



OPTIMIZATION OF THE ALGORITHMS FOR THE WORK OF EDDY CURRENT FLAW DETECTORS ON MICROCONTROLLERS

ОПТИМИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ РАБОТЫ ВИХРЕТОКОВЫХ ДЕФЕКТОСКОПОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ

Viktor G. Bazhenov, e-mail: vgbazhenov@gmail.com, Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Kyiv, Ukraine
 Kostyantyn A. Gloinik, e-mail: psnk@kpi.ua, Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Kyiv, Ukraine
 Iuliia Lysenko, e-mail: j.lysenko@kpi.ua, Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Kyiv, Ukraine

Abstract: In this paper, algorithms for the work of eddy current flaw detectors based on microcontrollers are considered that allow to increase the speed of their operation in tens, hundreds of times. The algorithms of the work of eddy current flaw detectors based on frequency synthesizers are considered. It makes it possible to significantly increase the speed of such flaw detectors without reducing the accuracy of determining the changes in phase shifts and amplitudes of information signals.

Keywords: algorithms, eddy current flaw detectors, microcontroller, s.

1. Введение

Использование микроконтроллеров совместно с синтезаторами частоты при проектировании вихретоковых дефектоскопов позволяет минимизировать энергопотребление существенно уменьшить габариты и стоимость, однако при реализации структурной схемы [1.12] многофункционального вихретокового дефектоскопа рис.1, работа которого основана на компенсации фазового сдвига сигнала, полученного при контроле исследуемого объекта путём последовательной пошаговой подстройки начальной фазы сигнала по программе микроконтроллера одного из синтезаторов. Учитывая то обстоятельство что, управление синтезатором осуществляется по последовательному интерфейсу время подстройки при контроле только одной точки исследуемого объекта может занимать десятки секунд, что совершенно не допустимо. Поэтому авторами доклада предлагаются методы оптимизации алгоритмов работы рассматриваемой структуры дефектоскопа.

2. Метод поразрядного уравнивания

Предлагается использовать метод поразрядного уравнивания фазового сдвига одного из сигналов по аналогии с известным методом поразрядного уравнивания амплитуды сигнала при построении измерительных приборов. Особенностью уравнивания фазы является то, что амплитуда сигнала на выходе синхронного амплитудного детектора (MX) в зависимости от фазового сдвига сигналов меняется по косинусоидальному закону, т.е. одному и тому же напряжению на выходе могут соответствовать разные фазовые сдвиги, кроме того напряжение на выходе при уравнивании (например при увеличении фазы) может меняться как в одну сторону так и в другую, поэтому для определения направления поразрядной компенсации фазы необходимо учитывать как знак напряжения на выходе MX, так и направление его изменения. Учитывая, что при поиске дефектов в подавляющем большинстве случаев фазовый сдвиг сигнала не превышает 180° , представляется целесообразным вес старшего разряда при поразрядном уравнивании принять равным 90° (следующий -45° ,

следующий -22.5° ... и так далее), тогда например за восемь шагов дискретность установки фазы составит около $180^{\circ}/256=07^{\circ}$.

Упрощённый вариант алгоритма представлен на рис.2. На практике такой дискретности компенсации (измерения) фазового сдвига для вихретоковых дефектоскопов вполне достаточно. Для рассмотренного примера скорость контроля рассматриваемого алгоритма в 32 раза будет выше чем при последовательной равно шаговой перестройке фазы

3. Одноканальный ортогональный вихретоковый дефектоскоп

Известно [4,5,14], что большинство микросхем DDS синтезаторов частоты (в частности AD9834) имеют отдельный вход («pselect»), подавая цифровой сигнал на который, можно реализовать фазовую 90° манипуляцию выходного сигнала, при этом не требуется каждый раз перед такой манипуляцией загружать в соответствующие регистры по последовательному интерфейсу 12-ти разрядные слова, достаточно это выполнить один раз с помощью программы микроконтроллера при включении прибора. Учитывая вышесказанное, предлагается алгоритм реализации одноканального ортогонального вихретокового дефектоскопа. Который реализуется с помощью функциональной схемы преставленной на рис.1 и заключается в следующем на первом этапе в соответствующие регистры фазы нижнего синтезатора (Bit PHASE0 REG, Bit PHASE1 REG)[5,14] при включении прибора загружаются коды, так чтобы выходной сигнал этого синтезатора при изменении логического состояния на входе («pselect») изменялся на 90° . Таким образом, с частотой манипуляции мы будем иметь на нижнем опорном входе MX сигналы, например:

$a(t) = ASin\omega t$ и соответственно $a(t) = ACos\omega t$, а на верхнем входе MX постоянно сигнал, получивший изменения амплитуды и фазы от взаимодействия с объектом контроля $b_u(t) = B Sin(\omega t + \varphi)$. Синхронный амплитудный детектор фактически выполняет операцию

перемножения сигналов и на его выходе будем иметь сигнал пропорциональный :

$$a(t) \cdot b_u(t) = A \sin(\omega t) \cdot B \sin(\omega t + \varphi) = \frac{1}{2} AB [\cos(\varphi) - \cos(2\omega t + \varphi)] \quad (1)$$

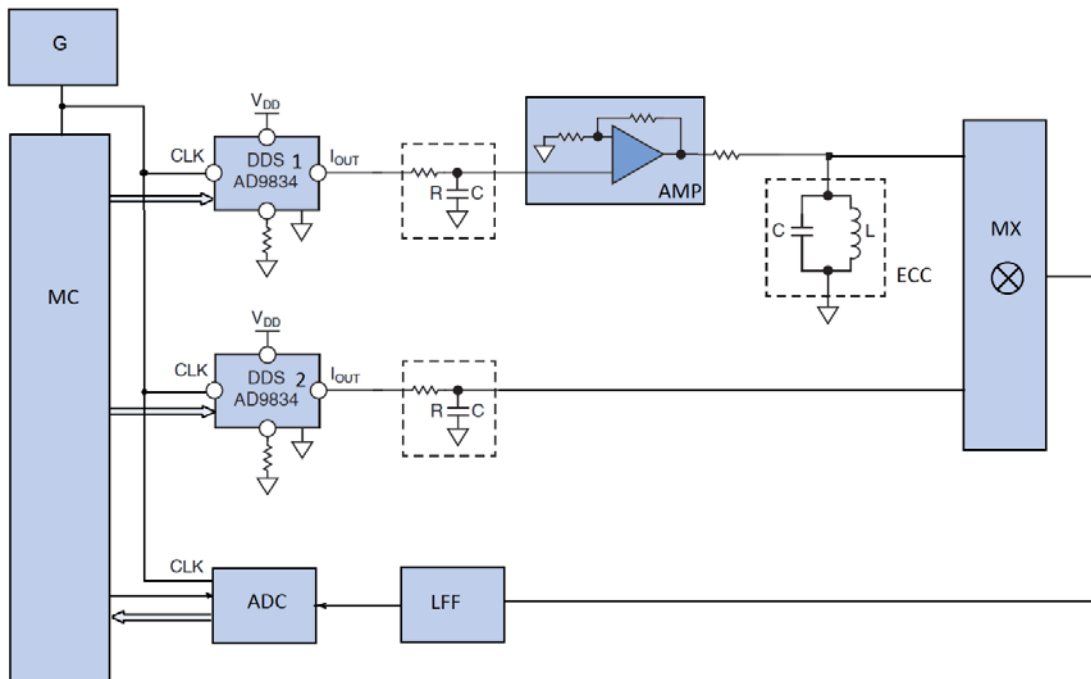


Рис. 1 – Функциональная схема вихревого дефектоскопа на базе синтезаторов частоты DDS, управляемых микроконтроллером MC

