсационных коэффициентов.

Алгоритм АНН-2. Общая идея алгоритма непосредственно вытекает из формы уравнения (1). Действительно, если каким-либо способом оценить нелинейную составляющую $O(\eta^2)$ и вычесть ее из обеих частей уравнения (1), то придем к соотношению

$$\hat{U}_{\text{СМ}} = |\mathbf{B}_\Sigma|_n + \Delta O, \quad (2)$$

где $\hat{U}_{\text{СМ}} = U_{\text{СМ}} - \hat{O}_2$ — скорректированные показания СМ; $\hat{O}_2$ — оценка $O(\eta^2)$, подстрочный индекс 2 означает порядок малости данного члена; $\Delta O = O(\eta^2) - \hat{O}_2$ — погрешность оценки нелинейной составляющей.

Очевидно, что погрешность оценки ΔO имеет более высокий порядок малости, чем исходный член $O(\eta^2)$, и поэтому в (2) разностью ΔO можно пренебречь. В результате приходим к уравнению

$$\hat{U}_{\text{СМ}} = |\mathbf{B}_\Sigma|_n,$$

которое с точностью до членов третьего порядка малости можно считать линейным.

С учетом изложенного представим основные операции алгоритма АНН-2 (обозначения соответствуют введенным в [1]):

1. Находим решение $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{\mathbf{P}}_{\text{эфф}}, \hat{\mathbf{I}}_{\text{эфф}}, \hat{\mathbf{F}}_{\text{эфф}}]$ переопределенной системы линейных уравнений

$$\hat{U}_{\text{СМ}} = |\mathbf{B}_\Sigma(\mathbf{x})|_n. \quad (3)$$

2. Оцениваем нелинейную составляющую $\hat{O}_2$, для чего подставляем найденное решение $\hat{\mathbf{x}}$ в аналитическое выражение для $O(\eta^2)$. В результате получаем $\hat{O}_2 = \hat{O}_2(\hat{\mathbf{x}})$.

3. Корректируем исходную систему нелинейных уравнений (1), для чего из результатов измерений $U_{\text{СМ}}$ вычитаем найденную оценку $\hat{O}_2(\hat{\mathbf{x}})$. В результате приходим к системе линейных уравнений относительно новой неизвестной $\mathbf{y} = [\mathbf{P}, \mathbf{I}, \mathbf{F}]$:

$$\hat{U}_{\text{СМ}}(\hat{\mathbf{x}}) = |\mathbf{B}_\Sigma(\mathbf{y})|_n, \quad (4)$$

где $\hat{U}_{\text{СМ}}(\hat{\mathbf{x}}) = U_{\text{СМ}} - \hat{O}_2(\hat{\mathbf{x}})$.

В системе уравнений (4) скорректированная левая часть согласована с линейной правой частью. Этим данная система отличается от системы (3), в которой согласно (1) левая часть согласована с нелинейной правой частью.

4. Находим решение $\hat{\mathbf{y}} = [\hat{\mathbf{P}}, \hat{\mathbf{I}}, \hat{\mathbf{F}}]$ переопределенной системы скорректированных линейных уравнений

$$\hat{U}_{\text{СМ}}(\hat{\mathbf{x}}) = |\mathbf{B}_\Sigma(\mathbf{y})|_n. \quad (5)$$

Таким образом, решение системы нелинейных уравнений (1) сведено к решению двух систем линейных уравнений (3) и (5), и поэтому на выходе АНН-2 получаем два набора коэффициентов $\hat{\mathbf{x}}$ и $\hat{\mathbf{y}}$, которые необходимы для формирования компенсационных сигналов $U_{\text{КМП}}$. Компенсационный сигнал должен иметь структуру нелинейного уравнения (1), вследствие чего его можно представить в виде суперпозиции доминирующей линейной составляющей и малой квадратичной поправки:

$$U_{\text{КМП}} = |\mathbf{B}_\Sigma(\hat{\mathbf{y}})|_n + \hat{O}_2(\hat{\mathbf{x}}). \quad (6)$$

Следует подчеркнуть, что поправка формируется на основе оценок вектора решения $\hat{\mathbf{x}}$, полученных на первом шаге АНН-2, тогда как доминирующая линейная составляющая — на основе оценок $\hat{\mathbf{y}}$, которые получаются на четвертом шаге. Очевидно, что все представленные соотношения являются функциями времени t_k и обусловлены известными [1] аналитическими зависимостями линейной и квадратичной составляющих от показаний векторного магнитометра (ВМ) $\mathbf{U}(t_k)$ и его орта $\mathbf{u}(t_k)$, которые измеряются на текущем курсе.

