

УДК: 621.3:519.9

**РАЗРАБОТКА ДИСТАНЦИОННОГО КУРСА ПО ДИСЦИПЛИНЕ
«ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СРЕДСТВА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ - 2.
АРХИТЕКТУРА И КОМПОНЕНТЫ ИСИТ»**

Бобков Ю.В., Клевец А.А.

Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт»

В современной системе образования все большее внимание уделяется дистанционной форме обучения. На сегодняшний день дистанционное обучение – это вид образовательных услуг, активно развивающийся во всем мире. Основу образовательного процесса при дистанционном обучении составляет интенсивная самостоятельная работа студентов, которые могут учиться в удобном для них месте, гибко регулируя график занятий, имеют доступ к необходимым методическим материалам и возможность согласованного контакта с преподавателем. В условиях НТУУ «КПИ» дистанционное обучение можно рассматривать как дополнение к традиционным формам обучения. При этом наличие качественно разработанных дистанционных курсов является важным элементом, облегчающим изучение различных дисциплин студентами дневной и, особенно, заочной форм обучения.

В этой связи актуальной является разработка дистанционного курса по дисциплине «Интеллектуальные средства измерительной техники - 2. Архитектура и компоненты ИСИТ», преподаваемой на кафедре информационно-измерительной техники НТУУ «КПИ» для специалистов и магистров по специальности 8.05100101 (7.05100101) «Метрология и измерительная техника». Особенностью дисциплины является отсутствие учебников и учебных пособий, соответствующих содержанию учебной программы. Кроме того, возникает необходимость достаточно частого обновления материалов курса, связанная с развитием современных технологий в области создания и использования современных средств измерительной техники.

В соответствии с рабочей учебной программой дисциплины «Интеллектуальные средства измерительной техники - 2. Архитектура и компоненты ИСИТ» была разработана структура дистанционного курса, представленная на рисунке 1.

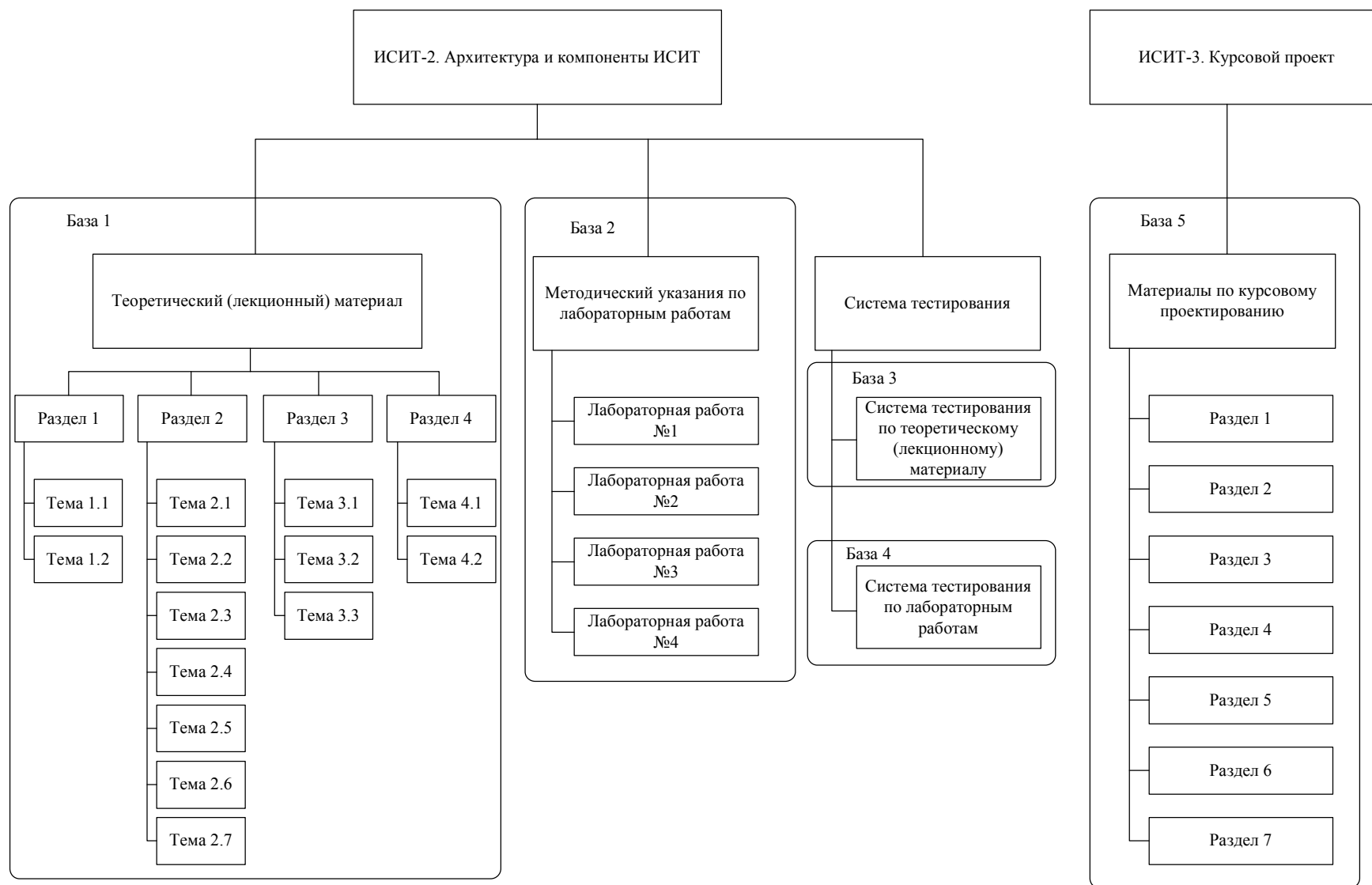


Рисунок 1 – Структурная схема дистанционного курса "ИСИТ-2. Архитектура и компоненты ИСИТ" и модуля "ИСИТ-3. Курсовой проект"

Теоретическая часть курса включает в себя 4 раздела, соответствующего 54 часам лекционного материала. Практическая часть курса состоит из 4 лабораторных работ, рассчитанных на 36 часов. Отдельным модулем «Интеллектуальные средства измерительной техники - 3. Курсовой проект» представлены методические материалы для выполнения курсового проектирования. Все методические материалы реализованы в системе управления обучением и контентом Moodle в виде трех баз данных.

Теоретический (лекционный) материал представлен в традиционном виде: название раздела, название темы, содержание раздела (темы), вступление, конспект учебного материала и выводы. В дистанционный курс включены следующие разделы:

- Основные функции и особенности построения интеллектуальных средств измерительной техники.
- Интеллектуальные датчики.
- Интеллектуальные компоненты измерительных каналов.
- Интеллектуальная система оценки состояния сердечно-сосудистой системы.

Лабораторный практикум состоит из 4 лабораторных работ. Методические материалы по лабораторным работам размещены в отдельной базе системы Moodle и по каждой лабораторной работе включают: название лабораторной работы, цель работы и задание на подготовку, теоретические сведения, подготовку к лабораторной работе, порядок выполнения лабораторной работы, содержание отчета по лабораторной работе и контрольные вопросы для самопроверки. Кроме этого, представлено необходимое для выполнения лабораторных работ программное обеспечение для среды MatLab. В дистанционный курс включены следующие лабораторные работы:

Разработка и исследование системы с нечеткой логикой для измерения угла поворота двумерных объектов.

Исследование методов определения фаз в термическом анализаторе сплавов.

Исследование средства измерения качества фильтрации пива.

Разработка и исследование интеллектуальной системы вибродиагностики подшипников качения электрических машин.

Методические материалы по выполнению курсового проектирования представлены в виде отдельного кредитного модуля «Интеллектуальные средства измерительной техники – 3. Курсовой проект» и размещены в отдельной базе системы управления обучением и контентом Moodle. Методические материалы по курсовому проектированию представлены в виде 7 разделов, соответствующих логической последовательности выполнения курсового проекта и его структуре. В каждом разделе предусмотрено как наличие методических указаний и требований к соответствующим разделам

курсового проекта, так и примеры их выполнения с учетом возможных вариантов и форм представления материала.

В рамках дистанционного курса «Интеллектуальные средства измерительной техники - 2. Архитектура и компоненты ИСИТ» также разработана система тестирования для оценки знаний студентов. Она включает в себя две независимые подсистемы тестирования: для проверки уровня знаний по теоретическому (лекционному) материалу в соответствии с разделением на темы (всего 195 вопросов) и для проверки уровня подготовки и допуска к каждой из четырех лабораторных работ (всего 82 вопроса).

Все тестовые вопросы представлены в виде вопросов закрытого типа с выбором одного или нескольких правильных ответов. Для каждого контрольного вопроса в зависимости от его уровня сложности сформировано различное количество дистракторов – от трех до семи. Для вопросов с выбором нескольких правильных ответов предусмотрено выставление отрицательных значений за выбор дистракторов таким образом, чтобы сумма положительных баллов за правильные ответы соответствовала сумме отрицательных баллов за неправильные ответы (дистракторы). Система тестирования выполнена в виде двух дополнительных отдельных баз Moodle и позволяет реализовать различные стратегии тестирования и подготовку разнообразных отчетов.

Дистанционный курс прошел апробацию при обучении студентов специальности «Метрология и измерительная техника» кафедры ИИТ ФАКС групп ВВ-51 и ВВ-52. В настоящее время он используется при обучении студентов групп ВВ-61 и ВВ-62.

Система тестирования была апробирована при контроле знаний студентов групп ВВ-51 и ВВ-52. Был проведен анализ показателей качества системы тестирования. В качестве показателей качества тестов были использованы:

- надежность теста (определяет точность измерения уровня знаний);
- валидность теста (определяет, как выполнение теста соотносится с другими независимо сделанными оценками знаний испытуемых).

Также были использованы трудность и индекс дифференциации как показатели качества отдельных тестовых заданий.

Надежность теста при анализе показателей качества тестов данного дистанционного курса определялась по формуле альфы Кронбаха:

$$\alpha = \frac{n}{n-1} \left(\frac{S^2 - \sum_{j=1}^n S_j^2}{S^2} \right),$$

где n – количество заданий в тесте, S^2 – дисперсия общего тестового балла, S_j^2 – дисперсия элемента j .

Преобладающее большинство тестов дистанционного курса имеют коэффициент надежности, лежащий в пределах от 0.8 до 1, что является показателем достаточной надежности теста. Тесты по лабораторной работе № 2 и теме 1.1 «Измерительно-вычислительные комплексы» имеют коэффициенты надежности 0.7 и 0.6, соответственно, что недостаточно. После подтверждения этих значений при дополнительных исследованиях может потребоваться их доработка.

Валидность тестов в данном дистанционном курсе определялась как среднее арифметическое коэффициентов корреляции между оценками за каждое тестовое задание и общим баллом за прохождение теста, набранным отдельным испытуемым:

$$V = \frac{\sum_{i=1}^N (X_i - \bar{X}) \times (Y_i - \bar{Y})}{N \times \sqrt{\sum_{i=1}^N (X_i - \bar{X})^2} \times \sqrt{\sum_{i=1}^N (Y_i - \bar{Y})^2}},$$

где X_i - балл за отдельное задание теста; $\bar{X}$ - среднее для отдельного задания, которое зависит от количества испытуемых; Y_i - общий балл, полученный отдельным испытуемым за весь тест; N - количество студентов.

Все тесты дистанционного курса имеют валидность не ниже 0.4, что является достаточным.

Трудность тестовых заданий в данном дистанционном курсе определялась по формуле:

$$T_j = \frac{\bar{X}_j}{X_{\max}},$$

где $\bar{X}_j$ - среднее значение баллов, полученных всеми испытуемыми, выполнившими j-ую тестовое задание; $X_{\max}$ - максимальное количество баллов, которое можно получить за выполнение j-го тестового задания.

По результатам расчета трудности задания, имеющие индекс трудности 1 или 0, были исключены из тестов как непригодные к использованию. Количество легких тестовых вопросов (трудность от 0.5 до 1) составило 124, трудных (от 0 до 0.5) – 153, что свидетельствует о достаточной сбалансированности тестов.

Индекс дифференциации рассчитывался по формуле:

$$I_{dj} = \frac{3 \cdot (X_{\text{сильн}}(j) - X_{\text{слаб}}(j))}{n},$$

$$X_{\text{сильн}}(j) = \sum_{j=1}^n \frac{Y_{\text{к сильн}}(j)}{X_{\max}}$$

где n – количество заданий; $Y_{\text{к сильн}}(j)$ - сумма относительных значений баллов, полученных при выполнении i-го задания одной третью

испытуемых, которые получили самые высокие баллы за тест в целом (группа

хорошо подготовленных);
$$X_{слаб}(j) = \sum_{j=1}^n \frac{Y_{слаб}(j)}{X_{max}}$$
 - аналогичная сумма относительных значений баллов, полученная одной третью испытуемых, имеющих самые низкие баллы за весь тест (группа слабых).

По результатам вычисления индекса дифференциации задания, имеющие отрицательный индекс, были исключены из тестов как не дифференцирующие студентов по уровню знаний. Количество тестовых вопросов, хорошо дифференцирующих студентов по уровню знаний, (индекс дифференциации от 0.3 до 1) составило 257, то есть подавляющее большинство. Остальные 20 заданий имеют индекс дифференциации от 0 до 0.3, и, после подтверждения этих значений при дополнительных исследованиях, подлежат доработке.

Таким образом, проведенные исследования показали, что дистанционный курс «Интеллектуальные средства измерительной техники - 2. Архитектура и компоненты ИСИТ» и модуль «Интеллектуальные средства измерительной техники – 3. Курсовой проект» могут использоваться для студентов дневной, заочной, дистанционной и экстернатной форм обучения. Разработанное методическое обеспечение и система контроля знаний могут эффективно использоваться при подготовке специалистов и магистров специальностей, связанных как с измерительной техникой, так и с управлением, мониторингом, созданием система контроля и др.

УДК: 621.3:519.7

BIOLOGICALLY INSPIRED METHODS FOR COORDINATED CONTROL OF MOBILE ROBOTS

Budinská I., Zelenka J., Masár M.

INSTITUTE OF INFORMATICS SLOVAK ACADEMY OF SCIENCES,
BRATISLAVA SLOVAKIA

Abstract:

The paper examines the issues of application methods inspired by natural systems on control systems of a group of mobile robots. Currently, robotic systems are used very successfully and meaningfully to perform operations in the areas, where it is dangerous for humans and in the type of works, where they can save a lot of exhausting human work. The application areas include e.g. mine detection, search and rescue, environmental monitoring, collective exploration, hazardous material collection and cleanup, reconnaissance, etc. For many applications, using of multi-robot systems that are self-adaptive and self-evolving can save human lives. The paper is organized as follows: Section 1 gives an overview of distributed control of mobile robots and application areas. The second section describes a problem of

coordinating movement in a group of robots. Section 3 presents some of models how to cope with the problem of coordinated movement of mobile robots. Some biologically inspired methods including swarm algorithms are introduced there. Open issues and problems are drawn in Conclusion.

The paper presents some of approaches for coordinated movement of a group of mobile robots with orientation on biologically inspired methods, which is a subject of the swarm robotics research area.

Introduction

Research in cooperative mobile robotics is oriented on a new robotic paradigm of behavior based control. The behavior/based paradigm is rooted in biological inspirations. Nature has been a great source of inspiration for many research areas. Biological systems that possess some sort of collective intelligence, are inspiration for a new area in robotics that is called swarm robotics. Biological swarm is a great behavior that can be applied in coordination behavior of a large number of robots in decentralized manner. Examples are flock of birds, school of fish, ant colonies, bee swarm, and also e.g. crowds of people (Fig. 1). Besides of the application of simple rules to control various biological societies, also dynamics of ecosystems can be applied in multi robot systems in order to simulate emergent cooperation as a result of selfish behavior. Application of predator/prey system rules is also frequently used in simulation systems. Competitive behavior inspired by higher animals and humans' behavior are researched in domains like multi-robot soccer.



Fig. 1: Flock of birds, school of fish, ant colony, and bee hive. Illustrative pictures are taken from the Internet.

There are many of usefull applications that are well suited for application of swarm behaviour. Using group of robots instead of one robotic system working independantly can be more effective, sometimes also cheaper solution. However there are problems in coordination of movement of a group of robots. Application areas fro a group of mobile robots are e.g. mine detection, search and rescue, environmental monitoring, collective exploration, hazardous material collection and cleanup, reconnaissance, etc. In these applications following behaviours taken from

swarm behaviour are useful: flocking, dispersing, aggregating, foraging, following trails, etc. To perform these behaviour in a group of mobile robots, a distributed coordination of robots is assumed. It requires communication with other robots in a group and sharing knowledge about environment and state of individual robots and about their individual plans. It is required that each robot in a group possesses a certain level of autonomy and intelligence. The group can consist either of identical robots or of robots with different features, capabilities, knowledge and views of the environment. The group can also include human agents. Communication in such a heterogeneous multi agent system is a very complex problem.

The communication infrastructure has to serve the purpose of multi level communication. On the basic level it is point to point communication between operator and an individual robot to control and monitor a robot's behaviour. In order to enable multi robot communication (one to many, many to many), so called mobile ad-hoc networks (MANETs) are built up. These are wireless networks consisting of mobile nodes which are characterized by their decentralized organization and the potentially high dynamics of the network structure. One tool used for multi-robot communication (event based communication and classical 2-way synchronous mode) is a distributed multi-robot control framework CoRoBa that uses the CORBA middleware as its low-level communication library [1].

To ensure effective communication in multi robot systems, recent work is focussed on representation languages and representation of knowledge and physical world. A new approach of representing knowledge (representation of individual agent's knowledge about individual plans, environment including field information, and information about other individuals in the team) is application of ontology. Ontology is a powerful tool for knowledge representation and sharing. It can increase semantic interoperability among heterogeneous and distributed systems. In conjunction with multi-agent, multi-robotic, systems it can improve communication and organization of heterogeneous and distributed systems. Recently there are not many real implementations of ontology for robot applications. Development of a frame ontology that is flexible and adaptive to changing environment and requirements will improve decentralized coordination of a group of mobile robots.

Research problems description

In the sense of above, the motivation for the research in coordination of a group of mobile robots are: robustness, scalability, stability, flexibility/versatility, super linearity, and maybe low cost.

In the most application cases, mobile robots pursue their individual plans while trying to accomplish the overall task for the whole multi-robot system. The motion of robots can be guided basically in two ways: leaderless coordination, and leader-following coordination. [1] The first approach avoids the problems with disturbance rejection inherent in the leader following approach. But it is difficult to program and apply the control algorithms. Also there are higher requirements on communication infrastructure, the amount of communicated data, etc. The second

approach strongly depends on the work done by a leader mobile robot. In some applications it is undesirable, e.g. when the leader mobile robot is damaged and cannot to achieve the goal, the whole group of mobile agents cannot accomplish the task. Therefore another approach is suggested in leader-following architecture, than in case of the leader agent cannot continue to accoplish the task, another mobile robot would take the resposibility of its portion of work and became a new leader agent. It is very similar to the natural systems.

An example of using a group of mobile robts is area exploration. Fig. 2 (taken from 0) depicts strategies for one robotic system and for multiple robotic system that are exploring and monitoring area. An individual robot will certinly be slower and in adition there is a risk in case of its damadge, that the task would not be accomplished. An idea is to subtitute one individual robot with a large number of small, cheaper mobile robots. They can work side-by-side in paralel. Another problem that is featured in Fig 2, is problem of operations in a real world environment.

The picture down left is a terrain that can be easily explored by simple mobile robots. During a couple of years the area can looks like in picture down-right. A lot of natural barriers occure. Mobile robots movement in these types of terrains is very difficult.

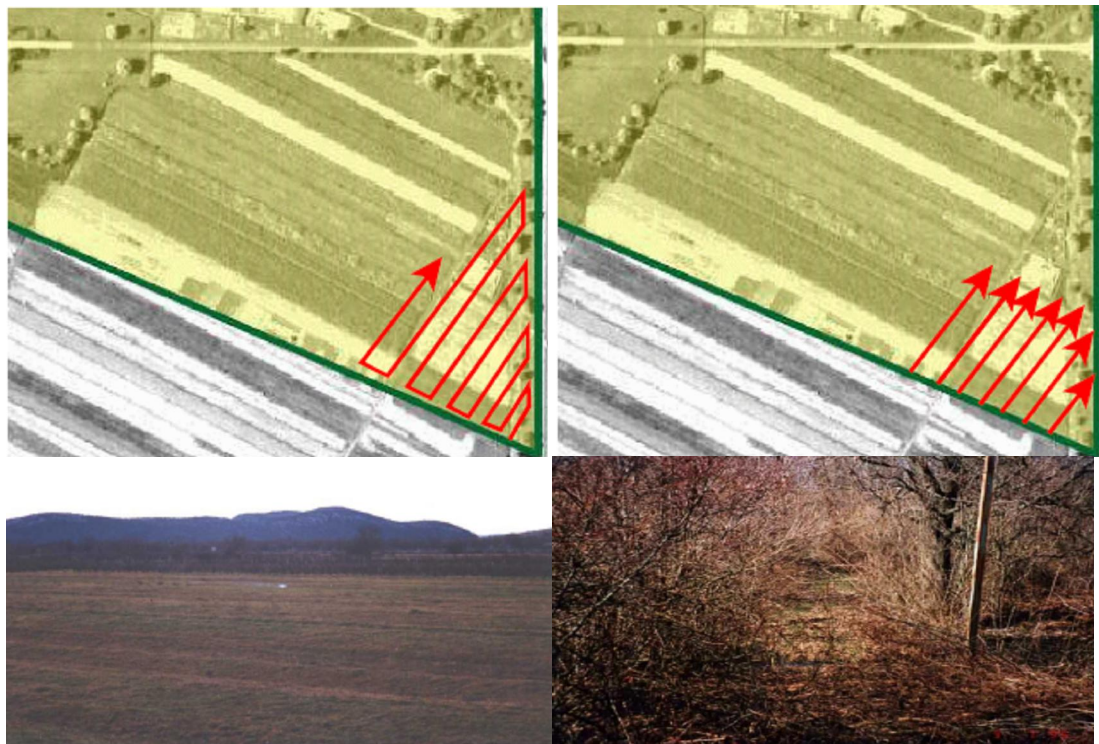


Fig. 2: Strategies for one individual exploration robot and for a group of robots working in paralel (taken from 0)

In order to coordinate a group of mobile robots, local target positions are defined for each robot. Then local trajectories are generated and computed. Navigation algorithms combine knowledge about environment taken from maps,

information about actual robots positions (localization) and coordinates of local target points in order to compute local trajectories. Robots have to be equipped with intelligent software that is capable to compute new trajectory any time the environment is changed. Changes in environment include also unexpected states and positions of other robots in the group. The positions of mobile robots in the group could be recorded via GPS and relevant information gathered while exploring and monitoring area should be integrated into GIS in order to produce maps that will be used for new trajectories generations. Decentralized control will be used for the group of mobile robots, where tasks are allocated to different units for optimization of resources utilization. It is assumed that the robots in the group have similar dynamics. If it is not true, the coordination of the group of mobile robots with different dynamics is much more complex problem.