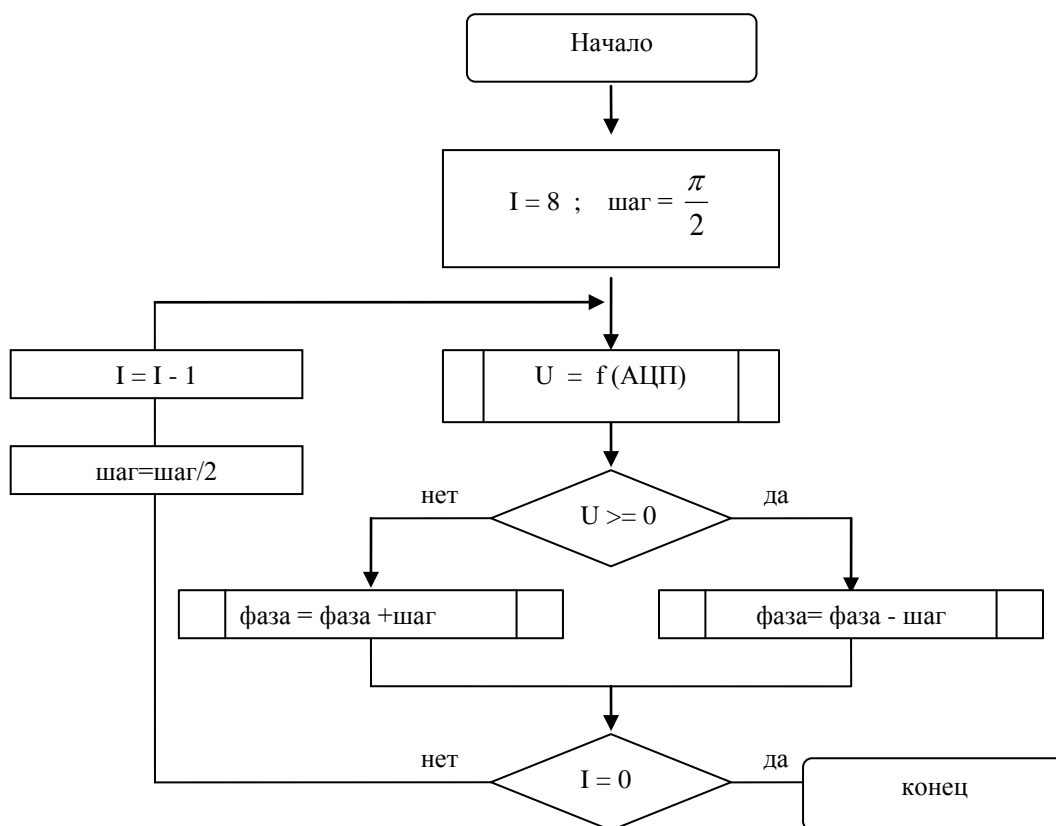


Рис. 2 – Алгоритм поразрядного уравнивания фазы

Фильтр нижних частот подавляет (LFF) составляющую с удвоенной частотой $\cos(2\omega t + \varphi)$. Соответственно с частотой манипуляции на выходе фильтра нижних частот будем получать постоянные составляющие пропорциональные соответствующим проекциям:

$$a_s = \frac{1}{2} kAB \sin(\varphi) \quad (2)$$

и

$$a_c = \frac{1}{2} kAB \cos(\varphi) \quad (3)$$

где k – коэффициент преобразования, которые периодически кодируются с помощью ADC и обрабатываются в микроконтроллере. Результат измерения амплитуды и фазы определяется согласно следующих выражений:

$$X = \sqrt{a_s^2 + a_c^2} \quad (4)$$

$$\varphi = \arctg \frac{a_s}{a_c} \quad (5)$$

Если перед поиском дефектов откалибровать вихретоковый дефектоскоп т.е. установить $\varphi=0$ между сигналами на входе MX , то тогда при поиске дефекта

полученное значение $\varphi = \arctg \frac{a_s}{a_c}$ будет соответствовать

искомому значению. Изменение амплитуды при этом будет определяться как разность амплитуд ΔX между калиброванным и полученным значениями амплитуды. Моделирование работы вихретокового дефектоскопа реализующего рассмотренный алгоритм работы показало, что время одного измерения - составляет менее 01с.