Исследование АНН-2 проводили посредством имитационного математического моделирования работы КМП. Условия, параметры и методика моделирования аналогичны использованным в [1]. Целесообразно напомнить характеристики магнитного поля (МП) носителя, которые оно имело в процессе настройки КМП: модуль вектора индукции МП носителя на траектории настройки (на «коробочке» [2]) изменялся в диапазоне 400—900 нТл, а помеховая составляющая показаний СМ — в диапазоне 20—200 нТл. Как показано в [1], на таком фоне процедуру настройки КМП, основанную на стандартной линейной модели помех носителя, невозможно выполнить качественно.

На рис. 1 представлены графики погрешностей настройки КМП $\Delta U = U_{\text{СМ}} - U_{\text{КМП}}$, в основу которой положены алгоритмы АНН-1, АНН-2 и для сопоставления использован стандартный алгоритм линейной настройки [2]. Графики наглядно демонстрируют практическую идентичность результатов настройки КМП с помощью АНН-1, АНН-2, а также их более высокую эффективность по сравнению со стандартным линейным алгоритмом. Отметим, что для приведенных выше параметров МП носителя средние квадратические отклонения (СКО) погрешностей настройки КМП составляют: $\sigma_{\text{нл1}} = 0,022$ нТл, $\sigma_{\text{нл2}} = 0,023$ нТл, $\sigma_n = 0,398$ нТл.

Компенсация МП носителя на произвольном курсе достигается в результате следующих операций:

1. В каждом такте измерений модуля и компонентов вектора магнитной индукции в КМП формируется компенса-

онный сигнал $U_{\text{КМП}}(t_k)$ на основе соотношения (6) при использовании текущих показаний ВМ $U(t_k)$, орта $u(t_k)$ и оценок компенсационных коэффициентов $\hat{x}, \hat{y}$, полученных на этапе настройки КМП.

2. Сформированный сигнал $U_{\text{КМП}}(t_k)$ вычитается из $U_{\text{СМ}}(t_k)$ и таким образом компенсируются магнитные помехи, создаваемые носителем скалярному магнитометру.

На рис. 2 приведены зависимости СКО погрешностей компенсации МП носителя от его магнитного курса w для трех случаев, когда в качестве компенсационных используются коэффициенты, найденные на этапе настройки КМП при помощи АНН-1, АНН-2 и стандартного линейного алгоритма. Из рис. 2 следует, что настройка КМП с помощью АНН-1 или АНН-2 обеспечивает, по существу, одинаковые погрешности компенсации МП носителя на любом курсе, которые существенно ниже погрешности стандартной линейной процедуры. Таким образом, алгоритм нелинейной настройки КМП, в котором нелинейная задача сведена к линейной, позволил снизить до приемлемых временные затраты на реализацию настройки без потери качества компенсации магнитных помех.

В заключение попытаемся ответить на вопрос: в чем причина устоявшейся точки зрения на то, что модель магнитных помех, создаваемых носителем скалярному магнитометру, представляется линейной формой вне зависимости от величины вектора индукции B_c МП носителя. Такая интерпретация впервые появилась в [3], где исследовались помехи, создаваемые авиационным носителем магнитному обнаружителю AN/ASQ-8. Датчиком обнаружителя служил ориентируемый феррозонд; при этом отмечалось, что его измерительная ось μ ориентирована вдоль орта b вектора индукции B МП Земли.

Феррозонд реагирует на проекцию суммарного МП $B_\Sigma = B + B_c$ на измерительную ось, поэтому его выходной сигнал $U = \mu^T B_\Sigma$. Поскольку в данной парадигме $\mu \equiv b$, то показания датчика представляются линейной моделью

$$U = b^T B_\Sigma = |B| + b^T B_c. \quad (7)$$

причем никакие ограничения на $|B_c|$ не накладываются. Линейная модель (7) положена в основу всех последующих публикаций по проблеме КМП, однако ни в одной из них не был поставлен вопрос о ее ограничениях.