A set of swarm behaviors for the team of mobile robots can solve the problems.

Swarm robotics

Swarm robotics is a new approach in decentralized coordination of the behaviors of a large number of autonomous robots that can be represented as autonomous agents for simulation purposes. A robot in a group – a swarm has only simple behavior, local perceptions and limited communications abilities. As the robots in the swarm have only local perception and very limited local communication abilities, one of the challenges in designing swarm robotic systems with desired collective behavior is to understand the effect of individual behavior on the group performance 0.

Considering that robots are randomly distributed in an unknown area. The local target positions with different weights are also distributed randomly to cover the area. Each robots in the group adjust its trajectory. Because of selfish behavior of each robot, robots would rather move to the target with higher weights then to explore new area. To avoid stagnation that may occur when most robots converge to the same targets, according to 0, a PSO (Particle Swarm Optimization) method can be applied. The idea of PSO method is based on assumption, that each particle in a swarm (a robot in a group) after making a step in movement, knows not only its own best value – “pbest”, but also the best value ”qbest “ which is the best from all “pbest”. The next position of a particle is computed as follows:

$$x_{i,d} = x_{i,d} + v_{i,d}$$

where velocity of the robot vid is calculated as follows 0:

vid = explorative component + cognitive component + social component.

An explorative component that can be easily simulated by probabilistic functions, keeps the robot to explore new areas. A cognitive component is related to the local robot view and a social component represents a view of the entire population (a swarm of robots).

Conclusion

The paper briefly introduces some of bio-inspired methods for applications in multi-robot coordination problem. Parker in 0 presents the following open issues in autonomous distributed robotics:

- identification and quantification of the fundamental advantages and characteristics of multi robot systems,
- simplification of multi-robot control systems in order make it easier for humans,
- demonstrations of multi-robot systems involving more then a dozen or so robots
- working in real environments and under real time constraints,
- complexity of robotic systems vs. production costs, development difficulties.

Acknowledgment

This work has been supported by SF EU project SMART II under grant No 26240120029.

References

- J. Alexander Fax, Richard M. Murray: Information Flow and Cooperative Control of Vehicle Formation, IEEE T. Automatic Control, 2003, http://www.cds.caltech.edu/murray/papers/2003g_fm03-tac.html
- A.Farinelli, L. Iocchi, D. Nardi: Multi robot systems: A classification focused on coordination, IEEE Transactions on Man Systems and Cybernetics, par B, pp. 2015-2018, 2004
- Lynne E. Parker: Current State of the Art in Distributed Autonomous Mobile Robotics
- Yan Meng: Q-Learning Afjusted Bio-Inspired Multi-Robot Coordination, In Recent Advances in Multi –Robot systems, Book edited by Aleksandar Lazinica, ISBN 978-3-902613-24-0. Pp 326, May 2008, iTech Education and Publishing, Vienna, Austria. http://www.ece.stevens-tech.edu/~ymeng/publications/AMRS08_Meng.pdf
- W. Liu. Design and modelling of Adaptive Foraging in Swarm Robotic Systems. PhD thesis, Univeristy of the West of England, Bristol, UK. 2008. <http://www.brl.uwe.ac.uk/projects/swarm/index.html>
- D. Antonic, Ž. Ban, M. Žagar: Deming robots - requirements and constraints, 2008.

УДК: 621.3:519.6

СИНТЕЗАТОР ИНФРА-НИЗКО ЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ НА БАЗЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА TEXAS INSTRUMENTS TMS320C6713

Вархол С.В.

Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт»

Введение

Целью работы является разработка генератора инфра-низко частотных сигналов специальной формы с регулировкой амплитуды, частоты и скважности, который используется для тестирования и калибровки инфра-низко частотного анализатора спектра. Генератор разработан в программной среде LabView7.1, т.к. этот программный комплекс является наиболее простым и доступным способом реализации поставленной задачи. Программный пакет LabView является мощным инструментом исследования, способным заменить целую лабораторию различных приборов и обладает мощными библиотеками функций для решения различных задач. Он включает в себя библиотеки инструментов для сбора данных, обмена данными с устройства сигнальными процессорами, анализа данных, представления данных, хранения обработанных данных на носителях различного типа.

Измерение инфра низко частотных сигналов имеет свою специфику, которая заключается в том, что на измерительный канал в области низких частот существенно сказывается действие шумовых сигналов, обусловленных дисперсией процесса рекомбинации-генерации. Это низкочастотные шумы типа $1/f$, амплитуда которых заметно возрастает по мере уменьшения частоты.

Важным достоинством цифровых анализаторов спектра является возможность получения высоких метрологических характеристик. Это обуславливается тем, что узкополосные эквивалентные фильтры получаются расчетным путем, вследствие чего они идентичны всегда с точностью вычислений.

Для исследования измерительного канала инфра-низкочастотного анализатора спектра был создан специальный стенд. В его состав входит персональный компьютер, осциллографа и учебная плата TMS320C6713 фирмы TexasInstruments на базе цифрового сигнального процессора. На базе стенда происходит отладка и обработка сигнала, методами корреляционного и цифрового спектрального анализа.

В качестве вычислительного устройства цифровой обработки сигналов выступает цифровой процессор обработки сигналов – ЦПОС (англ. DSP – DigitalSignalProcessor).

TMS320C6713 – это процессор с плавающей точкой, он характеризуется наивысшей по сравнению с другими семействами

производительностью, и нацелен на использование языков высокого уровня. Сферы применения процессора включают многофункциональные широкополосные системы связи, видеосистемы, аппаратуру обработки аудиоданных и изображений, то есть сферы в которых требуется высокая вычислительная производительность. Цифровой сигнальный процессор TMS320C6713 обладает вычислительной производительностью до 1 GFlops на тактовой частоте 225 МГц, процессор ориентирован на применение в многоканальных и мультифункциональных системах, отличающихся высокими требованиями к быстродействию.

Теоретическая часть

Для получения импульсного напряжения или тока применяются генераторы. Форма импульса, на выходе генератора зависит от схемотехнического устройства генератора (генераторы на биполярных транзисторах, генераторы на операционных усилителях). Генераторы должны иметь регулировки основных параметров генерируемых импульсов. Основными параметрами импульса являются амплитуда, длительность импульса, длительность фронта и длительность среза.

Амплитуда импульса U_m - наибольшее значение напряжения импульсного сигнала.

Длительность импульса t_u - продолжительность импульса во времени.

Длительность фронта t_f и длительность среза t_c определяют между уровнями 0,1 и 0,9 от амплитудного значения.

Параметрами последовательности импульсов являются период повторения, частота повторения, пауза, коэффициент заполнения и скважность.

Период повторения импульсов T - интервал времени между соответствующими точками двух соседних импульсов.

Частота повторения импульсов f_1 – величина, обратная периоду $f_1 = 1/T$.

Пауза t_n - интервал времени между окончанием одного и началом следующего импульсов.

В программном пакете LabView7.1 есть много различных генераторов сигналов стандартной формы и можно частично реализовать поставленную задачу, используя встроенные ВП. Но весьма сложно добиться желаемого результата от прибора, не зная его внутреннего строения. Кроме того, поставленная задача требовала создания генератора импульсных сигналов произвольной формы, что невозможно было реализовать с использованием стандартных средств. Поэтому было принято решение разработать генераторы требуемой формы с использованием математического аппарата.

Способов реализации генераторов можно привести несколько:

Например, с помощью суммирования гармонических составляющих в один сигнал (ряд Фурье). Но чтобы получить сигнал с требуемыми параметрами, надо четко знать амплитуды и фазы большого числа гармоник. Это сложно и громоздко.

Вторым способом реализации является изучение схемотехнических решений генераторов и попытка построения блок-диаграммы ВП на основе электрической принципиальной схемы реального прибора. Но программная среда LabView не предназначена для работы с элементами электроники.

Третий способ – математическое моделирование сигналов.

Пусть $1(t-t_0)$ - единичная ступенчатая функция, принимающая значение 0 при $t < t_0$ и 1 при $t \geq t_0$; $0(t-t_0)$ - единичная ступенчатая функция, принимающая значение 1 при $t < t_0$ и 0 при $t \geq t_0$ (рис. 1)

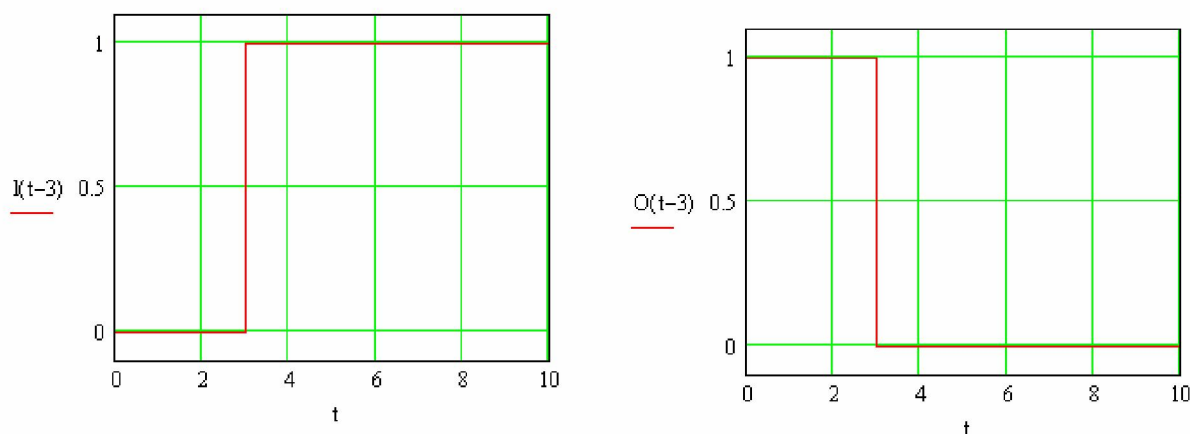


Рис.1. Единичная ступенчатая функция

Произведение: $1(t) \cdot 0(t-t_0)$ даст одиночный прямоугольный импульс длительностью t_0 и амплитудой, равной 1. чтоб регулировать амплитуду:

$$A \cdot 1(t) \cdot 0(t-t_0) \quad (1)$$

где A – амплитуда.

Для преобразования одиночного импульса в периодическую последовательность с периодом повторения T формула (1) ставится в цикл, где на каждом k -м шаге импульс сдвигается на 1 период вправо ($k=0 \dots n$, где n – количество импульсов). получим:

$$U(t) = \sum_{k=0}^n A \cdot 1(t - k \cdot T) \cdot 0(t - t_0 - k \cdot T) \quad (2)$$

где T – период; n – количество импульсов.

Периодическая последовательность пилообразных сигналов с периодом T :

$$U(t) = \sum_{k=0}^n [1(t - k \cdot T) \cdot f(t - k \cdot T) \cdot 0(t - k \cdot T - t_0)] \quad (3)$$

Периодическая последовательность треугольных сигналов с периодом T :

$$U(t) = \sum_{k=0}^n \left[1(t - k \cdot T) \cdot f_1(t - k \cdot T) \cdot 0(t - k \cdot T - \tau_0) + f_2(t - k \cdot T) \cdot 1(t - k \cdot T - \tau_0) \cdot 0(t - k \cdot T - t_0) \right] \quad (4)$$

Результаты работы

Рассмотренный выше способ формирования последовательностей импульсов реализован в генераторе, лицевая панель которого изображена на рис.2. получаемые импульсы выводятся на лицевую панель в графические экраны. Некоторые образцы графических экранов так же приведены на рис.3.

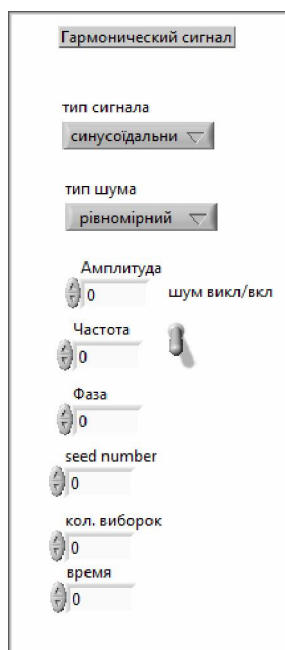
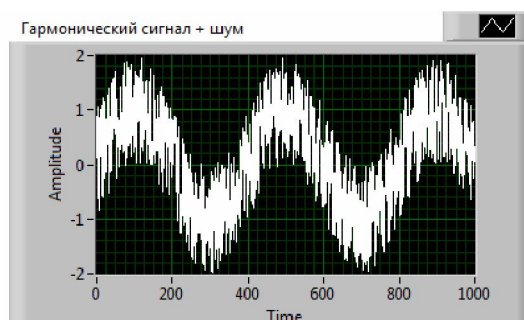
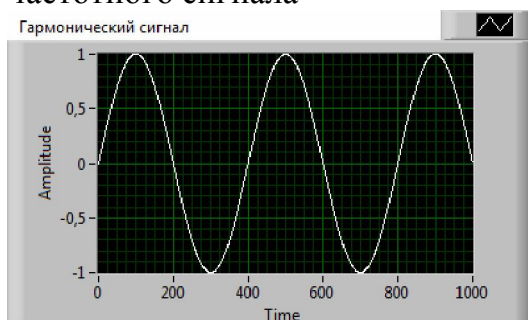
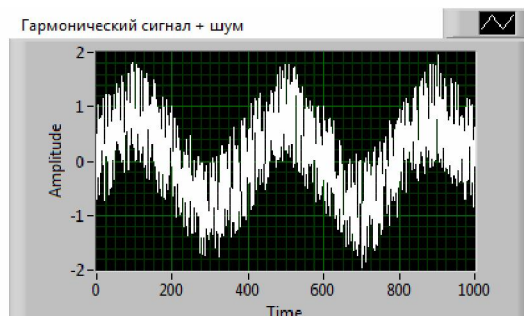
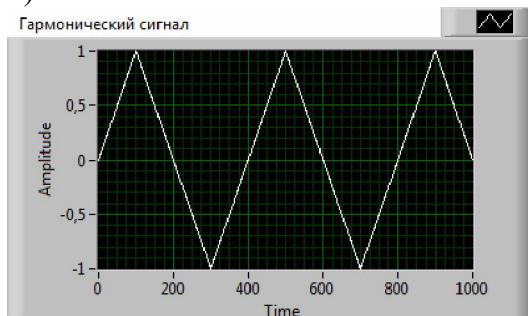


Рис.2. Лицевая панель виртуального прибора для генерации инфра-низко частотного сигнала



а)



б)

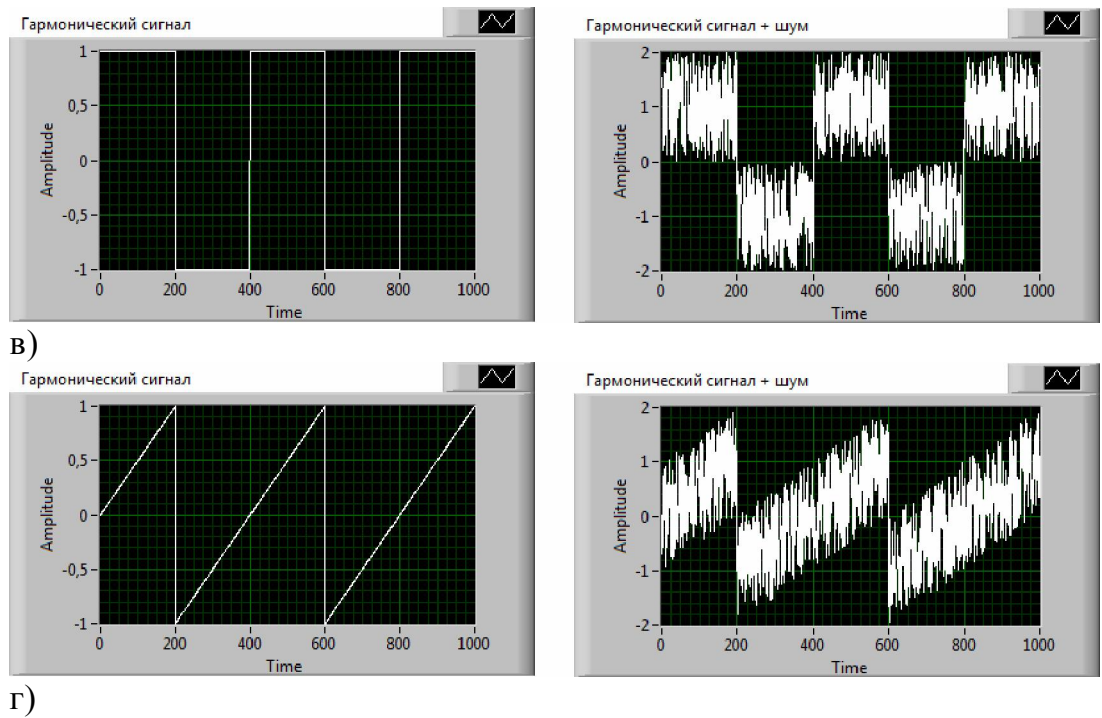


Рис.3. Образцы графических экранов: а) синусоидального сигнала; б) треугольный сигнал; в) прямоугольный сигнала; г) пилообразного сигнала

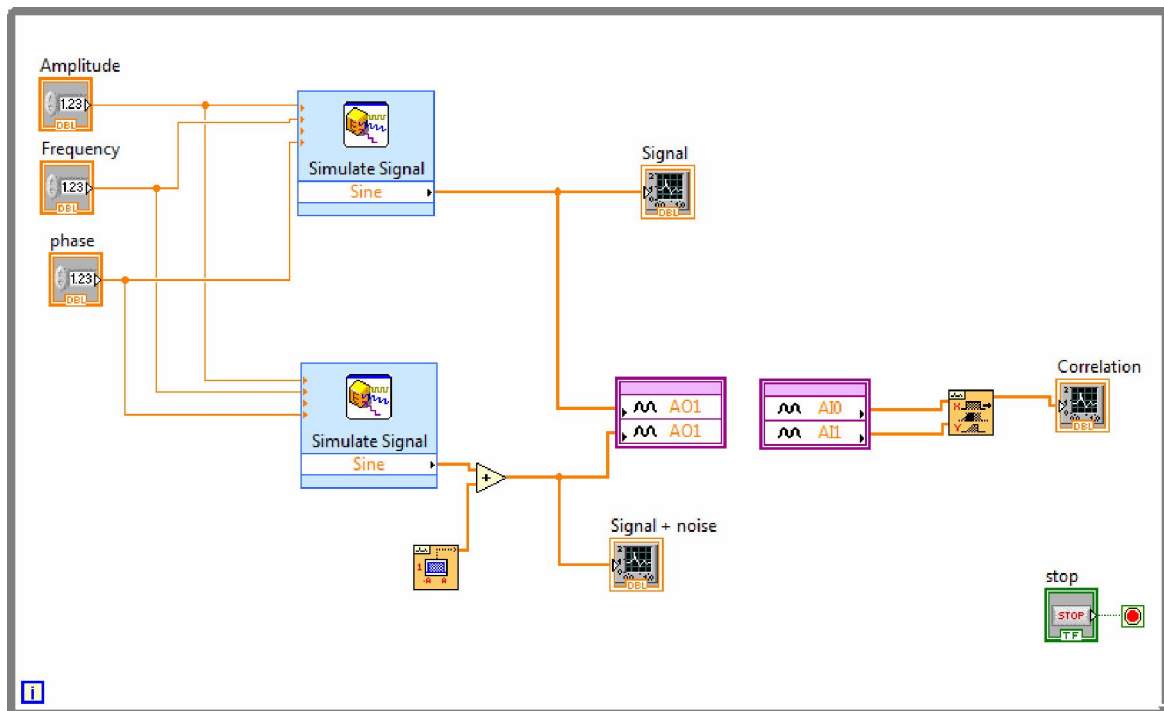


Рис.4. Обобщенная блок- диаграмма виртуального устройства для исследования измерительного канала анализатора спектра

На рис.3 изображена блок-диаграмма синтезатора инфра-низко частотных сигналов специальной формы с регулировкой амплитуды сигнала, частоты

повторения сигнала. Работа генератора основана на применении функционального блока (рис.5), встроенного в LabView как удобное средство программирования.

Оборудование

Для создания генератора специальных сигналов (т.е. инфра-низко частотных сигналов) необходим программный комплекс LabView7.1, аппаратные средства аналогового ввода-вывода TMS320C6713 TexasInstruments. В программном комплексе LabView есть встроенные драйвера, управляющие устройствами сбора данных (DSP TMS320C6713). Среда LabView включает в себя набор подпрограмм ВП, позволяющих конфигурировать, собирать и посылать данные на DSP-устройства. Основной задачей, решаемой DSP-системами, является задача измерения и/или генерации физических сигналов в реальном времени.

УДК 621.19.25

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВИРТУАЛЬНЫХ ИНСТРУМЕНТОВ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ МАТЕРИАЛОВ

Васинюк С.И., Шумков Ю.С.

Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт»

В 1986 году специалистами американской фирмы National Instruments, был создан язык графического программирования LabVIEW – Laboratory Virtual Instruments Engineering Workbench (среда разработки лабораторных виртуальных приборов). LabVIEW – мощная и гибкая программная среда, применяемая для проведения измерений и анализа полученных данных. Язык LabVIEW не похож на другие языки программирования. С его помощью создается не программа, как мы привыкли ее представлять, а некий виртуальный инструмент, предназначенный не только для моделирования тех или иных процессов, но и для управления аппаратными средствами и для исследования реальных физических объектов. LabVIEW предоставляет разработчику легкую в использовании графическую оболочку, которая включает в себя весь набор инструментов, необходимых для сбора данных, их анализа и представления полученных результатов. Разработанный графический алгоритм блок-схему LabVIEW компилирует в машинный код. При этом в программу можно включать модули, написанные на языках высокого уровня Delphi, C, C++, Pascal и др. Таким образом программы составленные на языке LabVIEW, называются виртуальными инструментами или приборами. Не следует это понимать так, что речь идет только об имитации или моделировании реальных приборов. Созданные в LabVIEW программы

позволяют управлять реальными приборами, дают возможность генерировать и измерять реальные физические сигналы, т.е. превращают компьютер в генераторно-измерительную систему.

Обычно виртуальный прибор состоит из двух компонент – аппаратурной и программной. Аппаратурный блок через дополнительные, аналого – цифровой и цифро – аналоговый преобразователи (АЦП и ЦАП), для ввода данных в компьютер и управления виртуальным прибором, соединен с определенным портом компьютера. Функции обработки входных данных и вывод результатов в виде графиков, диаграмм, таблиц, а также управление виртуальным прибором осуществляет программный блок. Для не очень быстрых процессов, лежащих в полосе частот до 20 кГц, вместо дорогих и специализированных для работы в среде LabVIEW АЦП, целесообразно использование звуковой карты, практически имеющейся в любом современном ПК. При этом, микрофонный или линейный вход будут выполнять роль АЦП, а линейный выход – роль ЦАП’a[1].

Задача использования в качестве устройства ввода-вывода звуковой платы персонального компьютера предусматривает независимость и одновременность процессов записи данных в АЦП звуковой платы и чтение из ЦАП, что представляется возможным только при использовании звуковых плат типа full-duplex. Для современных звуковых плат, работающих под управлением операционной системы Windows это, как правило, выполняется.

В качестве реального аналога для разработки виртуального прибора был выбран вихретоковый импульсный дефектоскоп, технические характеристики которого приведены в таблице 1 [2].

Технические характеристики дефектоскопа

Таблица 1

Объект контроля	электропроводные материалы
Настройка на материал	автоматическая, ручная
Влияние эффекта износа	исключено
Влияние краевого эффекта и отвода	исключено
Угол наклона датчика относительно поверхности	не ограничивается
Диапазон индикации трещин:	
глубина	более 0,5 мм
длина	более 0,5 мм
ширина	более 1 мкм
Максимальный зазор между датчиком и объектом контроля	не более 8 мм
Диапазон рабочей температуры	-25...+55 градусов Цельсия
Диапазон относительной влажности	45...80%
Потребляемый ток	40 mA
Вес прибора	0,25 кг

Работа дефектоскопа основана на взаимодействии переменного электромагнитного поля датчика прибора с объектом контроля. Наличие дефектов и несплошностей микроструктуры, которые увеличивают траекторию вихревых токов, обуславливает изменение амплитуды и фазы электромагнитного поля, которое излучает датчик контроля. В результате аппаратной обработки параметров суммарной электромагнитной волны дефекты, которые внесли эти изменения, могут быть выявлены с максимальной разрешающей способностью. Применяемые в данном приборе технические решения дают возможность выявить такие дефекты как трещины, раковины, несплошности, коррозионные язвы, расслоения, а также дефекты под нанесенным на поверхность материала покрытием. Основным составляющим дефектоскопа является высокочастотный LC- генератор, где L – индуктивный вихретоковый датчик контроля. Прибор настроен таким образом, что при пересечении датчиком дефекта заданных размеров, генерация колебаний срывается. Обычно для контроля поверхностных дефектов их частота составляет 800 – 3000 кГц. При использовании звуковой карты в качестве АЦП и ЦАП'а виртуального дефектоскопа необходимо частоту LC- генератора преобразовать в некоторую промежуточную, лежащую в ее полосе пропускания. Она выбрана равной 8 кГц и находится в средней зоне полосы пропускания звуковой карты. Блок–схема аппаратной части виртуального дефектоскопа представлена на рис.1.

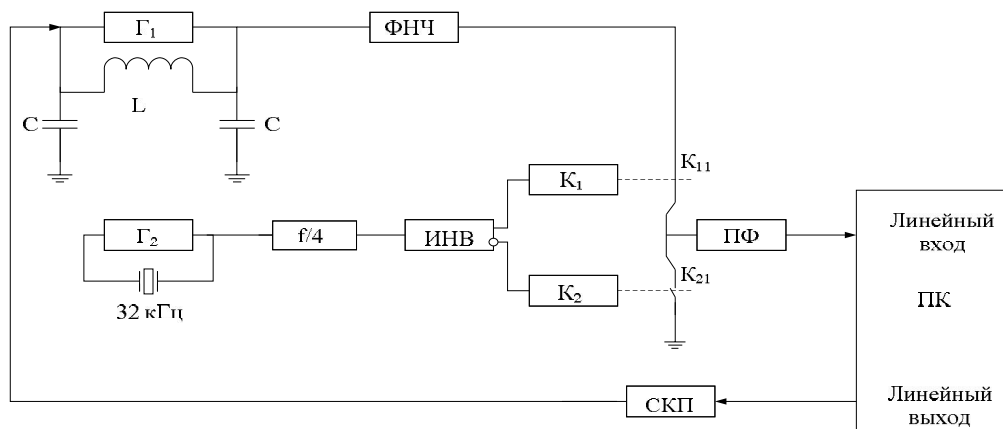


Рис.1. Блок–схема аппаратной части виртуального дефектоскопа

Постоянная составляющая импульсов высокочастотного генератора Г₁, выделяемая фильтром низких частот ФНЧ, с помощью генератора Г₂, делителя частоты f/4 инвертора ИНВ ключами K₁ и K₂ преобразуется в импульсы частотой 8 кГц и амплитудой, равной выходному сигналу ФНЧ. Полосовой фильтр выделяет первую гармонику, которая подается на линейный вход звуковой карты для ее дальнейшей обработки программной частью прибора. Программой реализован виртуальный генератор частотой 5 кГц, сигнал с которого подается на линейный выход звуковой карты. Среднеквадратичный преобразователь СКП выделяет среднеквадратическое значение напряжения,

которое подается на генератор Г1 для управления его чувствительностью. Программа позволяет регулировать чувствительность в диапазоне 0 ? 65535 и автоматически настраивается на материал с тем, чтобы генерация срывалась при пересечении датчиком L дефекта заданных размеров. При этом вырабатываются звуковой и световой сигналы. Питание аппаратного блока виртуального дефектоскопа осуществляется от USB – порта компьютера.



Рис.2. Внешний вид аппаратного модуля

На рисунке 2 изображен аппаратный модуль. Программная часть виртуального дефектоскопа состоит из двух панелей: лицевой или интерфейсной, со всеми элементами управления и диаграммной панели, на которой находится блок–схема самой программы. Внешний вид интерфейсной панели приведен на рис.3.



Рис.3. Внешний вид интерфейсной панели

В заключении отметим, что использование среды программирования LabVIEW открывает большие перспективы для компьютерной диагностики повреждения материалов.

Литература

1. Загидуллин Р.Ш. LabView в исследованиях и разработках. –М.: Горячая линия – Телеком, 2005. -352с.
2. Васинюк І.М. Писаренко Г.Г., Маковей В.О., Войналович О.В. Вихорострумовий дефектоскоп. Патент України на промисловий зразок. Бюлетень №1, 15.02.2001.

УДК: 519.95: 518.0: 621.391: 681.325

МЕТОД ОПТИМАЛЬНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ И СИСТЕМ

Зинченко В.П.

Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт»

Введение. Проектирование сложных технических объектов (ТО) приводит к необходимости выполнения проектных исследований (ПИ) [1, 2]. Для этого создаются проблемно-ориентированные информационные технологии (ИТ),

которые представляют собой программно-аппаратные средства, в том числе для управления ПИ и объектом исследования.

Постановка задачи. Проблема оптимизации проектирования ИТПИ формулируется как задача процесса принятия решения, который включает три этапа: «внешнее» проектирование (определяются цели и задач ИТПИ, и формируются требования к ее характеристикам, обеспечивающих достижение этих целей), «формирование облика» (увязки требований «внешнего» проектирования с возможностями «внутреннего» проектирования) и «внутреннее» проектирование (реализация основных конструктивных параметров).

Разбиение проектирования ИТПИ на этапы обусловлено тем, что непосредственное определение искомой конструкции на всем мыслимом множестве ее вариантов практически невозможно. Следовательно, на этапе «формирования облика» необходимо уменьшить число альтернативных вариантов проекта.

Метод оптимизации. Обозначим $x = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ вектор конструктивных параметров, $x \in X$. Выбор координат вектора и множества X производится на основе опыта. При известных режимах работы ИТПИ критерий эффективности $F(x)$ является функцией только конструктивных параметров $x \in X$. Для единственного $F(x)$ задача проектирования - это задача определение вектора конструктивных параметров $x^0 \in \text{Arg max}_{x \in X} F(x)$, где

$$\text{Arg max}_{x \in X} F(x) = \{x \in X | F(x) = \max_{x' \in X} F(x')\} \quad (1).$$

В случае «простой» ИТПИ (1) можно решить непосредственно. В случае «сложной» ИТПИ (1) имеет большую размерностью N вектора x и существенное время вычисления значений $F(x)$. В этом случае для решения (1) используется метод декомпозиции [3].

Пусть $u_i(x) (i = 1, 2, \dots, m)$ - частные критерии ИТПИ и $F(x)$ монотонный (для $\forall x, x' \in X$ из $u_i(x') \geq u_i(x'') (i = 1, 2, \dots, m) \Rightarrow F(x') \geq F(x'')$). Обозначим $\Pi(U)$ множество оптимальны по Парето векторов из U , а $\Pi(X)$ - множество векторов $x \in X$, для которых $u(x) \in \Pi(U)$. Тогда задача определения вектора конструктивных параметров

$$x^0 \in \text{Arg max}_{x \in \Pi(X)} F(x), \quad (2)$$

Поэтому решение (1) можно представить как декомпозицию: нахождения векторов $x \in U(X)$ и решение (2). При этом этап «формирования облика» не зависит от F , что позволяет существенно сократить число вариантов, рассматриваемых на этапе «внешнего» проектирования. В результате на втором этапе формируется согласованное с возможностями «внутреннего» проектирования техническое задание. Решение (2) является решением задачи оптимального проектирования (1), и процедура «формирования облика» сводится к построению паретовского множества $\Pi(u, X)$. Она является

непростой из-за большой размерности вектора $x = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ и сложной структуры множества X . Выходом из этой ситуации является дальнейшая декомпозиция с целью создания иерархии задач «внутреннего» проектирования.

Отметим, что на практике декомпозиция будет неформальной, так как выбор вектора частных критериев необходимо согласовывать с возможностями как «внутреннего», так и «внешнего» проектировании ИТПИ. Для правильного выбора вектора исследуются паретовские множества конструкций ИТПИ, соответствующие различным векторам частных критериев (разные концепции).

В [3] предложен формальный подход для проверки выполнения условий монотонности $F(x)$. На практике условие монотонности следует из самого смысла частных критериев, выбранных конструктором. Это условие является условием выполнения декомпозиции, то есть, если критерий $F(x)$ удовлетворяет условию монотонности, то декомпозиция (1) возможна.

В действительности эффективность ИТПИ определяется не только вектором ее конструктивных параметров x , но и внешними по отношению к ИТПИ условиями. С точки зрения конструктора ИТПИ, эти условия можно описать как неопределенные факторы, значения которых заранее неизвестны. Решением «внешнего» проектирования собственно процесс проектирования ИТПИ не заканчивается, так как появляется проблема детализации ИТПИ, проектирования подсистем и связей между ними. Это этап «внутреннего» проектирования [4].

Предположим, что ИТПИ с требуемой степенью подробности описывается вектором $x(0) \in E^{N_0}$ размерности N_0 , причем известно, что $x(0) \in X_0 \subset E^{N_0}$. Это означает, что задание конкретного значения $x(0) \in X_0$ вполне определяет конструкцию ИТПИ, т.е. создается ИТПИ с вектором конструктивных параметров $x(0)$. Множество X_0 реализуемых ИТПИ ограничено физическими законами. Отметим, что $x(0)$ может обеспечивать далеко не «самое подробное» описание ИТПИ. Выбор описания ИТПИ (вектора конструктивных параметров), следует из двух требований: оно должно быть достаточно подробным, на некоторых этапах для этого вместо конечномерного пространства E^{N_0} могут потребоваться пространства функциональные (например, описание подсистем); оно должно быть достаточно простым. Таким образом, при выборе вектора конструктивных параметров ИТПИ требуется найти компромиссное решение между точностью описания объекта и его простотой.

Если такой компромисс существует, то основной задачей является определение $x(0)$ (вектор агрегированных параметров нулевого уровня), который можно выразить через другие конструктивные параметры, соответствующие более детальному описанию ИТПИ. Решение задачи проектирования при единственном критерии оптимальности F_0 сводится к поиску $x^*(0) \in \text{Arg max}_{x(0) \in X_0} F_0(x(0))$ (5), или $\Pi(W_0, X_0)$, (6)

для известного векторного критерия эффективности $W_0(x) = (W_0^1(x), \dots, W_0^{n_0}(x))$, где $Arg \max_{x \in X} F(x) = \{x \in X | F(x) = \max_{x \in X} F(x)\}$; $\Pi(W_0, X_0)$ - множество точек Парето из X_0 по совокупности частных критериев $(W_0^1(x), \dots, W_0^{n_0}(x))$.

Решение (5) и (6) для ИТПИ невозможно вследствие большой размерности вектора N_0 и сложности допустимого множества конструктивных параметров X_0 , глобального критерия F_0 , векторного критерия W_0 . Выход из этого положения - это построение иерархии процесса «внутреннего» проектирования.

Введем агрегированные конструктивные параметры первого уровня $x(1) \in X_1, X_1 \subset E^{N_1}, N_1 < N_0$, где $x(1) = f_1(x(0))$, $X_1 = \{x(1) = f_1(x(0)) | x(0) \in X_0\} \equiv f_1(X_0)$ - образ X_0 при отображении f_1 . Введем критерии первого уровня $W_1(x(1)) = (W_1^1(x(1)), \dots, W_1^{n_1}(x(1)))$.

Поскольку $N_1 < N_0$, и размерность вектора конструктивных параметров уменьшилась, то $x(1)$ обеспечивает более целостное чем $x(0)$ представление о ИТПИ. Величины f_1, W_1 должны быть определенным образом согласованы с $W_0, x(0), X_0$. Например, ПИ крыла самолета описывается вектором $x(0)$ значительной размерности. Вектор $x(1)$ может представлять собой аэродинамические характеристики варианта крыла, эквивалентного $x(0)$. Критериями W_0 и W_1 могут быть значения, учитывающие различную степень детализации описаний $x(0)$ и $x(1)$ соответственно [5].

Если и на этом уровне задача построения паретовского множества $\Pi(W_1, X_1)$ вариантов конструкции, соответствующих набору частных критериев $W_1(x(1))$ слишком сложна, тогда вводится следующий уровень агрегирования и так далее до некоторого s -го уровня $x(s) = f_s(x(s-1)) \in X_s, X_s \subset E^{N_s}, N_s < N_{s-1}, X_s = \{x(s) = f_s(x(s-1)) | x(s-1) \in X_{s-1}\} \equiv f_s(X_{s-1})$, когда задача формирования множества $\Pi(u_s, X_{s1})$ может быть решена за приемлемое время.

Такая декомпозиция (разбиение процесса проектирования на этапы) неоднозначна и ее реализация требует значительной работы. Поэтому, необходимо уменьшать число этапов агрегирования, однако при этом возрастает возможность ошибки при переходе от одного описания ИТПИ к другому.

После выполнения всех этапов агрегирования, т.е. введения величин $x(k), X_k, W_k, 0 \leq k \leq s$, задачу «внутреннего» проектирования можно решить так. Найти $\Pi(W_s, X_s)$ и все решения уравнений $f_s(x(s-1)) = x(s)$ из множества X_{s-1} когда $x(s)$ пробегает множество $\Pi(W_s, X_s)$. Эти решения определяют множество $\bar{X}_{s-1} = f_s^{-1}(\Pi(W_s, X_s))$, где $f_s^{-1}(\Pi)$ - полный прообраз множества Π при отображении $f_s(\cdot)$. Далее решить задачу определения множества $\Pi(W_{s-1}, X_{s-1})$ и $\bar{X}_{s-2} = f_{s-1}^{-1}(\Pi(W_{s-1}, \bar{X}_{s-1}))$. Продолжая этот процесс, через s шагов придем к

задаче отыскания $\Pi_0 = \Pi(W_0, X_0)$. Этот процесс можно представить в виде рекуррентного уравнения процесса проектирования:

$$\Pi_k = \Pi(W_k, f_{k+1}^{-1}(\Pi_{k+1}), k = s-1, s-2, \dots, 1, 0, \Pi = \Pi(W_s, X_s) \quad (7)$$

Решением задачи «внутреннего» проектирования будет множество Π_0 .

На каждом шаге решения рекуррентного уравнения происходит отбор, приводящий к сокращению числа вариантов проекта, и требуемой детализации на следующем шаге, так как $\Pi_k \subseteq X_k, 0 \leq k \leq s-1$. В том случае, когда на каждом уровне агрегирования конструктивных параметров определен один глобальный критерий эффективности $F_k, 0 \leq k \leq s$, (8) принимает вид

$$\begin{aligned} \Pi_k &= \text{Arg max}_{x(k) \in f_{k+1}^{-1}(\Pi_{k+1})} F_k(x(k)) \quad (k = s-1, s-2, \dots, 1, 0), \\ \Pi_s &= \text{Arg max}_{x(s) \in X_s} F_s(x(s)) \end{aligned} \quad (8)$$

Решение (8) требует применения методов глобальной оптимизации.

Процесс решения (7) и (8) можно интерпретировать как синтеза ИТПИ, который соответствует движению проекта снизу вверх, т.е. $x(s)$ к $x(0)$. Напротив, $x(0) \rightarrow x(s)$ - это процесс анализа.

Поскольку описанная декомпозиция неоднозначна (агрегирование может быть проведено неэффективно), например, неудачно выбраны f_k и W_k , и может оказаться, что множество Π_0 , полученное в результате решения уравнения процесса «внутреннего» проектирования, не будет содержать ни одного проекта из множества $\Pi(W_0, X_0)$, что нежелательно. Поэтому, агрегаты f_k и критерии W_k на каждом шаге должны быть определенным образом согласованы.

Рассмотрим множество X_k и векторный критерий $W_k(x(k)) = (W_k^1(x(k)), \dots, W_k^{n_k}(x(k)))$, определенный на этом множестве, при фиксированном $k, 0 \leq k \leq m$. С помощью W_k на X_k можно ввести такое бинарное отношение R_k : для $\forall x, y \in X_k$ полагаем $x R_k y$ тогда и только тогда, когда $W_k^i(x) > W_k^i(y)$ для всех $i, 1 \leq i \leq n_k$ и найдется i_0 , для которого $W_k^{i_0}(x) > W_k^{i_0}(y)$. Очевидно, множество всех недоминируемых векторов $x(k) \in X_k$ совпадает с $\Pi(W_k, X_k)$ - множеством Парето. Обозначим $f_{k+1}^{-1}(A)$ полный прообраз множества $A \subseteq X_{k+1}$ при отображении $f_{k+1}(\bullet) : X_k \rightarrow X_{k+1}$. Отношение $R(R_0, R_1, \dots, R_m)$ и агрегирование $f = (f_1, f_2, \dots, f_m)$ являются согласованными, если для $\forall \bar{x}, \bar{y} \in X_{k+1}, x \in X_k$ таких, что $\bar{y} R_{k+1} \bar{x}, x \in f_{k+1}^{-1}(\bar{x})$, найдется точка $y \in f_{k+1}^{-1}(\bar{y})$, доминирующая x , т.е. $y R_k x$. Отношение R и агрегирование f являются вполне согласованными, если они согласованы и для $\forall k, 0 \leq k \leq m-1$ отображение $f_{k+1}(\bullet)$ изотонное (для $\forall x, y \in X_k$ из $y R_k x \Rightarrow f_{k+1}(y) R_{k+1} f_{k+1}(x)$).

Эти определения устанавливает согласованность отношений предпочтения и агрегирования, и означают, что конструкторы k -го и $(k+1)$ -го уровней имеют одинаковые представления о том, что такое «хорошая» ИТПИ. Точнее, конструктор k -го уровня, детализируя проект, полученный от конструктора $(k+1)$ -го уровня, может сохранить результат сравнения двух

проектов на более высоких уровнях внутреннего проектирования. Полное согласование означает, что любые две ИТПИ, одна из которых «эффективнее» на k -м уровне, останутся такими же и для конструктора $(k+1)$ -го уровня. Иными словами, при переходе от одного уровня агрегирования к другому (более высокому) не появляются дополнительные критерии оценки ИТПИ, меняющие результат сравнения двух проектов в иерархических системах проектирования. Предположение о полной согласованности отношений предпочтения конструкторов и агрегирования является естественным, поскольку результат сравнения двух ИТПИ при подробном и грубом (агрегированном) описании должен оставаться неизменным. Очевидно, что к полной согласованности следует стремиться при проектировании ИТПИ, так как выбор W_k, f_k не ограничены традициями проектирования и привычками конструкторов (создаются впервые). В связи с этим важной является задача получения достаточных условий и эффективных алгоритмов проверки согласованности отношений и агрегирования при заданных W_k, f_k .

На основании теоремы [4]: если отношение R и агрегирование f согласованны, то решение Π_0 уравнения (7) содержит решение задачи проектирования (6), т.е. $(W_0, X_0) \in \Pi_0$ (9)

Откуда вытекает, что если R и f вполне согласованны, то $\Pi_0 = \Pi(W_0, X_0)$ и следствие: обозначим $\pi(W, X)$ произвольную точку из множества Парето $\Pi(W, X)$ и вместо (7) рассмотрим уравнение $\pi_k = \pi(W_k, f_{k+1}^{-1}(\pi_{k+1}))$, $k = m-1, m-2, \dots, 1, 0$. $\pi_m = \pi(W_m, X_m)$, тогда, если отношение предпочтения R и агрегирование вполне согласованны, то $\pi_0 = \pi(W_0, X_0)$ т.е. $\pi_0 \in \Pi(W_0, X_0)$. Этот факт обосновывает, что задачи проектирования (5, 7) сводятся к решению уравнений (7, 8).