7. Выводы

Рассмотренные алгоритмы работы вихретоковых дефектоскопов на базе синтезаторов частоты позволяют существенно в десятки – сотни раз повысить быстродействие таких дефектоскопов без уменьшения точности определения изменений фазовых сдвигов и амплитуд информационных сигналов. При этом не изменяется структура дефектоскопа.

Следует особо отметить, что ортогональные методы измерения фазовых сдвигов являются оптимальными [8,11] и наиболее помехоустойчивыми.

Использование микроконтроллеров совместно с синтезаторами частоты открывает новые возможности по уменьшению габаритов и стоимости вихретоковых дефектоскопов, что в свою очередь расширяет возможности использования вихретокового контроля, позволит непосредственно встраивать подобные дефектоскопы в автоматические линии контроля при производстве продукции.

8. Список литературы

1. Патент №45908 Украины на полезную модель МПК G01N27/00 Многофункциональный вихретоковый дефектоскоп Баженов В.Г., Климашевская В.М., Глейник К.А.; заявитель и патентообладатель НТУУ «КПІ» Опубл. 25.11.2009р. Бюл.№22 Номер заявки u200907688 від 21.07.2009.
2. Баженов В.Г., Лепеха В.В., Глейник К.А., Лепеха В.Л. Цифровой вихреструмівий дефектоскоп. Патент на корисну модель №82342 від 25.07.2013 МПК G01N27/90 (2006.01) Бюл.№14/2013. Номер заявки u201302593 від 01.03.2013.
3. Баженов В.Г., Лепеха В.В., Глейник К.А., Лепеха В.Л. Цифровой вихретоковый дефектоскоп. Патент Украины на изобретение №107249 от 10.12.2014р МПК G01N27/61; G01N27/90.; заявители и патентообладатели Баженов В.Г., Лепеха В.В., Глейник К.А., Лепеха В.Л. Бюл. 23/ 2014р.

4. Макаренко В. Компоненты для построения беспроводных устройств связи, часть 7. синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза // ЭКИС –Киев: VD MAIS, 2010,№1.
5. Ева Мёрфи, Колм Слэттери. Всё о синтезаторах DDS “Компоненты и Технологии”, №1, 2005
6. Неразрушающий контроль. В 5кн. Кн.3. Электромагнитный контроль: Практ. Пособие/ В.Г. Герасимов, А.Д. Покровский, В.В.Сухоруков; Под ред. В.В.Сухорукова,-М.; Высш. Шк.,1992.-312с.; ил.
7. Дорофеев А.Л., Казамапов Ю.Г. Электромагнитная дефектоскопия.-2-е изд., перераб и доп.- М.: Машиностроение,1980.-232с.,ил.
8. Уолт Кестер. Проектирование систем цифровой и смешаной обработки сигналов. Москва: Техносфера, 2010.-328с. ISBN978-5-94836-243-4
9. Steven W. Smith, The Scientist and Engineer’s Guide to Digital Signal Processing. Second Edition, 1999, California Technical Publishing, P.O. Box502407, San Diego, CA92150. Also available at: <http://www.dspguide.com> or <http://www.analog.com>
10. А.В. Евстифеев. Микроконтроллеры AVR семейств Tiny и Mega фирмы «Atmel»-М.: Издательский дом «Додэка-XXI»,2004.-560с.
11. Пестряков В.Б. Фазовые радиотехнические системы (основы статистической теории) «Советское радио», 1968, стр. 468.а
12. Баженов В.Г. Глейник К.А. Design features of eddy current flaw detectors on the microcontrollers. «Научные известия» «NDT days 2016» Созополь, Болгария. 46-49с.; ISSN 1310-3946.
13. Накладні вихреструміві перетворювачі подвійного диференціювання /В.М.Учанин- Львів: СПОЛІОМ,2013,-268с.
14. “A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis”, 1999 Analog Devices, Inc. (<http://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/DDS-tutorial.pdf>)