В действительности измерительная ось μ феррозонда ориентируется вдоль орта b_Σ индукции суммарного МП, что следует из физики задачи. В этой парадигме $\mu \equiv b_\Sigma$, и проекция суммарного МП на измерительную ось датчика представляет модуль этого вектора:

$$U = b_\Sigma^T B_\Sigma = |B_\Sigma|. \quad (8)$$

Таким образом ориентируемый компонентный датчик обнаружителя AN/ASQ-8 служит для измерения модуля вектора индукции суммарного поля, который является *нелинейной функцией* относительно МП носителя. Как показано в [1], точное соотношение (8) можно приближенно представить моделью (1), которая включает доминирующую линейную и малую нелинейную составляющие. И если для слабомагнитных носителей можно ограничиться только линейной составляющей $|B_\Sigma|_l$, то на носителях с повышенным уровнем магнитных помех вблизи чувствительного элемента магнитометра необходимо тем или иным способом учитывать нелиней-

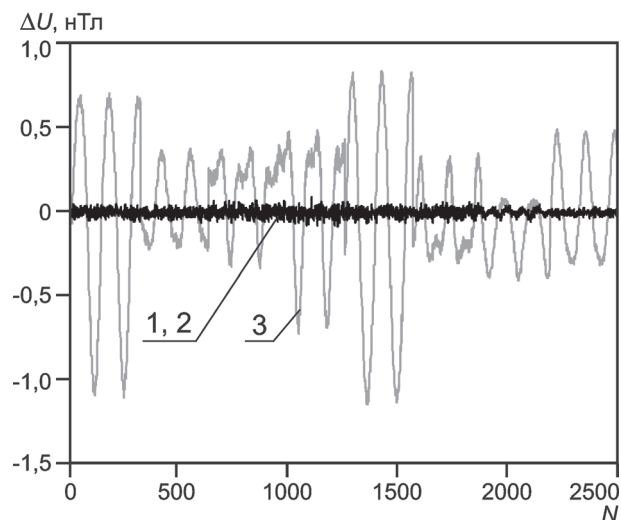


Рис. 1. Погрешности настройки КМП:
1 — $\Delta U_{\text{нл1}}$; 2 — $\Delta U_{\text{нл2}}$; 3 — U_l ; N — номер отсчета

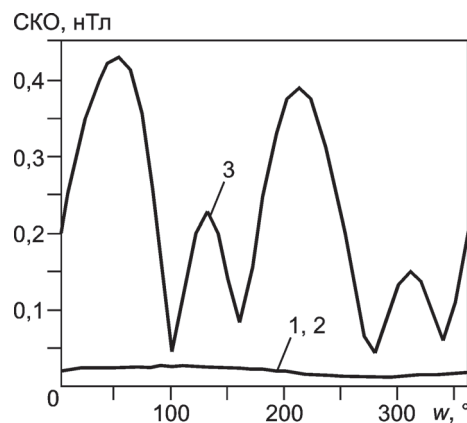


Рис. 2. Зависимости СКО погрешностей $\Delta U_{\text{нл1}}$, $\Delta U_{\text{нл2}}$, ΔU_l (соответственно кривые 1—3) компенсации магнитного поля носителя магнитометрической системы от его магнитного курса w

ную составляющую $O(\eta^2)$ для более эффективной компенсации магнитных помех.

Л и т е р а т у р а

1. Анцев И. Г., Аверкиев В. В., Петухов Ю. М. Нелинейный компенсатор магнитных помех авиационной магнитометрической системы // Измерительная техника. 2014. № 3. С. 62—64; Antsev I. G., Averkiev V. V., Petukhov Yu. M. A Nonlinear Compensator of the Magnetic Interference of an Aviation Magnetometer System // Measurement Techniques. 2014. V. 57. N. 3. P. 347—352.
2. Семевский Р. Б., Аверкиев В. В., Яроцкий В. А. Специальная магнитометрия. СПб.: Наука, 2002.
3. Leliak P. Identification and Evaluation of Magnetic-Field Sources of Magnetic Airborne Detector Equipped Aircraft // IRE Trans. Aerospace and Navigational Electronics. 1961. V. 8. N. 3. P. 95—105.

Дата принятия 09.10.2014 г.