В [4] показано, что условия согласования являются в известном смысле необходимыми: при их нарушении нельзя гарантировать включение (9). Полная согласованность важна, когда требуется найти точно множество Парето $\Pi(W_0, X_0)$, например при дальнейшем использовании некоторого сложного, трудно вычислимого глобального критерия. Следовательно, полная согласованность избавляет от разработки и проверки на эффективность «лишних» проектов. В том случае, когда на нулевом уровне уже существует глобальный критерий F_0 (5), полное согласование уменьшает число проектов, детализация которых проводится на $m-1, m-2, \dots, 1$ уровнях внутреннего проектирования. Решение (7/ 8) включает в себя решение экстремальных и обратных задач. Известно, что подобные задачи неустойчивы по отношению к погрешностям в исходной информации и в вычислениях. Вопросы устойчивости в процессах проектирования (7 / 8) являются важными при создании ИТПИ, поскольку никогда точно не известны множества X_k , а существуют некоторые приближения к ним. Эта ситуация типична даже тогда, когда точно описаны множества проектов и функции f_k . Использование связей $X_{k+1} = f_{k+1}(X_k)$ для эффективного построения множеств X_k теряет смысл, поскольку пришлось бы перебрать все множество X_0 . Таким образом, метод

решения задач проектирования (5), основанный на сведении их к (7/ 8), должен базироваться на приближенной информации.

Предложенный подход к задаче внутреннего проектирования требует разрешения двух проблем: описания ИТПИ с разной степенью агрегирования и разработки алгоритмов решения уравнения (7), т.е. соответствующих методов оптимизации.

Рассмотрим процесс моделирования, который можно представить в виде нескольких этапов, где: строится грубая модель и проверяется правильность выбора ее основных параметров; если необходимо, то можно производить уточнение модели. Переход к более точной модели, должен быть согласованно с более грубым описанием, что можно выполнить двумя путями: оставаясь на данном уровне детализации; переходя на более подробный уровень детализации.

В первом случае, если есть экспериментальные данные, можно решить такую задачу по уточнению модели: задан объект, в процессе работы которого одновременно могут быть изменены его входная $x(t)$ и выходная $y(t)$ переменные. Необходимо построить оптимальную модель объекта, т.е. найти $y(t) = A_t x(t)$ (более точно необходимо определить оценку $y^*(t) = A_t^* x(t)$) [3, 5]. Определить такую оценку можно, например, по критерию минимума среднего квадрата ошибки. Если нет экспериментальных данных, то для уточнения модели можно использовать, например, методы стохастического программирования.

Действительно, если произвольную имитацию процесса обозначить θ , и если она имеет случайный характер, то имитационная модель позволяет наблюдать при каждом x некоторые случайные показатели $f^0(x, \theta)$, $\theta = 0, 1, \dots, m$, зависящие от θ . Часто стремятся найти такое x , при котором среднее значение показателя $f^0(x, \theta)$ принимает наименьшее значение при определенных ограничениях на средние значения остальных показателей $f^i(x, \theta)$, $i = 1, 2, \dots, m$, т.е. требуется решить такую задачу стохастического программирования [6]: минимизировать $F^0(x) = M f^0(x, \theta)$ при ограничениях $F^i(x) = M f^i(x, \theta) \leq 0$, $i = 1, 2, \dots, m, x \in X$.

Во втором случае, т.е. когда осуществляется переход на более подробный уровень детализации, необходимо также производить согласование более полной модели с моделью предыдущего уровня, можем иметь дело с целой системой «вложенных» друг в друга моделей. Причем на каждом из таких уровней уточнение модели можно проводить с помощью некоторых алгоритмов идентификации / оптимизации.

Рассмотренные выше эмпирические соображения можно математически формализовать, что позволяет достаточно эффективно реализовать процесс построения моделей, например, аэродинамических характеристик самолета [5].

Объектом моделирования можно называть два множества $(E, \mathcal{F})$, где E - набор элементов реальной ИТПИ, а $\mathcal{F}$ - как набор правил, характеризующих

связи между элементами E . Пусть L - система подмножеств декартова произведения $Ex\mathcal{F}$. Тогда если $L_1 - (E_1, \mathcal{F}_1) \in L$, то E_1 - некоторый набор элементов моделируемого объекта, а $\mathcal{F}_1$ - соответствующие правила из $\mathcal{F}$. На совокупности подмножеств рассмотрим функцию μ со значениями в некоторой полной решетке C . Значения μ понимаются как векторы, компоненты которых характеризуют работу элементов E_1 «соединенных» по правилам из $\mathcal{F}_1$. В этот набор величин могут входить как внутренние показатели моделируемой системы (переходные характеристики и т.д.), так и требования, предъявляемые к работе рассматриваемых элементов (надежность и т.п.).

Объектами моделирования являются $\mathfrak{N} = (E, \mathcal{F}, L, \mu, C)$ с которыми ассоциируется семейство объектов - моделей $\mathfrak{N} = (E_\alpha, \mathcal{F}_\alpha, L_\alpha, \mu_\alpha, C)$ ($\alpha \in I$), где множество индексов частично упорядоченно. Это свойство I интерпретируется в том смысле, что сравнимые между собой индексы соответствуют моделям, полученным друг из друга детализацией (на семействе моделей задано двухпараметрическое множество отображений $f_{\alpha\beta} = (f_{\alpha\beta}^{(1)}, f_{\alpha\beta}^{(21)})$, $f_{\alpha\beta}: (E_\beta, \mathcal{F}_\beta) \rightarrow (E_\alpha, \mathcal{F}_\alpha)$, $\alpha \leq \beta, \alpha, \beta \in I$ такое, что $\forall \alpha \leq \beta \leq \gamma \Rightarrow f_{\alpha\gamma} = f_{\alpha\beta} \circ f_{\beta\gamma}$, где $f_{\alpha\alpha}$ - тождественное отображение). Формализация связей между объектом и семейством моделей определяется отображениями $g_\alpha: (E, \mathcal{F}) \rightarrow (E_\alpha, \mathcal{F}_\alpha)$, которые должны быть согласованы с отображениями $f_{\alpha\beta}$ так: $g_\alpha = f_{\alpha\beta} \circ g_\beta$, для $\forall \alpha, \beta \in I, \alpha \leq \beta$. (10)

При таком подходе к определению согласованных моделей семейство $((E_\alpha, \mathcal{F}_\alpha), f_{\alpha\beta})$, $\alpha, \beta \in I$ представляет собой проотивную систему [8]. Поскольку детализация моделей проводится с целью улучшения качества моделирования исследуемого объекта, где функции $\mu_\alpha (\alpha \in I)$ отвечают за качество описаний, то условие $\mu_\beta(A) \geq \mu_\alpha(f_{\alpha\beta}(A))$, где $\alpha, \beta \in A$, $\alpha \leq \beta$ (11) означает, что: меры качества одного и того же подмножества на разных уровнях детализации должны быть сравнимы друг с другом; при переходе к более детальной модели ее качество, не должны ухудшаться.

В таких условиях система $(E_\alpha, \mathcal{F}_\alpha)$, $\alpha \in I$ является проективной для нее существует проективный предел $(E_p, \mathcal{F}_p)$ и существуют предельные значений $\mathcal{L}_p, \mu_p$ для $\{\mathcal{L}_\alpha\}$ и $\{\mu_\alpha\}$. Следовательно, определена модель $\mathfrak{N}_p = (E_p, \mathcal{F}_p, L_p, \mu_p, C)$ будем полной.

Модель $\mathfrak{N}_p$ называется адекватной (по критерию μ) объекту $\mathfrak{N}$, если существует взаимно-однозначное соответствие $i: (E, \mathcal{F}) \rightarrow (E_p, \mathcal{F}_p)$, удовлетворяющее условиям $i(\mathcal{L}) = \mathcal{L}_p$ и для $\forall A \in \mathcal{L} \mu(A) = \mu_p(i(A))$. Заметим, что i однозначно определяется отображением $g_\alpha, \alpha \in I$. В [3] доказана теорема, которая устанавливающая адекватность ММ $\mathfrak{N}_\alpha = (E_\alpha, \mathcal{F}_\alpha, L_\alpha, \mu_\alpha, C)$ объекту $\mathfrak{N} = (E, \mathcal{L}, \mu, C)$ тогда и только тогда, когда выполняются условия (10, 11) и соотношение $g_\alpha^{-1}(A) \in \mathcal{L}$, $\mu(g_\alpha^{-1}(A)) = \mu_\alpha(A)$ для $\forall \alpha \in I$ и $A \in \mathcal{L}_\alpha$.

Предложенный выше подход позволяет определить пути формализации двух основных ситуаций, которые имеют место при проектировании ИТПИ: последовательное усложнения и уточнения (проектирование сверху вниз); последовательное упрощение (проектирование снизу вверх).

Неформальный анализ первой ситуации, в интерпретации ИТПИ в терминах блок-схем или схем-моделей, показывает, что эти понятия только раскрывают ее структуру, но не решают вопросы о связях между элементами системы, то есть не позволяют раскрыть структуру всего множества элементов системы. Связи элементов системы между собой являются очень важным обстоятельством, поскольку связи сложной системы (которую проектируем) с элементами (из которых строится сложная система) по существу лежат в основе метода проектирования. Более точно это можно выразить так: процесс проектирования ИТПИ по существу сводится к построению из базисных элементов системы любой сложности с помощью композиций. Иными словами, проблема уточнения структуры системы сводится к проблеме нахождения базиса и композиций. Очевидно, что основная проблема здесь - нахождения композиций (проектирование, которое позволяет строить из заданных базовых элементов более сложные элементы) [8].

Очевидно, что если строго заданы композиции, то, следовательно, строго заданы и декомпозиции, т.е. средства, которые позволяют раскладывать более сложные системы на простые.

В проектировании снизу вверх одними из основных приемов исследования являются декомпозиция и агрегирование. Декомпозиция состоит в разложении исходной системы на ряд независимых подсистем, а агрегирование - в замене какой-либо элементов системы агрегатом.

Выводы. Предложенный метод формирования облика ИТПИ с одной стороны, позволяет найти агрегированные параметры «оптимальных» систем при решении задач «внешнего» проектирования, с другой, она является исходной в процессе «внутреннего» проектирования. Таким образом, система формирования облика связывает этапы «внешнего» и «внутреннего» проектирования. Процесс формирования облика включает в себя правильный выбор агрегированных параметров, частных критериев и описание множества допустимых технически реализуемых проектов ИТПИ.

1. *Зінченко В.П.* Інформаційна технологія проектних досліджень складних технічних об'єктів// Наукові вісті НТУУ “КПІ”. - 2000. - № 4. – С. 32 - 42.
2. *Зинченко В.П.* Проектные исследования сложных технических объектов как система управления// Засоби комп'ютерної техніки з віртуальними функціями і нові інформаційні технології. - К.: НАН України Ін-т кібернетики ім. В.М. Глушкова, 2002. - Т. 2. - С. 28 – 36.

3. Математическое обеспечение сложного эксперимента. Т. I. Обработка измерений при исследовании сложных систем/ Белов Ю.А., Диденко В.П., Козлов Н.Н. и др. - К.: Наук. думка, 1982. - 304 с.
4. Краснощеков П.С., Морозов В.В., Федоров В.В. Последовательное агрегитирование в задачах внутреннего проектирования технических систем / Изв. АН СССР. Сер. технич. кибернет., 1979, №5. - С. 5 - 12.
5. Зінченко В.П., Гуржий А.М. Апаратно-програмні комплекси для дослідження характеристик літаків // Наукові вісті НТУУ "КПІ". - 2004. - № 3. - С. 43 - 55.
6. Ермолаев Ю.М. Методы стохастического программирования. - М.: Наука, 1976. - 139 с.
7. Зінченко В.П., Зінченко С.В., Муха І.П. Моделювання параметрів збуреного руху літального апарату при скиданні вантажу// Наукові вісті НТУУ "КПІ". - 2001. - № 4. - С. 100 – 105.
8. Зинченко В.П. Проблемы оптимизации проектных исследований сложных технических систем// XXXV Междунар. симпозиум "Вопросы оптимизации вычислений". - НАН Украины: ИК им. В.М. Глушкова, 2009. Том. 1. - С.253 - 259.
9. Зинченко В.П., Борисов В.В. Проблемы оптимизации проектирования сложных технических объектов// УСиМ, 2011. - № 1. - С. 46 - 56.

УДК 681.3

СИСТЕМА ВІДДАЛЕНОГО МОНІТОРИНГУ БЛОКІВ СОНЯЧНИХ БАТАРЕЙ ЧЕРЕЗ INTERNET

Іващенко С.А., Богомазов С.А.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»

Сьогодні вартість одного кВт/год електроенергії, що виробляється за допомогою сонячних батарей, становить близько \$0,5. Це приблизно в 10 разів дорожче, ніж дає традиційна електроенергетика. Але за прогнозами вчених уже в найближчий рік ця вартість упаде в 2 рази, а до 2030 року - у вісім разів від сьогоднішніх цін (за рахунок здешевлення виробництва сонячних батарей, зменшення цін на кремній у зв'язку зі збільшенням його видобутку й т.д.). При цьому ціни на електрику з традиційних джерел за ці роки збільшаться мінімум в 4 рази. Тому сонячна енергетика є одним з найперспективніших напрямків розвитку альтернативної енергетики. Також актуальності розробки вітчизняних сонячних електростанцій додає і те, що в Україні поставлене виробництво власних високоефективних кремнієвих сонячних батарей із КПД 14-16 %. [1]

Особливого значення при створенні автономних сонячних електростанцій набувають системи моніторингу стану блоків сонячних батарей і сонячної електростанції в цілому. Моніторинг сонячних батарей і стану навколишнього

середовища дає змогу оперативно слідкувати за ефективністю роботи кожного окремого блоку і системи в цілому, своєчасно виявляти неполадки в їх роботі та відслідковувати їх причини, розраховувати економічну вигідність системи, перевіряти її на відповідність технічним параметрам, установленим виробником.

До системи моніторингу блоків сонячних батарей були висунуті такі вимоги: система має легко пристосовуватись до різних умов роботи; система має легко розширюватись (за рахунок зміни датчиків і моніторингових параметрів); швидко і без великих затрат розгортатись на об'єкті і монтуватись; легко масштабуватись.

На сьогоднішній день існують різні системи моніторингу. Але переважна більшість цих систем вузькопрофільні та не відповідають повністю наведеним вимогам. Найбільш суттєвим недоліком таких систем є їх система збору даних, що побудована на принципі передачі інформації від давача до центру управління через дротовий зв'язок. Це значно підвищує вартість цих систем та позбавляє їх мобільності і універсальності. Зазвичай щоб уникнути цих недоліків використовується бездротовий зв'язок за протоколом IEEE 802.11 Wi-Fi. Недоліком застосування даного типу зв'язку, є сам протокол Wi-Fi. Даний протокол був створений для побудови локальних бездротових мереж, в яких основною вимогою є швидкість. Як наслідок, енергоспоживання за умови використання Wi-Fi є неприпустимо високим і зменшує ефективність використання сонячних батарей. Тому в розробленій системі було вирішено використовувати передачу даних по протоколу PLC – Power Line Communication.

Основою технології PLC[2] є використання частотного розподілу сигналу, при якому високошвидкісний потік даних розбивається на декілька відносно маловисокошвидкісних потоків, кожний з яких передається на окремій частоті з наступним їхнім об'єднанням в один сигнал (рис.1)

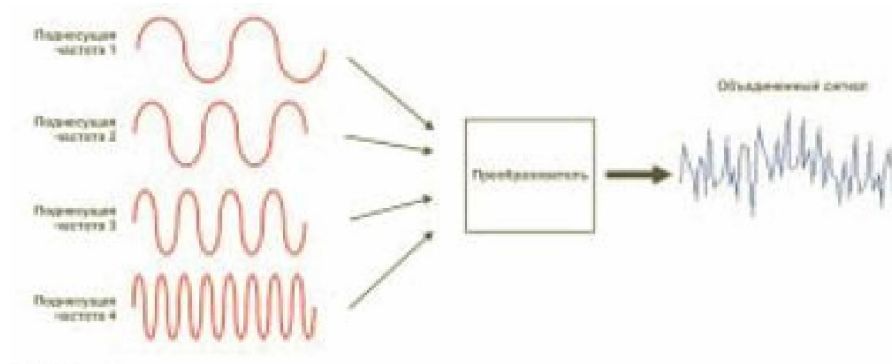


Рис.1. Частотне розподілення

При використанні звичайного частотного мультиплексування (FDM - Frequency-Division Multiplexing) захисні інтервали (Guard Band) між частотами,

які необхідні для запобігання взаємного впливу сигналів, досить великі (рис.2). При цьому доступний спектр використовується не дуже ефективно.

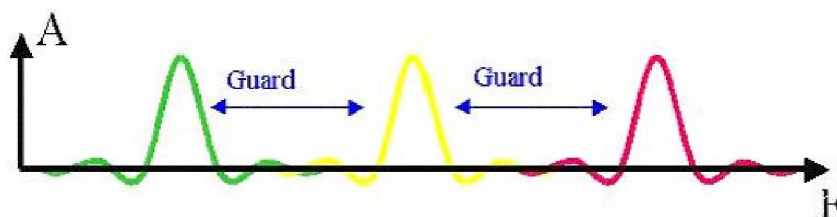


Рис.2. Звичайний FDM

У випадку ортогонального частотно-частотно-розділеного мультиплексування (OFDM), центри частот розміщені так, що пік кожного наступного сигналу збігається з нульовим значенням попередніх (рис.3). Таке розміщення дозволяє більш ефективно використати доступну смугу частот.

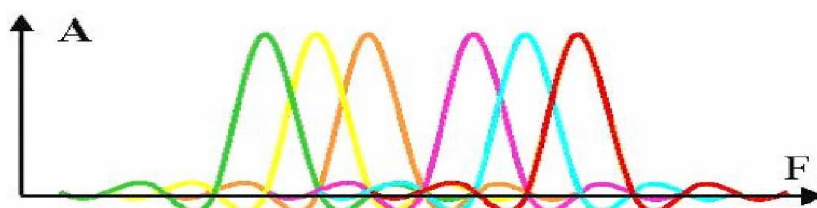


Рис.3. OFDM

Перед тим як окремі частоти будуть об'єднані в один сигнал, вони піддаються фазовій модуляції (рис.4), кожна із своєю послідовністю біт.

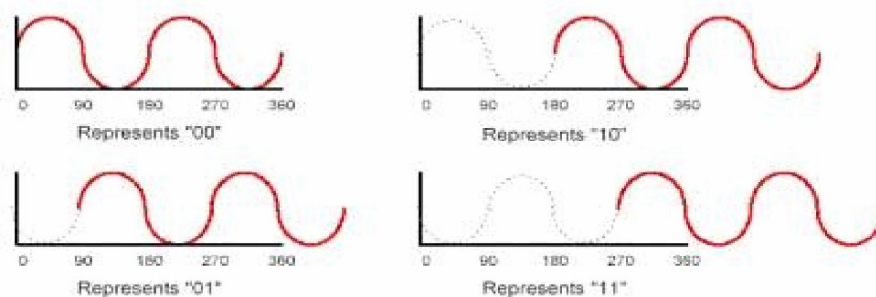


Рис .4. Фазова модуляція

Після цього всі вони проходять через PowerPacket engine і збираються в єдиний інформаційний пакет, що називається OFDM-symbol. На рисунку 5 наведений приклад відносної квадратурної фазової маніпуляції (DQPSK - Differential Quadrature Phase Shift Keying) на кожній з 4-х частот у діапазоні 4-5 МГц.

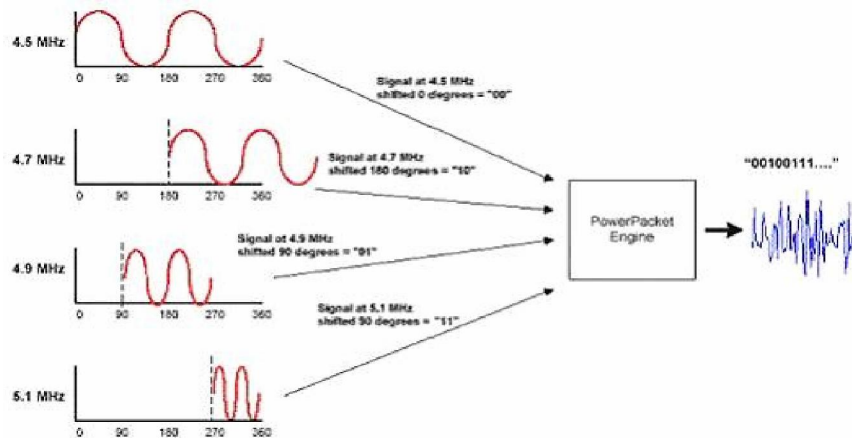


Рис. 5. DQPSK модуляція

На практиці в технології Powerline використовується 84 частоти у діапазоні 4-21 МГц.

Переваги цієї технології:

- не потрібна прокладка кабелю, винос його в коробки, свердління стін й опорних конструкцій;
- простота використання;
- швидкість монтажу;
- на якість зв'язку не впливає матеріал і товщина стін у приміщенні.

Таким чином, для реалізації системи моніторингу блоків сонячних батарей доцільно застосувати таку схему побудови.

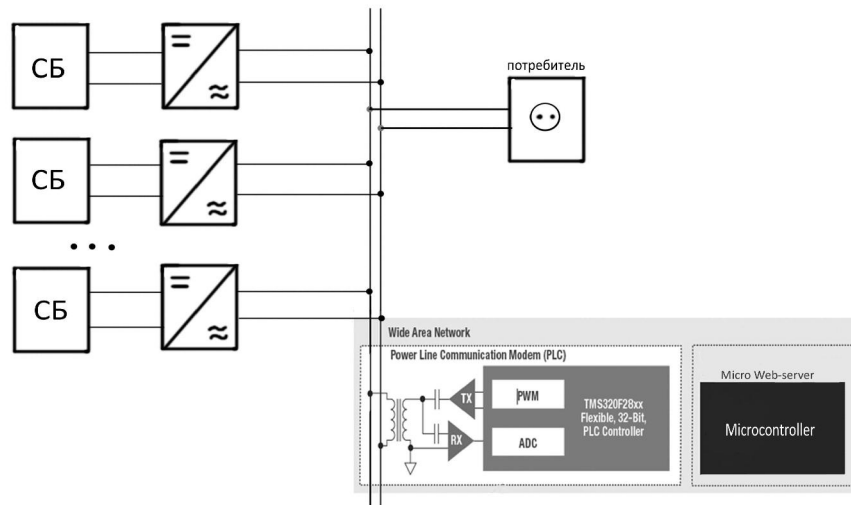


Рис. 6. Система моніторингу блоків сонячних батарей

Тут до кожного блоку сонячної батареї під'єднаний інвертор, що перетворює постійний струм сонячної батареї (СБ) в змінний струм синусоїдальної форми, а також виконує додаткову функцію – передає інформативний параметр від блоку сонячної батареї, кодує його відповідно до протоколу PLC і передає на загальну лінію електричної мережі. Для зчитування цих даних використовується PLC-модем, що передає їх далі на мікроконтролер, який призначений для обробки даних і забезпечення доступу до них користувачем і може також виконувати функції вбудованого WEB-сервера.

Вбудований Web-сервер, звертання до якого здійснюється через TCP/IP, дозволяє спростити проектування й реалізацію користувацького інтерфейсу - необхідні тексти, графіка й керування можуть бути легко реалізовані й модифіковані загальнодоступними засобами мови HTML.

При різних типах фізичного з'єднання із пристроєм - RS-232, IrDA, Ethernet, радіоканал, мережа GSM, з'єднання через виділену мережу або Інтернет, користувацький інтерфейс буде виглядати однаково, і вбудоване програмне забезпечення буде працювати однаково, без яких-небудь змін.

Як клієнтський термінал може використовуватися персональний комп'ютер або будь-який інший пристрій, що має вбудований Web-браузер, зокрема мобільний телефон з підтримкою WAP або GPRS.

При проектуванні сервера використана плата EVB-9B95 на базі мікропроцесора LM3S9B95 фірми Texas Instruments, що має два 10-ти бітні АЦП, 256 кілобайт флеш-пам'яті і вбудований 10/100 Ethernet контролер.[3]

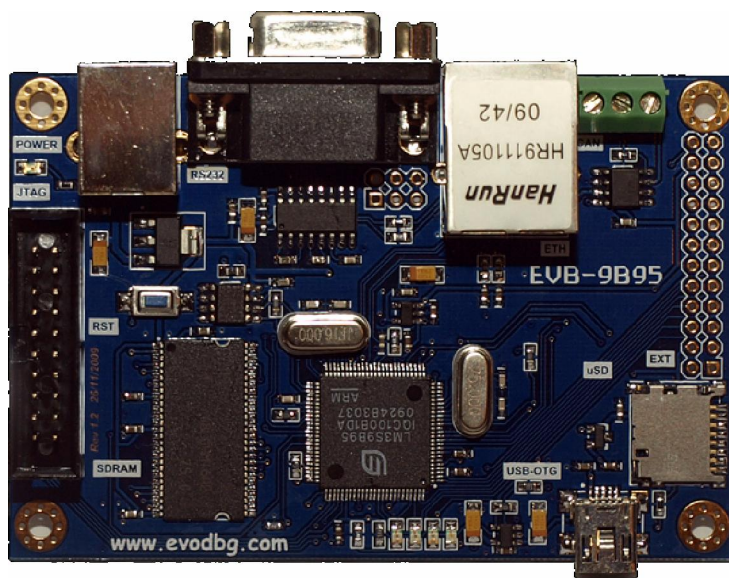


Рис. 7. Загальний вигляд плати EVB-9B95[4]

Програмне забезпечення створено на основі вільно розповсюджуваного і доступного стеку uIP, що реалізований на мові С. Він реалізує основні складові

стеку TCP/IP і вимагає мінімальних витрат пам'яті мікроконтролера. Типовий розмір коду займає біля декількох кілобайт, а RAM може використовувати кілька сотень байт пам'яті.

Переваги розробленої системи моніторингу блоків сонячних батарей:

- керуюча система не потребує дротового підключення до виконавчих пристроїв і датчиків, внаслідок чого з'являється можливість створення розподіленої системи керування;
- можливість швидкого і відносно простого розширення і модернізації системи;
- відсутня необхідність прокладки додаткової кабельної мережі для зв'язку компонентів системи;
- відсутність необхідності написання спеціального клієнтського програмного забезпечення (для керування системою можна використати стандартний Internet-браузер).

Використана література:

1. <http://gravicappa.com.ua/ua/technologies/solar-power-stations/103.html>
2. http://www.seobuilding.ru/wiki/Power_line_communication
3. Stellaris® LM3S9B92 Microcontroller, Datasheet
4. <http://www.evodbg.com/index.php>

УДК 681.3

ОРГАНІЗАЦІЯ ВІДДАЛЕНОГО МОНІТОРИНГУ ТЕХНІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ НА БАЗІ ВБУДОВАНОГО WEB-СЕРВЕРА CORTEX-M3.

Коваленко В.О., Богомазов С.А.

Національний технічний університет України
«Київський Політехнічний Інститут»

Необхідність моніторингу продиктована сучасними умовами ринку. З кожним днем виробничі і інші системи, що використовуються, стають складнішими. Кількість зв'язків в системах збільшується за експоненціальним законом. Зростає кількість і вірогідність виникнення збоїв, неправильної роботи устаткування, похибок у алгоритмах опрацювання різних ситуацій і просто вихід з ладу, що характеризується відхиленням інформативних показників від норми.

Моніторинг - це процес систематичного або безперервного збору інформації про параметри складного об'єкта або процесу для визначення тенденцій зміни параметрів. Цінність інформації визначається її достовірністю та оперативністю, з якою можливо отримати доступ до неї та провести необхідний аналіз даних. Актуальність і необхідність моніторингу зумовлена економічною доцільністю. Своєчасне виявлення відхилення від норми показників дозволяє проводити профілактичні заходи, що в разі дешевше за відновлення працездатності системи після її відмови. Окрім цього, завчасне виявлення неполадок дозволяє мінімізувати час простою виробничого процесу, що також суттєво позначається на економічній ефективності підприємства [1].

Отже, моніторинг технічних об'єктів є надзвичайно важливою і необхідною частиною сучасного процесу ефективного виробництва. Очевидно, що сучасна система моніторингу має бути універсальною і легко пристосовуватись до різних умов роботи і працювати з широким рядом вимірювальних параметрів, швидко монтуватись і за необхідності модернізуватись і розширюватись.

Щоб задовольнити наведені вимоги і не бути територіально прив'язаним до об'єкту контролю створюються системи віддаленого моніторингу, в яких датчики, що отримують первинну інформацію, знаходяться безпосередньо на об'єктах, стан яких контролюється, а робоче місце і оператор може знаходитись в іншому місці.

По типу каналу зв'язку, що використовується, системи віддаленого моніторингу підрозділяються на [2]:

- радіоканальні системи - застосовуються для моніторингу в першу чергу нетелефонізованих об'єктів, від яких єдиний спосіб передати інформацію - це радіозв'язок;
- системи моніторингу, що використовують як канал зв'язку провідні лінії міської телефонної мережі;
- системи моніторингу, що використовують GSM-канал. Одержали поширення в останні роки через простоту й доступність їхньої організації;
- системи моніторингу, що використовують канали передачі даних по Ethernet;
- багатоканальні системи моніторингу, в яких використовується кілька каналів передачі інформації.

Проаналізувавши існуючі технічні рішення створення систем віддаленого моніторингу технічних об'єктів, було вирішено розроблювати систему моніторингу блоків сонячних батарей, що використовує Ethernet канал для передачі даних у мережу Internet. Це дасть змогу оператору отримувати дані про стан об'єктів моніторингу з будь-якого місця, де є доступ до мережі Internet, використовуючи як клієнтський термінал персональний комп'ютер або будь-який інший пристрій, що має вбудований Web-браузер, наприклад мобільний телефон з підтримкою WAP або GPRS.

Переваги віддаленого моніторингу об'єктів через Internet:

- керуюча система не прив'язана просторово до виконавчих пристроїв і датчиків, внаслідок чого з'являється можливість створення розподіленої системи моніторингу;
- у більшості випадків відсутня необхідність прокладки додаткової кабельної мережі для зв'язку компонентів системи;
- відсутність необхідності написання спеціального програмного забезпечення (для керування системою можна використати стандартний Internet-браузер).

Донедавна єдиним можливим способом підключення електронних пристроїв до мережі Internet було використання спеціального комп'ютера (gateway computer, рис. 1), що займається трансляцією даних з Internet у внутрішню мережу керуючої системи відповідно до певного протоколу, а також, можливо, реалізує в собі частина функцій контролера.

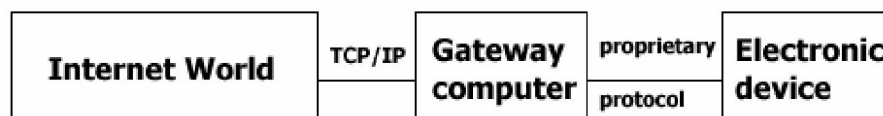


Рис. 1. Доступ до Інтернету через gateway computer

Але на сьогоднішній день, у зв'язку з значним розвитком і великою популярністю мікроконтролерної техніки, стало можливим створення систем віддаленого керування й моніторингу без використання спеціальних комп'ютерів (рис. 2). У цьому випадку блоки контролерів і датчиків підключаються до мережі або прямо, або через деякий базовий блок.

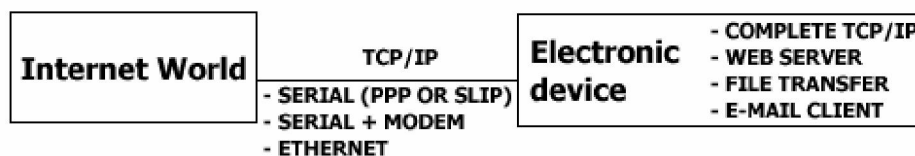


Рис. 2. Доступ до Інтернету напряму

Використовується два варіанти підключення мікроконтролерів до Internet [3]:

- підключення через послідовний порт (RS-232) з використанням протоколів PPP (Point to Point Protocol) або SLIP (Serial Line Internet Protocol); цей варіант найбільш популярний при розробці простих пристроїв, хоча для його реалізації й потрібна наявність комп'ютера в межах досяжності від контролера;
- підключення через Ethernet-інтерфейс (в основному 10Base-T); у якості інтерфейсних мікросхем можуть використовуватися, наприклад, CS8900A фірми Crystal Semiconductor або RTL8019AS й RTL8139B фірми Realtek.

В розробленій системі моніторингу реалізується підключення через Ethernet-інтерфейс. Для цього була використана плата EVB-9B95 (рис. 3) на базі контролера LM3S9B95 з ядром ARM Cortex-M3 фірми Texas Instruments [4]. Його перевагою є наявність вбудованого Ethernet-контролера, тобто для підключення до Internet не потрібно ніяких додаткових пристроїв. Також контролер має два 10-ти бітні АЦП, 256 кілобайт флеш-пам'яті, три UARTи з підтримкою IrDA і ISO 7816, інтерфейси USB та I2C [5].

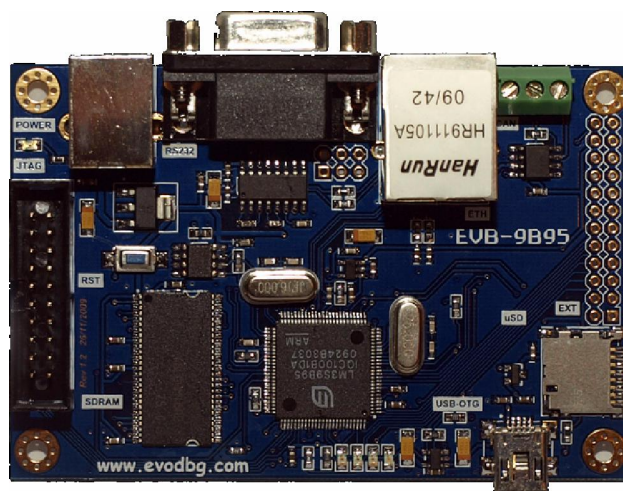


Рис.3. Плата EVB-9B95

Контролер виконує функції блоку збору і обробки інформації, а також вбудованого WEB-сервера, тобто отриманні дані від датчиків після попередньої обробки передаються до серверу збору даних і далі відображаються у зручному для сприйняття вигляді на Internet-сторінці.

Можливості використання даної плати в якості WEB-сервера показані в демонстраційній програмі. На рис. 4 зображено сенсорний дисплей, на якому відображається IP-адреса пристрою, його маска та шлюз.

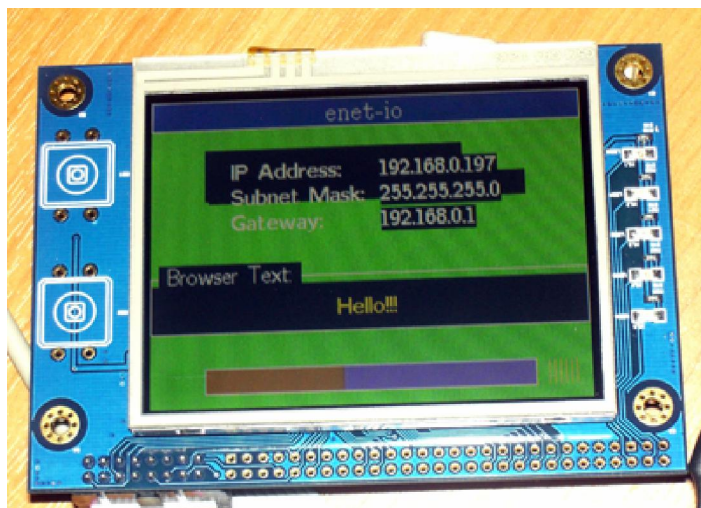


Рис. 4. Сенсорний дисплей

На рис. 5 зображено Internet -сторінку, через яку можна контролювати WEB-сервер.

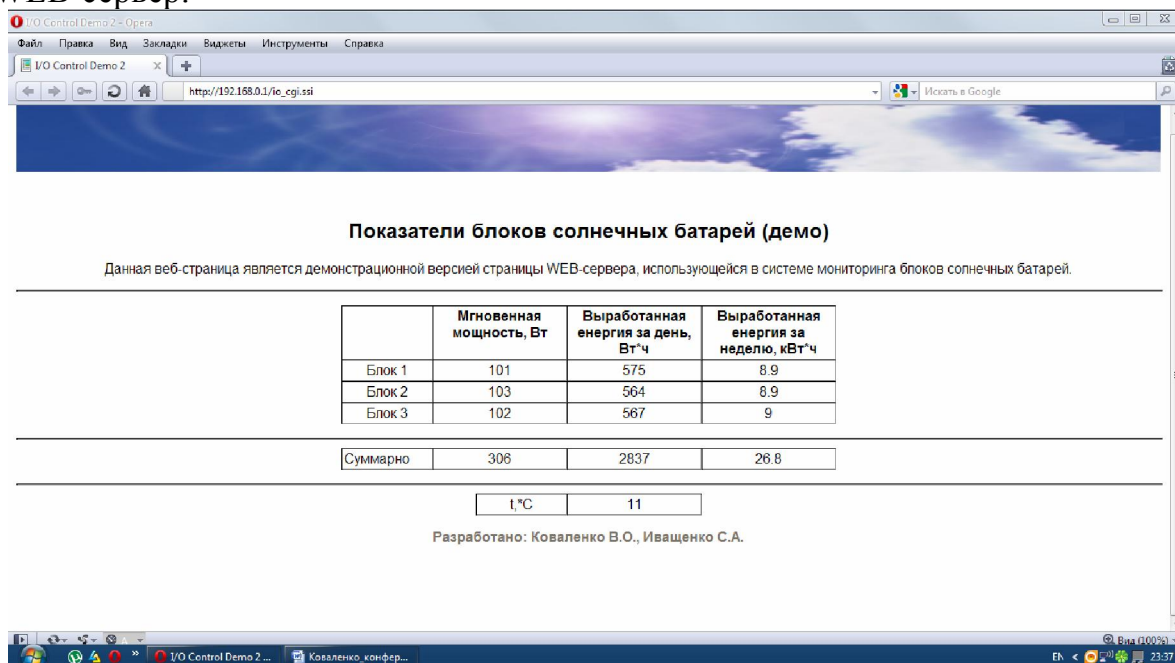


Рис. 5. Internet-сторінка системи моніторингу блоків сонячних батарей

Програмне забезпечення виконано і адаптовано до контролера LM3S9B95 з ядром ARM Cortex-M3 на основі відкрито розповсюджуваного стеку lwIP, який створений для реалізації стеку TCP/IP у вбудованих системах на базі мікроконтролерів з мінімальними витратами контролерних ресурсів [6].

Розроблене програмне забезпечення підтримує наступні користувацькі протоколи:

- протокол керування передачею (TCP);
- протокол передачі дейтаграм користувача (UDP);
- Інтернет-протокол (IP);
- протокол керування повідомленнями Інтернету (ICMP);
- протокол адресного розширення (ARP);
- Point-to-Point Protocol (PPP);
- протокол динамічної конфігурації вузла (DHCP).

Розроблена система моніторингу блоків сонячних батарей дозволяє отримати віддалений доступ до наступних параметрів системи:

- миттєве значення потужності, виробленої кожним блоком;
- вироблена енергія за добу кожним блоком;
- вироблена енергія за тиждень кожним блоком;
- сумарні значення цих параметрів для всіх блоків;
- температура навколишнього середовища.

Використана література

1. Грубник Р.Б. Дослідження проблем створення систем дистанційного моніторингу. // VII Міжнародна науково-технічна конференція, НТУУ „КПІ” м. Київ, 2009
2. <http://polyset.ru/article/st714.php>
3. <http://www.compress.ru/Archive/CP/2002/3/14/>
4. <http://www.evodbg.com/>
5. Stellaris® LM3S9B92 Microcontroller, Datasheet
6. Using the Stellaris® Ethernet Controller with Lightweight IP (lwIP), Application Note

СИСТЕМА МОНІТОРИНГУ БАГАТОМОДУЛЬНОЇ СОНЯЧНОЇ ЕЛЕКТРОСТАНЦІЇ НА БАЗІ PLC-ТЕХНОЛОГІЇ

Кокотенко Б.В., Дорофєєв П.М., Виноградов В.В., Богомазов С.А.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»

Протягом останніх років у світі стрімкими темпами розвивається використання альтернативних видів енергії, таких як енергії вітру, гідроелектроенергії, органічних видів палива та, насамперед, сонячної енергії. Зростання ефективності використання фотогальванічних панелей призвело до підвищення складності інших пристроїв, що входять до складу сонячних електростанцій – DC-AC інверторів, інтелектуальних лічильників електроенергії тощо. Це супроводжується збільшенням обсягів інформації, яку необхідно збирати та опрацьовувати, для забезпечення коректної та ефективної роботи системи. Для досягнення цієї мети застосовуються системи моніторингу, задачею яких є збір, обробка та зберігання інформації про стан окремих складових системи, контроль режимів роботи електростанції та представлення цієї інформації у форматі, зручному для користувача.

Особливо перспективним є створення багатомодульних розподілених електростанцій(рис. 1), що складаються з окремих сонячних панелей, до кожної з яких підключений мікроінвертор напруги. Даний підхід має ряд переваг:

- Кожен модуль є незалежним від системи, він може працювати при несправності решти модулів і навпаки – вихід з ладу одного модуля не призводить до зупинки всієї системи.
- Модулі об'єднуються між собою за напругою змінного струму, що призводить до помітної економії на з'єднувальних провідниках, якщо панелі знаходяться на значній відстані одна від одної.
- Кожен модуль можна використовувати як у складі системи так і окремо, для генерації напруги малої потужності.

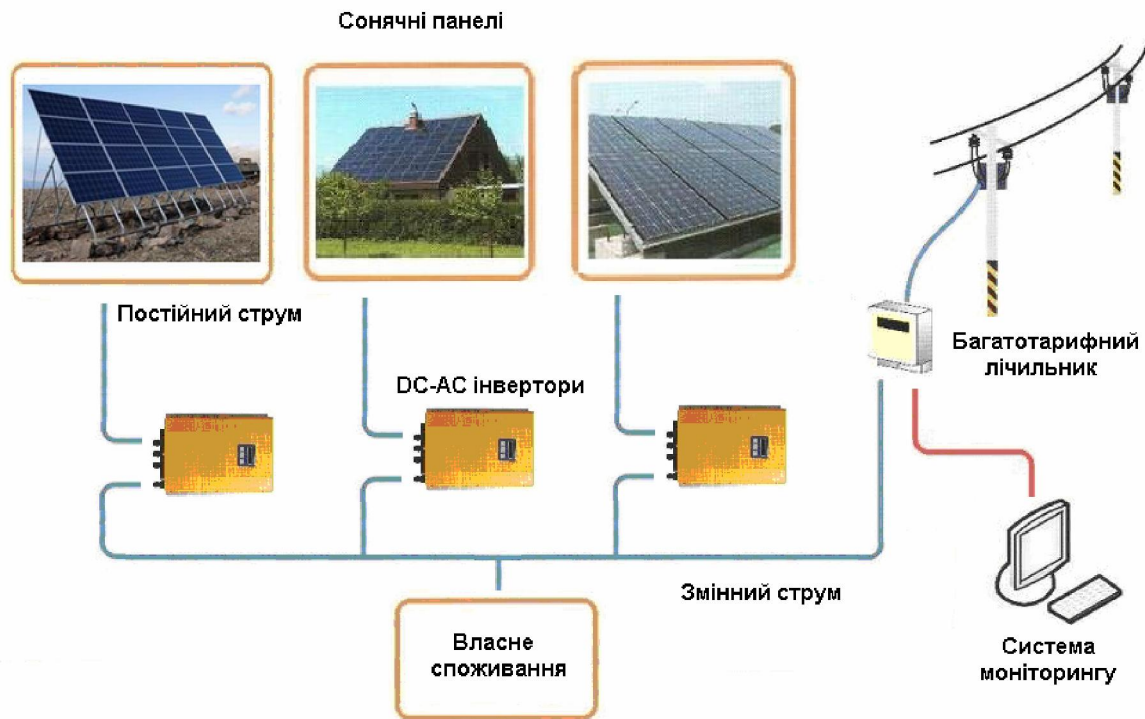


Рис.1. Структурна схема сонячної електростанції

У таких розподілених електростанціях виникає необхідність організації зв'язку між модулями та блоком збору даних для забезпечення їх синхронної роботи у складі, увімкнення або вимкнення окремих модулів залежно від режимів освітлення, характеристик зовнішньої мережі, омичного навантаження тощо. Використання провідних інтерфейсів зв'язку вимагає прокладення додаткових комунікаційних ліній, що є економічно недоцільним і ускладнює забезпечення герметичності модулів. Використання ж безпроводних інтерфейсів обмежене потужністю передавачів та необхідністю реєстрації радіочастот. Тому найдоцільнішим для обміну інформацією між модулями сонячної електростанції є використання Power Line Communication (PLC) – передачі даних безпосередньо по енергомережі.

Лінії електропередачі здавна використовуються для обміну диспетчерською інформацією між енерговузлами[1]. В наші дні PLC-технологія знаходить застосування в системах віддаленого збору даних лічильників, охоронних системах, системах автоматизації будівель. Ця технологія також може успішно використовуватися в системах моніторингу енергоблоків альтернативних джерел енергії, таких як сонячні або вітрові електростанції.

Основною перевагою PLC технології є відсутність потреби в прокладанні додаткових ліній комунікації між модулями електростанції завдяки використанню наявних ліній енергомережі. Це суттєво зменшує вартість системи, спрощує її розгортання, підвищує надійність в порівнянні з безпроводними технологіями зв'язку(ZigBee, Wi-Fi).

Багато виробників напівпровідникової техніки(Philips, STMicroelectronics, Maxim, TI) пропонують свої рішення для реалізації PLC, які базуються на використанні спеціалізованих мікросхем модемів. Принцип їх роботи полягає у високочастотній модуляції інформативного сигналу. Залежно від типу модуляції(S-FSK, DBPSK, OFDM) швидкість передачі варіюється від 1,2 до 500 Кбіт/с. Дальність передачі залежить від швидкості і досягає 1 км. Типова структурна схема PLC-модему(рис.2) складається з трьох основних частин:

- вхідна частина, забезпечує розв'язку з енергомережею та виділення високочастотної складової;
- апаратний драйвер (analog front-end), забезпечує фільтрацію і підсилення сигналів, що передаються та приймаються;
- мікросхема модему або DSP процесор, організує протокол передачі даних, а також відповідає за фізичну реалізацію передачі(формування несучої частоти, модуляція, демодуляція, цифрова фільтрація і т. д.).

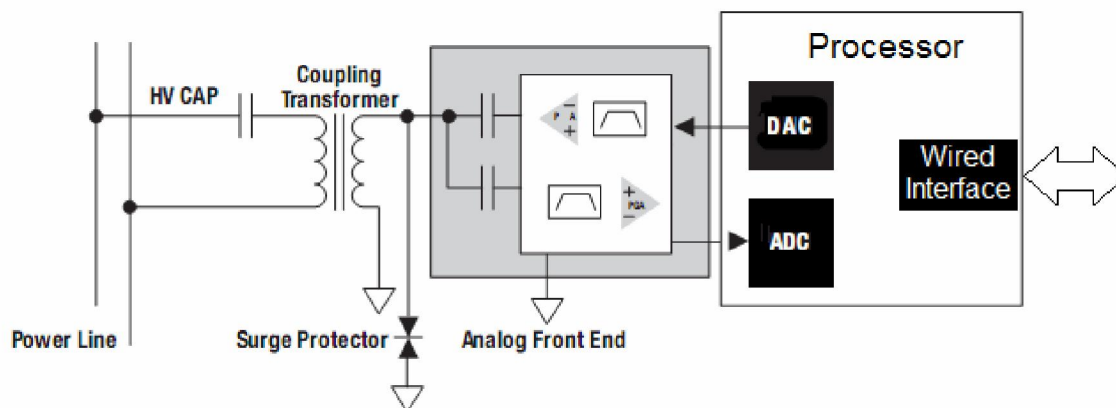


Рис. 2. Типова структурна схема PLC-модему

Проте, реалізація системи моніторингу на базі PLC-технології має певні труднощі. По-перше, високий рівень шумів в лінії електропередачі, а також значне ослаблення сигналу на високих частотах. Особливо це стосується вітчизняних силових комунікацій через їх низьку якість. По-друге, існують відмінності в стандартах країн (Cenelec, FCC, ARIB)[2], що обмежують максимальну потужність передачі та дозволений спектр частот. По-третє, вартість реалізації системи.

Враховуючи зазначені вище фактори розроблено систему на основі технологій компанії Texas Instruments[3]. В якості комунікаційної мікросхеми запропоновано DSP-процесори серії TMS320F28™. Перевагою даного рішення є те, що вибір типу модуляції, протоколу передачі і кодування даних повністю надається розробнику. Для реалізації програмного забезпечення розроблена програмна бібліотека, що підтримує основні стандарти(PRIME, G3, IEC61334) та спрощує створення системи. Це надає розробнику потужний інструмент для самостійного налаштування швидкодії та надійності залежно від специфічних

факторів середовища, що вкрай важливо в умовах вітчизняних побутових мереж. Щодо вартості, то мікроконтролери серії Piccolo від TI коштують значно дешевше мікросхем PLC-модемів.

Описана система реалізована на основі сигнального процесора TMS320F28035[4]. Даний процесор є найбільш привабливим для вирішення поставлених задач, оскільки має потужне ядро (ARM7 60 МГц) та необхідний набір периферії (High-Resolution PWM, 12-bit ADC), що дозволяє застосувати його як базову платформу для розробки DC-AC-інвертора з інтегрованим PLC-модулем.

Програмне забезпечення PLC-модуля виконано на базі технології LonWork, що використовує вузькосмугову схему модуляції (125-140 кГц, BPSK) та забезпечує надійний комунікаційний протокол. Швидкість передачі становить 5,5 кбіт/с, що цілком достатньо для поставленої задачі. Для генерації несучої частоти 132 кГц використовуються два ШІМ-модуля (рис. 3), виводи яких сумуються аналоговою схемою на операційному підсилювачі з фільтрацією вищих гармонік. Кожен біт передається протягом 24 періодів несучої частоти, після чого переривання перевстановлює виводи ШІМ відповідно до полярності наступного біту.

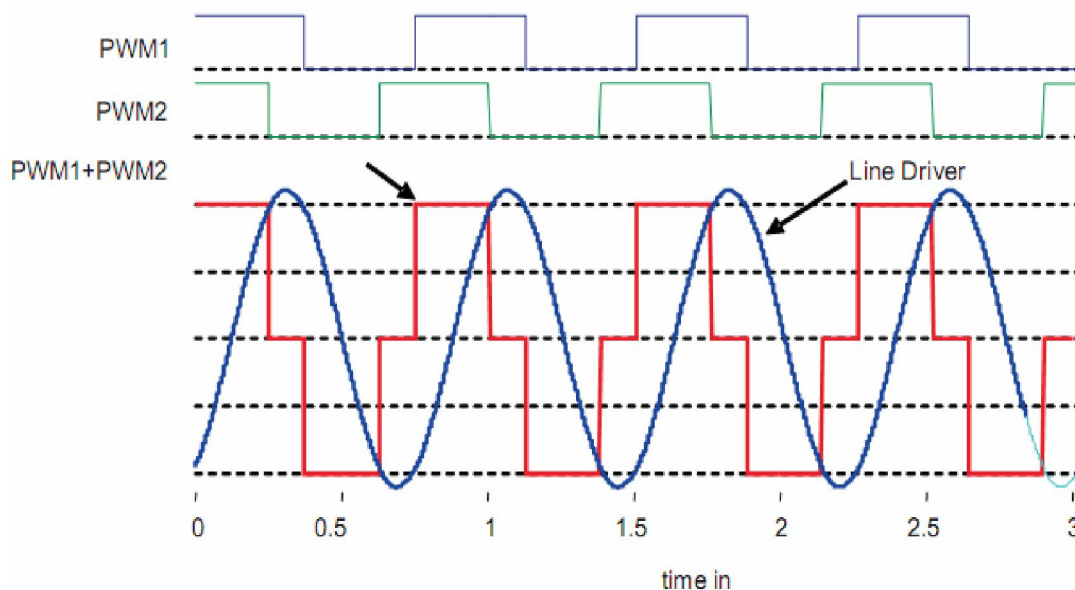


Рис. 3. Формування вихідного сигналу на базі двох ШІМ-модулів.

Для прийому сигналу береться вибірка на частоті $21/24$ від несучої. Таким чином виконується субдискретизація сигналу до частоти 16,5 кГц, що кратна трьом 5,5 кГц (частота бітрейту). Для демодуляції прийнятого сигналу застосовується цифровий кореляційний фільтр. Якщо фаза поточного бітового поля сходиться з попереднім, то вихід фільтру буде позитивний, інакше – негативний (рис. 4).

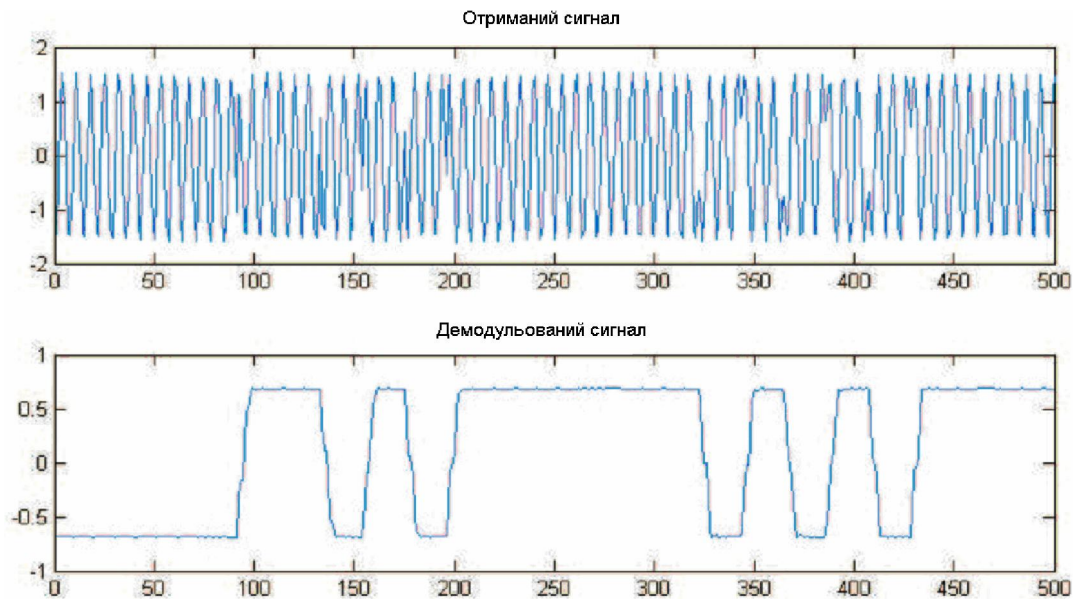


Рис. 4. Отриманий та демодульований сигнал.

Після того як пакет даних отримано і кожен біт виявлено, кожен байт даних декодується із 11-бітного слова, що містить старт-біт, стоп-біт, а також біт парності. Так дані переходять з фізичного рівня на MAC рівень. Якщо контрольна сума CRC, розрахована за отриманими даними, відповідає слову CRC, що міститься в отриманому пакеті, то повідомлення переходить з MAC/Link на Network рівень.

Головним елементом системи моніторингу сонячної електростанції є центральний модуль збору даних та управління енергоблоками. Проста система керування модулями може бути виконана на одному контролері

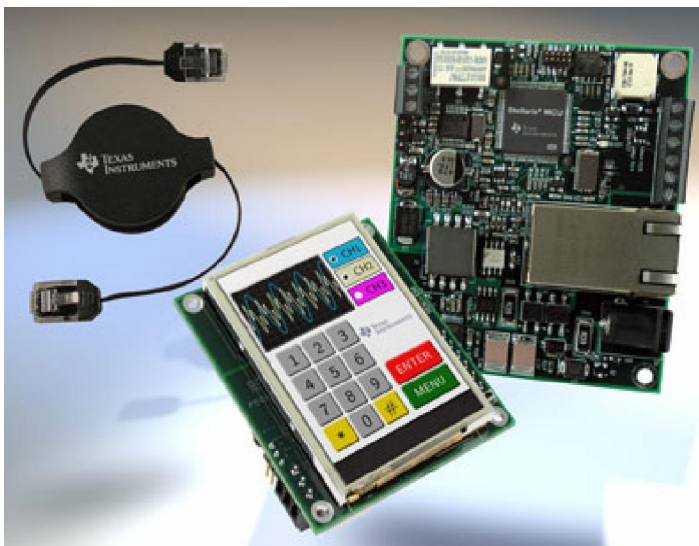


Рис. 5. Комплект для розробки центрального модуля системи на базі RDK-IDM.

компанії TI з використанням PLC-технології, дозволяє опитувати стан блоків

TMS320F28035, який одночасно виконуватиме функцію PLC-модему. Більш розвинута система з дисплеями, підрахунком виробництва/споживання електроенергії та врахуванням “зелених” тарифів може вимагати додаткового процесора, можливо з підтримкою Ethernet. В такому разі варто звернути увагу на **Stellaris CortexM3**(рис. 5).

Система моніторингу, що створена на базі комплекту RDK-IDM[5]

сонячної електростанції, звітувати про умови їх роботи(температуру, хмарність тощо), вести облік виробництва енергії, завантажувати оновлення програмного забезпечення системи та контролювати підключення блоків до мережі.

Література

1. *Рыжавский Г.Я.* Присоединение высокочастотных каналов к линиям высокого напряжения - 1978.
2. T J Sheppard 'Mains Communications- a practical metering system' 7th International Conference on Metering Applications and Tariffs for Electricity Supply pp 223-227 17-19 November 1992 (London UK: IEE 1992).
3. *Мирошниченко В.С., Пономаренко В.К.* О выборе параметров измерителей числовых характеристик случайных процессов // Радиоэлектроника; Изв. ВУЗ СССР, 1971, №7
4. *Мирошниченко В.С., Серпилин К.Л.* Погрешности от квантования при измерениях центральных моментов случайных процессов. – В кн.: Информационно-измерительные системы, Новосибирск, 1984
5. *Мирский Г.Я.* Аппаратурное определение характеристик случайных процессов.- М.: Энергия, 1982. – 320 с.
6. *Орнатский П.П.* Теоретические основы информационно-измерительной техники. – Киев: Вища школа, 1983 - 455 с.
7. *Цветков Э.И.* Основы теории статистических измерений.-2-е изд., перераб. и дополн.- Л.: Энергоатомиздат, 1986, 286 с.

УДК 621.311.6

ИМИТАТОР СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕИ

Шурпач С.А., Олексенко В.В, Полишко В.С.

Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт»

Одной из основных систем космического аппарата является система электропитания. Сбои в работе система электропитания приводят к нарушению работоспособности других систем, а при ее отказе к завершению срока активного существования космического аппарата. Для повышения надежности работы на орбите системы электропитания необходимо проводить наземные испытания, имитируя всевозможные режимы работы. Очевидно, что полная физическая имитация требует слишком больших затрат. Например, при использовании солнечной батареи (СБ) в качестве первичного источника энергии системы электропитания в наземных условиях требуется использование специальных стендовых устройств (мощных осветителей,

систем термостабилизации и др.) для обеспечения заданных условий освещенности и температуры, что экономически нецелесообразно и технически трудно осуществимо. Поэтому наряду с физическим моделированием стали развиваться и методы имитационно-физического моделирования, при котором отдельные компоненты системы электропитания заменяются эквивалентом (имитатором) [1,2].

Имитатор солнечных батарей (ИСБ) должен воспроизводит все возможные параметры выходного тока солнечных батарей (формировать выходную кривую I/V), основываясь на многообразии входящих условий, которым подвергается батарея, включая орбитальное вращение, осевое вращение, выравнивание осей, затмения, операции начала и завершения жизненного цикла. Имея возможность управлять всеми параметрами имитации панелей солнечных батарей в различных космических условиях, разработчик системы электропитания может на всех этапах исследований, экспериментальных отработок и испытаний всесторонне проверить конструктивные пределы, а также быстро в процессе производства тестировать энергетические системы космических аппаратов и связанную с ними электронику. При интеграции в испытательную систему потребителя ИСБ должен дистанционно управляться и адресоваться посредством стандартных интерфейсов RS-232, USB, Ethernet, GPIB.

На сегодняшний день ИСБ нашли очень широкое распространение, они применяются на всех стадиях создания и испытания системы электропитания космических аппаратов [3,4].

Эквивалентная схема и I/V характеристика солнечной батареи представлена на рисунке 1.

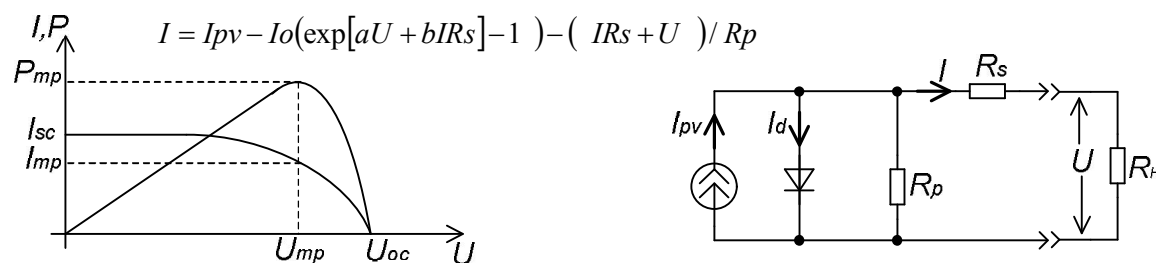


Рис .1. Эквивалентная схема солнечной батареи

Имитатор солнечной батареи должен формировать параметры выходной характеристики по следующей зависимости:

$$U = \left\{ \left[U_{oc} * \ln \left[2 - \left(\frac{I}{I_{sc}} \right)^N \right] \right] / \ln(2) - R_s * (I - I_{sc}) \right\} * 1 / (1 + R_s * I_{sc} / U_{oc}),$$

где

U_{oc} - максимальное программируемое напряжение разомкнутой цепи без нагрузки;

I_{sc} - максимальная программируемая сила тока короткого замыкания;

R_s - максимальное программируемое сопротивление последовательного соединения (настройка градиента потенциала в режиме напряжения);

N - коэффициент кривой (настройка крутизны в режиме силы тока).

В зависимости от типа СБ диапазон изменения выходных параметров ИСБ составляет: по напряжению от 24В до 75В и от 0.1А до 10А по току. Для точного определения точки максимальной мощности P_{mp} солнечной батареи погрешность воспроизведения напряжения должна быть не более 0,15% и 0,2% по току во всем динамическом диапазоне [4].

Структурная схема ИСБ приведена на рисунке 2. В состав ИСБ входит программируемый источник тока и напряжения ПИТН, блок измерения и контроля БИК, блок управления и связи БУС. Выход ИСБ подключается непосредственно к входу системы электропитания космического аппарата СЭКА. ПИТН представляет собой импульсный AC/DC преобразователь с ШИМ-управлением по напряжению U_{pwm} и току I_{pwm} . БИК предназначен для измерения выходного напряжения U_i и преобразования выходного тока ИСБ в напряжение U_i , а также для согласования с входным диапазоном измерения 0 ... 3В АЦП. Отличительной особенностью БИК является измерение выходного тока в шине высокого напряжения. БУС построен на базе DSP-микроконтроллера TMS320F28035 и обеспечивает вычислительную мощность, необходимую для вычисления выходной функции преобразования, для обмена информацией с системным компьютером по каналам передачи данных (RS-232, USB, Ethernet) и постоянного отслеживания состояния ИСБ.

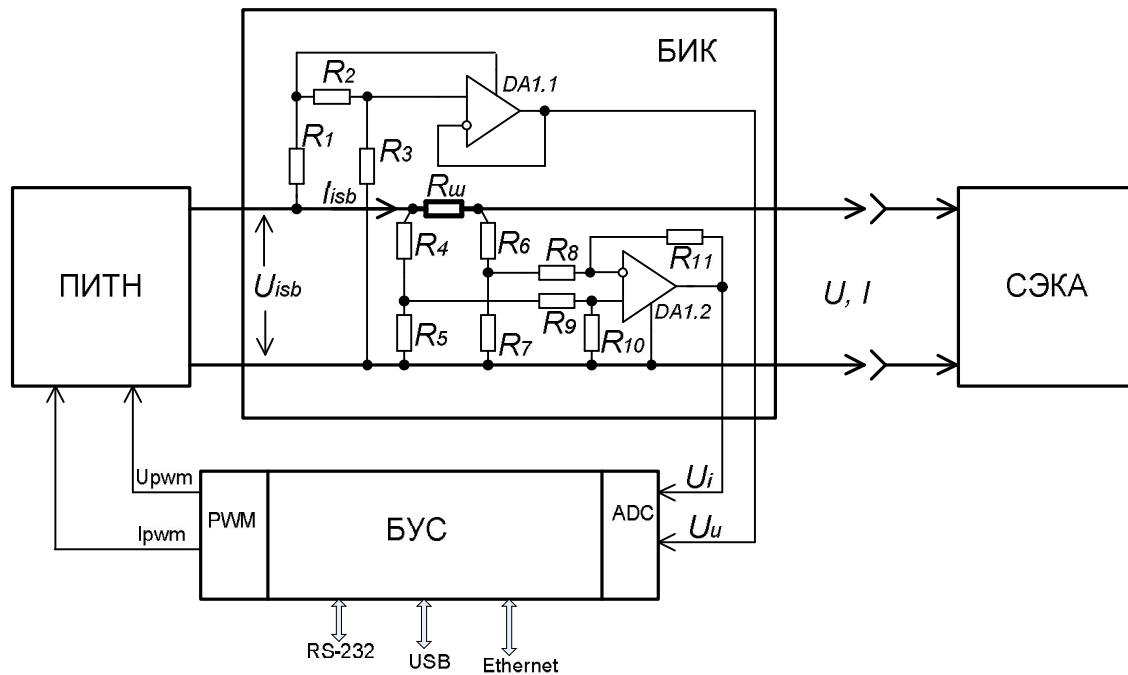


Рис. 2. Структурная схема имитатора солнечной батареи

Рассмотрим алгоритм работы БИК. Выходные напряжения БИК пропорциональные напряжению U_{isb} и току I_{isb} рассчитываются согласно следующим формулам:

$$U_u = U_{isb} * R_3 / (R_1 + R_2), \quad (1)$$

$$U_i = U_{isb} * (\alpha_1 * K_1 - \alpha_2 * K_2) + \alpha_2 * K_2 * I_{isb} * R_u, \quad (2)$$

где α_1 , α_2 - коэффициенты передачи делителей R_4, R_5 и R_6, R_7 соответственно; K_1 , K_2 - коэффициенты усиления по неинвертирующему и инвертирующему входу дифференциального усилителя DA1.2 соответственно; R_u - сопротивление шунта.

Напряжения U_u и U_i должны находиться в диапазоне положительного входного напряжения АЦП 0 ... 3В. Следовательно, из (2) находим условие работы БИК в режиме измерения тока:

$$\alpha_1 * K_1 \geq \alpha_2 * K_2, \quad (3)$$

При выполнении условия равенства в (3) получим линейную зависимость выходного напряжения U_i от тока I_{isb} . На практике, условие равенства добиться очень трудно. При выполнении условия $\alpha_1 * K_1 > \alpha_2 * K_2$ сохраняется работоспособность БИК, но возникает нелинейность, которая зависит от

напряжения U_{isb} . Для устранения нелинейности в ИСБ предусмотрен режим калибровки. В режиме холостого хода, $I_{isb} = 0$ и $U_{isb} = U_{isb0}$, в соответствии с (2) получим:

$$U_{i1} = U_{isb0} * (\alpha_1 * K_1 - \alpha_2 * K_2) \quad (4)$$

Из уравнения (4) находим первый поправочный коэффициент A_1 :

$$A_1 = (\alpha_1 * K_1 - \alpha_2 * K_2) = U_{i1} / U_{isb0}, \quad (5)$$

В режиме номинального тока, $I_{isb} = I_{isb0}$ и $U_{isb} = U_{isb0}$, в соответствии с (2) получим:

$$U_{i2} = U_{isb0} * A_1 + \alpha_2 * K_2 * R_{ui} * I_{isb0} \quad (6)$$

Из уравнения (6) находим второй поправочный коэффициент A_2 :

$$A_2 = (U_{i2} - U_{isb0} * A_1) / I_{isb0} \quad (7)$$

Из уравнения (2) с учетом (5) и (7) получим:

$$I_{isb} = (U_i - U_{isb} * A_1) / A_2$$

Предложенный алгоритм реализован в макете ИСБ на базе импульсного источника питания ВУР60В/15А в качестве ПИТН и отладочного макета КБА-ОМ28035 в качестве БУС позволил получить погрешность задания напряжения на уровне 0,15% и тока 0,2%.

Литература

1. Ю.А. Кремзуков. Исследование динамических характеристик имитатора солнечной батареи ИБС-300/25. - Известия Томского политехнического университета. 2008. Т. 312. № 4
2. Ю.М. Казанцев, Ю.А. Кремзуков. Автоматизированная система контроля энергопреобразующей аппаратуры системы электропитания космического аппарата. - Известия Томского политехнического университета. 2009. Т. 314. №

УДК 621.398:621.316

ЗАСТОСУВАННЯ ВЕЙВЛЕТ-ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ ДЛЯ
ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЯКОСТІ
ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

Системи енергозабезпечення на сучасному етапі розвитку характеризуються насиченістю потужних нелінійних споживачів, які вносять спотворення в електричну мережу і тим самим погіршують якість електричної енергії. До таких споживачів належать: вторинні джерела живлення, що мають у своєму складі інвертори і конвертори напруги; асинхронні і синхронні двигуни з керованою швидкістю обертання; дугові сталеплавильні печі тощо.

У той же час електричні системи насичуються високоточними і чутливими споживачами, у яких підвищені вимоги до спотворень у мережі. Підвищений інтерес до проблем якості електроенергії обумовлений такими причинами:

- сучасне електричне обладнання укомплектовано пристроями силової електроніки, які використовують мікропроцесори і мікроконтролери. Такі пристрої породжують багато проблем щодо якості електроенергії і у той же час є дуже чутливими до неї;
- у сучасній промисловості широко використовується високоефективне електричне устаткування, наприклад точні приводи і виконавчі пристрої, конденсатори для підвищення коефіцієнта потужності, збої у роботі і порушення режимів функціонування яких призводить до великих економічних втрат;
- складна взаємодія сучасних систем призводить до дуже тяжких наслідків, якщо хоча б один з пристроїв системи дає збої. Більше того, сучасне складне електричне обладнання, яке дуже чутливе до якості споживаної електричної енергії, якраз і призначено для підвищення стабільності, надійності і ефективності промислових установок;
- істотне зростання у енергозабезпечення вбудованих генераторів і відновлювальних джерел енергії, які створюють нові проблеми щодо якості електроенергії; введення конкуренції на ринку електроенергії дає право користувачам вимагати високої якості електроенергії від постачальників.

З метою поліпшення якості електроенергії потрібно здійснювати постійний моніторинг систем енергозабезпечення. Моніторинг і аналіз мусять виявити і класифікувати порушення у роботі електричних систем.

Одним з найбільш важливих питань в задачах підвищення якості електроенергії є виявлення і класифікація порушень роботи системи в автоматичному режимі і ефективним способом.

На якість електроенергії впливають дві категорії причин:

- спотворення форми напруги живлення;

- відхилення параметрів від нормальних в усталеному режимі роботи системи.

Якість електроенергії нормується міжнародними [1, 2, 3] і вітчизняними стандартами [4, 5].

У цих стандартах спотворення (Events or Disturbances) і відхилення від норми (Steady-State Variations) класифікуються залежно від виду спотворень (зниження або підвищення напруги, переривання напруги, імпульсні спотворення тощо), тривалості спотворень, характеру спотворень (миттєве чи коливальне спотворення) тощо.

Якість електроенергії багато у чому визначається спотворення форми кривих напруги і струму, тобто відхиленням їх форми від синусоїдальної.

Вітчизняний стандарт [5] встановлює два показника (параметра) спотворення форми кривої напруги:

коефіцієнт спотворення синусоїдності кривої напруги K_U , який обчислюється за формулою

$$K_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} U_{(n)}^2}}{U_{(1)}} \quad (1)$$

де $U_{(1)}$ — діюче значення першої (основної) гармоніки;
 $U_{(n)}$ — діюче значення n-ої гармоніки;

коефіцієнт n-ої гармонічної складової напруги, який обчислюється за формулою

$$K_{U(n)} = \frac{U_{(n)}}{U_{(1)}} \cdot 100 \quad (2)$$

Міжнародний стандарт [3] встановлює такі показники спотворення форми кривої напруги:

- зміщення (DC offset), тобто постійну складову;
- рівень гармонік;
- рівень інтергармонік, тобто складових напруги чи струму, частота яких не кратна основній частоті;
- періодичні імпульси оберненої полярності (notching) “зарубки”;
- шум.

Для визначення показників якості електроенергії використовуються різні методи і способи обробки сигналів.

Середнє квадратичне значення (RMS — Root Mean Square) напруги або струму. Використання середнього квадратичного значення напруги чи струму для оцінки показників якості електроенергії дає змогу відслідковувати зміни цього параметра у часі і відзначається простотою, великою швидкістю і незначними вимогами до параметрів пристроїв пам'яті. До недоліків цього методу слід віднести залежність точності вимірювання від інтервалу

визначення, неможливість розділити інформацію про основну складову сигналу від вищих гармонік і шуму. Крім того, за допомогою середнього квадратичного значення неможливо оцінити спотворення сигналу.

Одним з найважливіших показників якості електроенергії є ступінь спотворення форми напруги живлення і струму споживання. Ці спотворення проявляються, зокрема, у збагаченні спектру сигналу вищими гармоніками. Для оцінки амплітуди і фази основної складової сигналу, а також амплітуд і фаз вищих гармонік широко застосовується спектральний аналіз сигналів, що реалізує перетворення Фур'є. Широке поширення цифрових пристроїв обробки сигналів, зокрема мікропроцесорів і сигнальних процесорів дає змогу реалізувати процедуру дискретного перетворення Фур'є (DFT — Discrete Fourier Transform), зокрема за вискоефективним алгоритмом швидкого перетворення Фур'є (FFT — Fast Fourier Transform). За допомогою реалізації цього алгоритму інформативний сигнал перетворюється із області часу у частотну область, що дає змогу розрізнити основну (першу) гармоніку і вищі гармоніки спотвореного сигналу, а також виміряти їхні амплітуди частоти і фази із достатньою точністю. Роздільну здатність аналізу по частоті можна підвищити, застосовуючи різні вагові функції (вікна), наприклад Хенінга, Хемінга, Кайзера тощо.

До недоліків перетворення Фур'є, зокрема дискретного перетворення Фур'є, слід віднести його здатність аналізувати відносно вузький клас сигналів, а саме сигнали у стаціонарному режимі. Короткотермінові зниження чи підвищення напруги, імпульсні спотворення форми, сигнали у перехідних режимах роботи залишаються поза сферою застосування цього методу. Інакше кажучи, аналіз сигналів за допомогою перетворення Фур'є має лише роздільну здатність по частоті і не має роздільної здатності по часу.

Щоб усунути цей недолік застосовують аналіз за допомогою так званого короткотермінового перетворення Фур'є (STFT — Short Time Fourier Transform). За допомогою короткотермінового перетворення Фур'є сигнал розкладається на складові на короткому інтервалі часу. Зміщуючи цей інтервал аналізу вздовж осі часу, можна отримати спектральний склад сигналу у різні моменти часу. Зміщення інтервалу аналізу відносно початкового моменту часу можна здійснювати як неперервно, так і дискретно, через певні проміжки часу.

Якщо сигнал нестаціонарний, то зміщенням інтервалу аналізу можна виявити зміну спектрального складу сигналу у часі. Таким чином, за допомогою короткотермінового перетворення Фур'є можна здійснити представлення нестаціонарного сигналу у частотно-часовій області, а це значить, що короткотермінове перетворення Фур'є має роздільну здатність як по частоті, так і по часу.

За допомогою короткотермінового перетворення Фур'є можна аналізувати імпульсні і перехідні спотворення в електричних мережах, визначати їх амплітуду, тривалість, початкові і кінцеві моменти.

Функціональні можливості короткотермінового перетворення Фур'є обмежує здатність аналізувати спектральний склад сигналів на інтервалі, однаковому для всіх частот, тобто роздільна здатність по частоті однакова для всього діапазону частот.

Для вирішення багатьох проблем якості електроенергії потрібно адаптувати роздільну здатність по частоті і по часу до типу і властивостей сигналу. Таку можливість дає вейвлет-аналіз сигналів на основі вейвлетного перетворення (Wavelet Transform).

Вейвлетне перетворення сигналів — це розкладання сигналів на складові за допомогою спеціальної функції, яка дістала назву вейвлета. Вейвлет (Wavelet) у перекладі з англійської означає «маленька хвилька».

Вейвлетне перетворення сигналу $x(t)$ математично описується таким інтегральним перетворенням

$$WT(s, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi_{s, \tau}(t) dt \quad (3)$$

де $\psi_{s, \tau}(t)$ — вейвлет, спеціальна вагова функція виду

$$\psi_{s, \tau}(t) = |s|^{-1/2} \psi\left(\frac{t - \tau}{s}\right) \quad (4)$$

$\psi(t)$ — базова функція перетворення, або так звана материнська функція, середнє значення якої дорівнює нулю

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0 \quad (5)$$

і енергія якої обмежена і нормована

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi^2(t) dt = 1 \quad (6)$$

Залежно від параметра s масштабу (scale) змінюється тривалість материнської функції, тобто материнська функція $\psi(t)$ може бути розтягнута ($s > 1$), або стиснута ($s < 1$). Розтягнутий варіант материнської функції відповідає нижнім частотам діапазону і високій роздільній здатності по частоті, а стиснутий — верхнім частотам діапазону і низькій роздільній здатності по частоті. З іншого боку, розширений інтервал аналізу, тобто розтягнутий варіант материнської функції відповідає низькій роздільній здатності по часу, а стиснутий — високій роздільній здатності по часу.

Тривалість Δt будь-якого сигналу, у тому числі і материнської функції, у часі і частотний діапазон $\Delta \omega$ цього сигналу пов'язані принципом невизначеності Гейзенберга

$$\Delta t \cdot \Delta \omega \geq \frac{1}{2} \quad (7)$$

Відповідно до принципу невизначеності одночасно збільшувати роздільну здатність і по частоті і по часу можна лише до певної межі. Роздільна здатність по частоті вейвлетного перетворення обернено пропорційна роздільній здатності по часу.

Параметр $\square$ відповідає зміщенню материнської функції у часі відносно початкового моменту. Змінюючи цей параметр і переміщуючи інтервал аналізу вздовж нестационарного сигналу, можна аналізувати змінний спектральний склад сигналу у будь-який момент часу.

Визначення показників якості електроенергії, зокрема показників спотворення форми кривих напруги і струму за допомогою вейвлетного перетворення дасть змогу визначити не тільки значення цих показників, а й часові характеристики: момент появи і момент закінчення дії окремої складової, тривалість цієї дії, тощо. Така інформація дуже важлива для моніторингу систем енергопостачання, а саме для класифікації спотворень і виявленні на основі цієї класифікації ймовірних причин спотворень.

Виконання апаратної реалізації вейвлетного перетворення сигналів (3) потребує виконання операцій множення сигналів і інтегрування добутку цих сигналів. Ці операції доцільно реалізувати гібридним способом: дискретні значення вагової функції (вейвлета) зберігати у цифровому виді у пам'яті; у якості перемножувача значень вейвлета на вхідний сигнал використати цифроаналоговий перетворювач; інтегратор добутку вейвлета на вхідний сигнал побудувати на операційному підсилювачі.

Застосування вейвлетного перетворення і апаратна його реалізація для визначення показників якості електричної енергії дасть змогу підвищити роздільну здатність спектрального аналізу по частоті і по часу, що у свою чергу підвищить якість класифікації спотворень і дасть змогу виявити ймовірні причини такий спотворень.

Література

1. IEC 61000 1990 Electromagnetic Compatibility
2. IEEE Std 1459-2010: "IEEE Trial-use standard definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, non sinusoidal, balanced or unbalanced conditions" – IEEE Standard, September 2010.
3. IEEE Std 1159-1995 IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality – IEEE Standard, 1995.
4. ГОСТ 23875-88 «КАЧЕСТВО ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ. Термины и определения»
5. ГОСТ 13109-97 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

Синицкий О.П., Ткач А.П.

Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт»

Одной из важнейших задач развития измерительных технологий является создание аппаратуры, которая имеет высокую точность, широкий динамический и частотный диапазоны входных величин при этом простую электрическую схему. Рассмотрим особенности разработки схемных решений ваттметров.

Измерение мощности производится в очень широком частотном диапазоне: от постоянного тока до крайне высоких частот (десятки и сотни гигагерц). Приборы для СВЧ и КВЧ диапазонов имеют свою специфику и здесь рассматриваться не будут.

Способы улучшения метрологических характеристик, которые мы рассмотрим ниже, могут быть реализованы при создании измерителей электрической мощности для диапазона низких, средних и частично высоких частот. В этом диапазоне измерение мощности широко используется в энергетике, а также при проведении исследований и контроле технологических процессов в весьма слаботочных цепях при определении потерь холостого хода трансформаторов, мощности потребления микродвигателей, диэлектрических потерь конденсаторов, потерь в изоляции силовых кабелей и трансформаторов, определении добротности катушек индуктивности и дросселей, потерь в сердечниках из феррита и других высококачественных магнитных материалов, потерь в образцах из различных листовых магнитомягких материалов (электротехнические стали, специальные сплавы) и т.д.

Для вышеуказанных сфер применения измерители электрической мощности должны иметь высокую чувствительность, точность, работать в широком диапазоне частот. Однако, при одновременном улучшении этих параметров ваттметров возникают следующие трудности. При расширении частотного диапазона цепей, в которых измеряется мощность ваттметров резко возрастают погрешности, вызываемые фазовой неидентичностью каналов, разделенных в пространстве. А при измерениях в маломощных цепях, возрастает значение относительной погрешности от собственного потребления мощности входными цепями ваттметра. Так, например, в [1] определены значения относительных погрешностей для ваттметров проходящей мощности с входным активным сопротивлением $R_{BX} = 100 \text{ кОм}$. Значения относительной погрешности для одного из приемлемых вариантов значений входных цепей приведены в таблице 1.

Таблица1 – Значение относительных погрешностей от собственного потребления мощности входными цепями ваттметра в процентах

$\begin{matrix} U_H, B \\ I_H, mA \end{matrix}$	100	10	1
1000	0,1	0,01	0,001
100	1	0,1	0,01
10	10	1	0,1
1	100	10	1
0,1	1000	100	10

В таблице обозначено: U_H - напряжение на нагрузке, потребляемая активная мощность которой измеряется; I_H - ток через эту нагрузку.

Как видно из приведенной таблицы, относительные погрешности от собственного потребления мощности ваттметром при маломощных нагрузках могут достигать очень больших значений, что делает применение ваттметров в некоторых режимах измерений невозможным.

Разработке основных способов построения измерительных устройств на основе избыточных измерений с использованием структурных методов повышения точности посвящены научные труды таких ученых, как Орнатский П.П., Туз Ю.М. [2], Кондратов В.Т. [3,4], Скрипник Ю.А., Бенин В.Л., Кизилев В.У. и др. В последние годы имеется ряд публикаций посвященных вопросам улучшения метрологических характеристик электронных ваттметров [1,5,6,7] и, к примеру, в работах [1,6] были предложены схемные решения и алгоритмы, позволяющие повышать точность ваттметров.

Однако, в предложенном схемном решении [1] корректировалась только одна составляющая суммарной погрешности – погрешность от собственного потребления мощности. Правда, самая существенная для рассматриваемой группы ваттметров. Во второй предложенной схеме ваттметра [2], наряду с коррекцией погрешности от собственного потребления мощности, было до минимума сокращено количество активных элементов в каналах, разделенных в пространстве, что позволило уменьшить очень существенную составляющую погрешности ваттметров – погрешность из-за фазовой неидентичности этих каналов. По мнению авторов, эта составляющая погрешности является также очень существенной для ваттметров, работающих в широком диапазоне частот, что подтверждается рядом литературных источников. Однако, как часто бывает в подобных случаях, новое схемное решение наряду с существующими положительными свойствами, имеет и некоторые недостатки. В предложенной схеме [2] имеется во входных цепях четыре коммутирующих элемента, управляемых микропроцессором. Так как идеальных ключей, как электронных, так и электромеханических не существует, то отличие значения сопротивления замкнутого ключа от нуля и разомкнутого от бесконечности будет вносить

погрешность. Предложенное в данной статье схемное решение позволяет уменьшить количество коммутаторов с четырех до одного.

Предлагаемая структурная схема цифрового ваттметра приведена на рисунке 1.

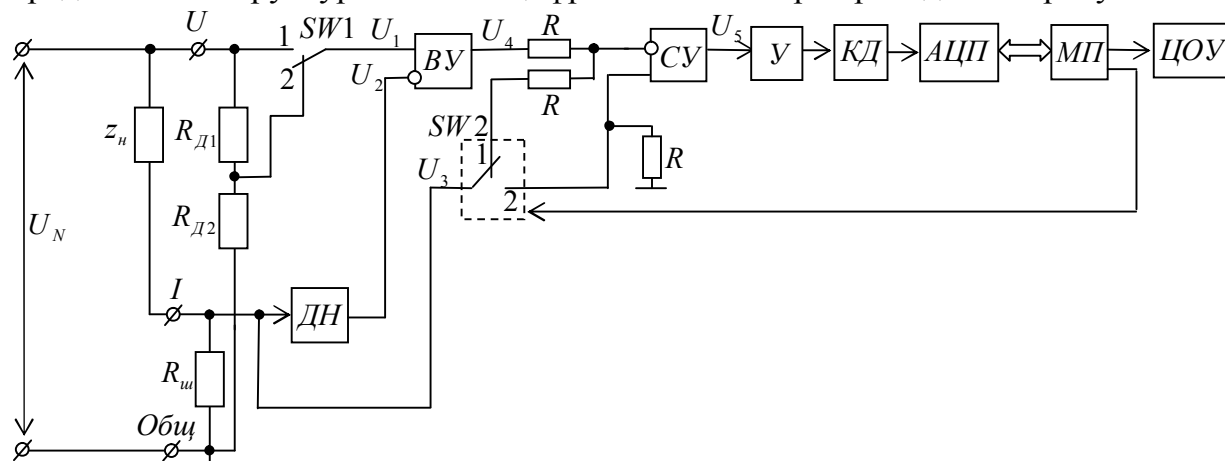


Рис.1. Структурная схема ваттметра

На рисунке обозначено:

z_n - нагрузка, потребляемая мощность которой измеряется;

U - источник напряжения, питающий нагрузку;

$R_{д1}, R_{д2}$ - входной делитель напряжения в параллельной цепи ваттметра;

$SW1$ - переключатель пределов по напряжению;

$SW2$ - переключатель входных цепей, который управляется микропроцессором МП;

$R_{ш}$ - шунт в последовательной цепи ваттметра (здесь показан однопределный по току ваттметр, в реальном приборе шунтов несколько и они переключаются);

ВУ - вычитающий усилитель;

СУ - суммирующий усилитель (он производит суммирование или вычитание входных сигналов в зависимости от положения переключателя $SW2$);

ДН - делитель напряжения, коэффициент деления которого переключается переключателем пределов по напряжению $SW1$;

У - усилитель переменного напряжения;

КД - квадратичный детектор;

АЦП - аналогово-цифровой преобразователь;

МП - микропроцессор;

ЦОУ - цифровое отсчетное устройство;

$U, I, Общ$ - входы ваттметра.

В данной схеме происходит выделение напряжения, пропорционального погрешности от собственного потребления мощности и подача его в противофазе в цепь содержащую напряжение пропорциональное информационному параметру и напряжение пропорциональное погрешности. Такие схемные решения позволяют одновременно расширить частотный

диапазон измеряемой величины, так как параллельную цепь ваттметра можно сделать не столь высокоомной, но более широкополосной, а последовательную цепь не столь низкоомной (например, более 0,001 Ома), что также увеличит ее широкополосность.

Прибор построен с использованием разновременного преобразования и работает в два такта. Переход от схем с разделением каналов в пространстве к схемам с разделением каналов во времени позволяет также расширить частотный диапазон, так как в таких схемах важна передача сигнала только по уровню, а фазовые сдвиги на результат измерения не влияют.

В первом такте переключатель $SW2$ устанавливается микропроцессором МП в положение 1. Суммарное напряжение, снимаемое с делителя $R_{д1}R_{д2}$ будет равно:

$$U_1 = m \cdot (U_n + I_n \cdot R_{ш}),$$

где U_n - напряжение на нагрузке;

I_n - ток нагрузки;

m - коэффициент деления входного делителя напряжения,

$$m = \frac{R_{д2}}{R_{д1} + R_{д2}};$$

$I_n \cdot R_{ш} = U_3$ - напряжение, снимаемое с шунта.

На второй вход вычитающего усилителя ВУ подается напряжение, снимаемое с шунта и прошедшее через делитель ДН. Коэффициент деления ДН устанавливается переключателем пределов по напряжению $SW1$ и также равен m . Таким образом:

$$U_2 = m \cdot I_n \cdot R_{ш}.$$

На выходе вычитающего усилителя ВУ будет напряжение:

$$U_4 = U_1 - U_2 = m \cdot U_n.$$

А на выходе суммирующего усилителя СУ установится напряжение:

$$U_5 = U_4 + U_3 = m \cdot U_n + I_n \cdot R_{ш}.$$

Так как нас не интересует фаза напряжения на выходе СУ, то знак минус перед U_4 и U_3 мы не ставим.

Это напряжение проходит через усилитель, квадратичный детектор, АЦП и в виде кода записывается в оперативную память микропроцессора МП, как результат преобразования в первом такте.

Значение записываемого кода в первом такте будет:

$$N_1 = U_5 \cdot K_y \cdot K_{кд} \cdot K_{АЦП},$$

где $K_y, K_{кд}, K_{АЦП}$ - коэффициенты преобразования соответствующих блоков.

Во втором такте переключатель $SW2$ устанавливается микропроцессором в положение 2, при этом усилитель СУ переходит из режима суммирования в режим вычитания входных напряжений и на его выходе будет напряжение:

$$U_5' = U_4 - U_3 = m \cdot U_n - I_n \cdot R_{ш}.$$

Как и в первом такте, при написании выражений для U_5 , считаем, что $K_{BY} = K_{CY} = 1$ и для удобства восприятия формул не ставим знак минус перед U_4 и U_3 , что является вполне корректным.

Соответственно, значение записываемого кода во втором такте будет:

$$N_1 = U_5' \cdot K_Y \cdot K_{KD} \cdot K_{ЛЦП}.$$

Далее микропроцессор производит операцию вычитания и направляет результат на цифровое отсчетное устройство:

$$N_P = N_1 - N_2 = k \cdot (m \cdot U_n + I_n \cdot R_w)^2 - k \cdot (m \cdot U_n - I_n \cdot R_w)^2 = 4 \cdot k \cdot m \cdot U_n \cdot I_n \cdot R_w = k_1 \cdot P.$$

Таким образом, в работе прибора использован сумма-разностный метод измерения мощности. Но особо следует отметить то, что в результат измерения не входит погрешность из-за собственного потребления мощности входными цепями ваттметра.

Проанализируем влияние аддитивных и мультипликативных погрешностей блоков ваттметра на результат измерения. Для этого запишем уравнения преобразования с учетом погрешностей:

$$N_1 = [(m \cdot U_n + I_n \cdot R_w + \Delta U_1)^2 \cdot K_{01}^2 \cdot (1 + \gamma_1)^2 + \Delta U_2] \cdot K_{02} \cdot (1 + \gamma_2),$$

где $\Delta U_1, \Delta U_2$ - абсолютные аддитивные погрешности блоков, расположенных соответственно до квадратора и после него в первом такте;

K_{01}, K_{02} - коэффициенты преобразования блоков, стоящих соответственно до квадратора и после него;

γ_1, γ_2 - мультипликативные погрешности блоков, стоящих до и после квадратора соответственно.

$$N_2 = [(m \cdot U_n - I_n \cdot R_w + \Delta U_3)^2 \cdot K_{01}^2 \cdot (1 + \gamma_1)^2 + \Delta U_2] \cdot K_{02} \cdot (1 + \gamma_2),$$

где ΔU_3 - аддитивная погрешность блоков, расположенных до квадратора во втором такте.

Результат измерения будет равен:

$$N_P = N_1 - N_2 = [4 \cdot m \cdot U_n \cdot I_n \cdot R_w + \Delta U_1^2 - \Delta U_3^2 + 2 \cdot \Delta U_1 \cdot (m \cdot U_n + I_n \cdot R_w) - 2 \cdot \Delta U_3 \cdot (m \cdot U_n - I_n \cdot R_w)] \cdot K_{02} \cdot (1 + \gamma_2) \cdot K_{01}^2 \cdot (1 + \gamma_1)^2.$$

Принимая во внимание то, что шумы блоков во втором такте почти не отличаются от шумов в первом такте (переключение $SW2$ очень мало влияет на изменение шумов), то можно записать:

$$\Delta U_1 = \Delta U_3; \quad \Delta U_1^2 = \Delta U_3^2,$$

тогда:

$$N_P = (4 \cdot m \cdot U_n \cdot I_n \cdot R_w + 4 \cdot \Delta U_1 \cdot I_n \cdot R_w) \cdot K_{02} \cdot (1 + \gamma_2) \cdot K_{01}^2 \cdot (1 + \gamma_1)^2.$$

Если учесть, что шумы в цепи тока намного меньше шумов в цепи напряжения, так как цепь тока низкоомная, а цепь напряжения высокоомная, то оставшаяся аддитивная составляющая $\Delta U_1 \cdot I_n \cdot R_w$ будет намного меньше аддитивных погрешностей ваттметров построенных по другими схемами. Поэтому для сравнительного анализа мы можем записать:

$$N_p = 4 \cdot m \cdot U_n \cdot I_n \cdot R_w \cdot K_{01}^2 \cdot (1 + \gamma_1)^2 \cdot K_{02} \cdot (1 + \gamma_2).$$

Таким образом, анализируя погрешности предлагаемой схемы можно сделать следующие выводы:

- аддитивные погрешности ваттметра почти полностью устраняются при двухтактном режиме работы, за исключением небольшой по значению составляющей $\Delta U_1 \cdot I_n \cdot R_w$;
- мультипликативные погрешности при данной схеме и алгоритме не корректируются.

Выводы

Анализ вышеприведенной схемы показал, что применение избыточных измерений, теория которых разработана Кондратовым В.Т.[3,4] и структурных методов повышения точности измерительных устройств разработанных Тузом Ю.М.[2] позволяют значительно улучшить метрологические характеристики измерительных приборов, в частности, ваттметров. Так, в ваттметре, построенном по предложенной схеме устраняется погрешность от собственного потребления мощности входными цепями, показана возможность расширения частотного диапазона, уменьшена погрешность от фазовой неидентичности каналов, разделенных в пространстве (входные цепи), благодаря двухтактному режиму работы прибора корректируется аддитивная составляющая погрешности.

Литература

1. *Синицкий О.П.* Исследование возможности улучшения метрологических характеристик электронных ваттметров /Синицкий О.П., Наавгуст М.А., Даценко О.В., Гаврилюк А.Н.// Міжнародний науково-технічний журнал «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах». – Хмельницький, 2009. - №2 – с.18-22.
2. *Туз Ю.М.* Структурные методы повышения точности измерительных устройств. – К.:Издательское объединение «Вища школа», 1976. – 266с.
3. *Кондратов В.Т.* Фундаментальная теория избыточных измерений: обобщенная структура и ее особенности. Сообщение 2.1. / Кондратов В.Т. //Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2009. - №3. – с.116 – 130.
4. *Кондратов В.Т.* Фундаментальная теория избыточных измерений: обобщенная структура и ее особенности. Сообщение 2.2. / Кондратов В.Т. //Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2009. - №4. – с.102 – 126.
5. Методы измерения электрической мощности: основные понятия и определения, классификация / В.Т. Кондратов, О.А. Богданова – Киев, 2002. – 57с – (Препр./НАН Украины. Институт кибернатики им.В.М. Глушкова; 2002-5).

6. *Синицкий О.П.* Анализ схемы ваттметра с коррекцией погрешности от собственного потребления мощности /Синицкий О.П.,Ткач А.П.// Міжнародний науково-технічний журнал «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах». – Хмельницький, 2010. - №1 – с.67-70.
7. Синицкий О.П. Исследование и разработка цифровых малокосинусных ваттметров с коррекцией погрешностей; Автореф. дис. канд. техн. наук: 05.246 – Электроизмерительная техника/Киев:КПИ.1973.-38с.

УДК: 536.532

СИСТЕМА ТОЧНОГО ВИМІРУ ТЕМПЕРАТУРИ

Сосуляка Є. В., Туз Ю.М

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»

Температура є одним з важливіших параметрів, які контролюються в авіабудівництві, а точність температурних вимірювань в значній мірі впливає на безпеку. Незважаючи на все різноманіття існуючих у цей час методів і засобів вимірювання температури найбільшого поширення одержали контактні методи. Основу таких засобів вимірювань складають автоматичні потенціометри, мілівольтметри і мости, що працюють в комплекті з термоелектричними перетворювачами і термоперетворювачами опору. У зазначених умовах домінуючою похибкою вимірювання температури є інструментальна похибка вимірювального комплексу. Отже ставиться задача точного виміру температури, що досягається двома шляхами: 1) вдосконалення елементної бази, 2) калібрування (датчика, вимірювального каналу).

Температура як фізична величина не має властивість адитивності, тому міру температури, подібно до того як це робиться з електричними величинами, створити не можна. Тим не менше існують різні пристрої, що дозволяють відтворювати еталонні значення температури з досить великою точністю. У всіх цих пристроях використовується сталість температури фазового переходу чистих металів.

Так як чисті метали характеризуються постійними і фіксованими температурами плавлення (затвердіння), в печі можна отримати точні або так звані реперні значення температур, наприклад: алюмінію 660,1 ° С, срібла 960,8 ° С, міді 1083,0 ° С. Якщо метал нагріти або охолодити до температури фазового переходу, то ця температура остається постійною протягом - певного часу до моменту повного розплавлення або затвердіння металу. На графічній

залежності температури від часу такий ефект зображується паралельною осі часу майданчиком (плато). Цей ефект можна використовувати для калібрування приладу в робочому стані. Чистий метал дозволяє багаторазово відтворювати реперні значення температури з високою точністю.

Прилад, що проектується є перетворювачем температури з вбудованими калібраторами та сам вимірювальний прилад. Датчик буде містити декілька шарів чистих металів, для калібрування в широкому діапазоні температур. У більш сучасному конструктивному оформленні пристрій для відтворення реперної температури представляє собою герметичну оболонку у вигляді заповненого чистим металом графітового циліндричного тигля з герметичною пробкою. Вимірювальний прилад буде сконструйований на новітній елементній базі. Він повинен забезпечувати заданий клас точності та відслідковувати фазові переходи чистих металів з подальшим калібруванням датчика.

Однією з основних особливостей вимірювачів температури з вбудованим калібратором є необхідність розроблення методу ідентифікації фазового переходу, що супроводжується моментом плавлення (затвердіння) реперного матеріалу калібратора. Так як на час фазового переходу реперного матеріалу термо-ЕРС ТП залишається практично постійною, метод має реагувати на зменшення швидкості зміни температури кінця ТП до заданого рівня, тобто порівнювати похідну температури за часом.

У калібратора швидкість зміни температури при виході на режим фазового переходу знижується поступово. При різниці температур робочого кінця ТП і фазового переходу в межах 1-2 °С швидкість зміни температури не перевищує 0,03 °С / с, що в перерахунку на термо-ЕРС ТП градуювання хромель - алюмель складе 1,2 мкВ / с. Тому АЦП повинен мати високу чутливість, шум підсилювача не повинен перевищувати 1,2 мкВ; для ідентифікації фазового переходу. Таким чином, поріг чутливості АЦП не повинен бути нижче напруги зміщення (шуму) підсилювача :

$$\Delta U < |E_{TP}(t) - E_{TP}(t+\Delta t)| < U_t \quad (2.1)$$

де $E_{TP}(t)$ – термо-ЕРС ТП в момент часу t , $E_{TP}(t+\Delta t)$ – термо-ЕРС ТП в момент часу $t+\Delta t$, U_t – шум підсилювача, ΔU – чутливість АЦП.

Якщо умова (2.1) не задовольняється, а швидкість наростання температури робочого кінця ТП порівняно невелика, можливо помилкове виявлення моменту фазового переходу.

Розглянемо реалізацію цифрового методу аддитивної корекції. У режимі «Калібрування» під впливом сигналу «Калібрування» спрацьовує комутатор кодів КК, забезпечуючи тим самим подачу на вхід суматора S_m вихідного коду постійного запам'ятовуючого пристрою ПЗП. Так як температура фазового переходу реперного матеріалу зберігається в ПЗП в додатковому коді, різниця між нею і термо-ЕРС ТП, перетвореної в код за допомогою аналого-цифрового перетворювача АЦП, переписується під дією сигналу «Калібрування» з S_m в оперативно запам'ятовуючий пристрій ОЗП.

У режимі «Вимір» на один вхід СМ через комутатор коду КК надходить вихідний код ОЗП, на іншій - вихідний код АЦП. У результаті з його виходу знімається скоригований код перетворювача температури. Точність описаного перетворювача досить висока і практично наближається до гранично можливої при методі зразкового сигналу. Всі функції виконуватиме мікроконтролер.

Методична похибка в режимі «Калібрування» визначається випадковою похибкою АЦП, а інструментальна - тільки похибкою відтворення температури фазового переходу і дискретністю АЦП. Інструментальна похибка у режимі «Вимір» відсутня, а методичні похибки визначаються в основному не залежними від перетворювача факторами - швидкістю дрейфу ТП і похибкою, зумовленої апроксимацією кривої похибки дрейфу прямою лінією, паралельною осі абсцис.

Похибка вимірювального перетворювача температури описується складними (нелінійними) функціями. Тому застосування суто адитивної корекції при вимірюванні температури в широкому діапазоні неефективно. В цьому випадку доцільно використовувати мультиплікативну корекцію, яка полягає у зміні значення коефіцієнта перетворення функції перетворення пристрою корекції за допомогою сигналу, функціонально пов'язаного з відносною похибкою пристрої корекції. Відповідно з цим визначенням структурна схема вимірювального перетворювача температури з мультиплікативної корекцією похибки повинна містити крім пристрої корекції ПК, термоелектричного перетворювача ТП і проміжного вимірювального перетворювача ПВП керований масштабним перетворювачем КМП. Коригувальний множник буде реалізований як коефіцієнт алгоритму обробки за допомогою мікропроцесора.

Використання даної системи дозволить підвищити точність вимірювання температури.

Література

1. Саченко А.А., Мильченко В.Ю.. «Измерение температуры датчиками со встроенными калибраторами»
2. Григорьев И.С., Мейлихов Е.З. «Физические величины»
3. Орнатский П. П. «Автоматические измерительные приборы аналоговые и цифровые»,
4. Шрамкова Е. Г. «Электрические измерения. Средства и методы измерений»,.
5. Туз Ю. М. «Структурные методы повышения точности измерительных устройств».

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА УСТРОЙСТВА.

Ткаченко Л.П., Єзгор Н.Л.

Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт»

Введение

Совершенствование средств аналого-цифрового преобразования идет как по пути увеличения быстродействия преобразователей и полосы частот преобразуемых сигналов, так и по пути увеличения динамического диапазона, чувствительности и точности. Особый интерес к устройствам с большим динамическим диапазоном обусловлен тем, что во многих все чаще используются схемы прямого преобразования сигнала без промежуточного преобразования частоты. В большинстве этих приложений важно, чтобы преобразователь имел высокую чувствительность и широкий динамический диапазон для одновременной регистрации сильных и слабых сигналов.

Поэтому одной из актуальных проблем современных телекоммуникационных и радиотехнических системах является проблема определения динамического диапазона

Динамический диапазон — характеристика устройства или системы, предназначенной для преобразования, передачи или хранения некой величины (мощности, силы, напряжения, звукового давления), представляющая логарифм отношения максимального и минимального возможных значений величины входного параметра устройства (системы):

$$D = 20 \cdot \lg \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$$

Динамические характеристики устройств обычно определяют с помощью спектрального анализа, по результатам выполнения быстрого преобразования Фурье (БПФ) над массивом выходных значений, соответствующих некоторому тестовому входному сигналу (рисунок 1). [1]

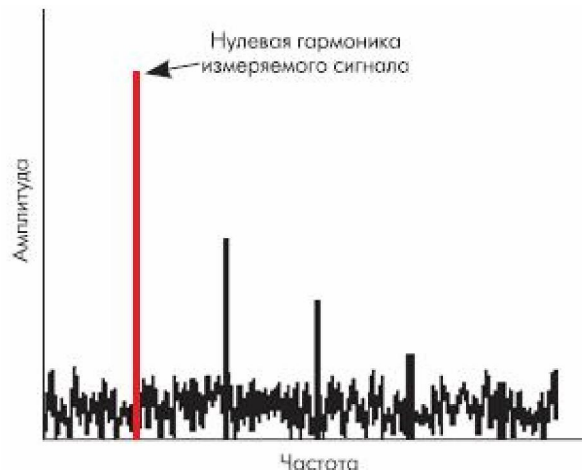


Рис. 1. Спектр тестового сигнала

Описание методики определения

Предлагаемая структурная схема определения динамического диапазона устройства представлена на рис. 2:

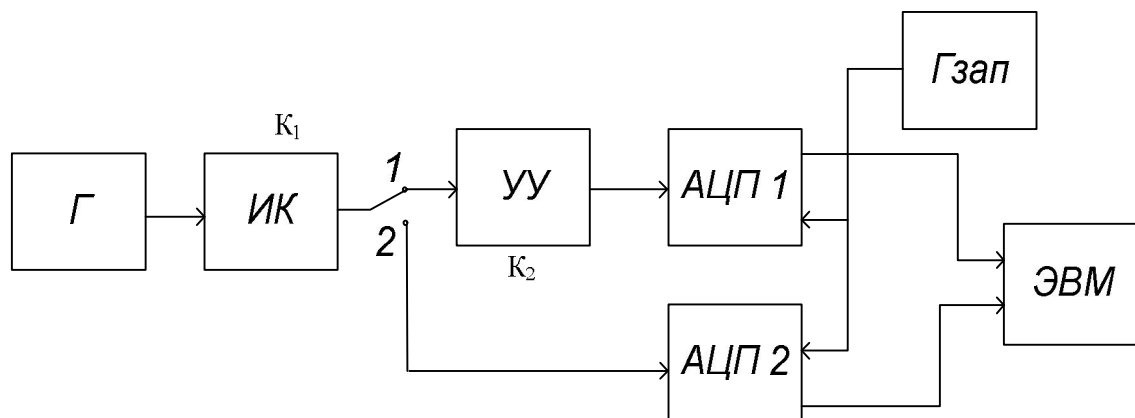


Рис. 2. Структурная схема

где Γ – генератор синусоидального сигнала;

$ИК$ – измерительный канал (исследуемый);

$УУ$ – усилительное устройство с известным динамическим диапазоном

$АЦП$ – аналого – цифровой преобразователь;

$\Gamma_{зап}$ – генератор запуска $АЦП$.

Процедура определения динамического диапазона заключается в определении верхнего и нижнего значений с помощью $ЭВМ$ и алгоритма дискретного преобразования Фурье (далее ДПФ).

Определение нижнего значения диапазона измерения.

В положении 2 переключателя определяют эффективное значение величины собственных шумов, приведенных ко входу ИК, оценивают с помощью ЭВМ при времени анализа $T=10$ с по формуле:

$$\tilde{\sigma}_{\text{ex}_i} = \frac{1}{K_1} \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{j=1}^N [U_{ij} - \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N U_{ij}]^2},$$

где $\tilde{\sigma}_{\text{ex}_i}$ - измеренная величина эффективного значения собственных шумов, приведенных ко входу i - го исследуемого ИК;

U_{ij} - отчеты (выборки) сигнала собственных шумов, вводимые в ЭВМ;

$N = T \cdot f_d$ - число отсчетов, введенных в ЭВМ за время анализа T , с частотой дискретизации $f_d = 4 \cdot f_0$;

K_1 - максимальный коэффициент преобразования (усиления) исследуемого ИК.

На генераторе устанавливают $U_r = 0$. Тогда существующие шумы в измерительном канале усиливает усилительное устройство. Через АЦП 1 полученное значение поступает на ЭВМ, где с помощью метода ДПФ определяется нижнее значение диапазона.

При определении нижнего значения одновременно – реализуемого диапазона измерения подготавливают подсистемы ИК для определения уровня собственных шумов измерительных каналов. Ко входам исследуемых ИК подключают эквивалентные емкости и устанавливают максимальные значения коэффициентов преобразования ИК.

Измерения уровня собственных шумов проводят в полосах частот:

$$f_{\min} \div f_{\min};$$

$$f_{\min} \div 5 \cdot f_{\min};$$

$$5 \cdot f_{\min} \div 10 \cdot f_{\min};$$

$$10 \cdot f_{\min} \div f_{\max}$$

Величина относительной погрешности δ_1 измерения $\tilde{\sigma}_{\text{ex}_i}$ при $T=10$ с с доверительной вероятностью $P=0,95$ не выходит за пределы интервала $|\delta_1| < 0,1\%$.

Документируют значение измерения $\tilde{\sigma}_{\text{ex}_i}$.

Определяют нижнее значение измеряемой величины диапазона измерений по формуле:

$$U_{\text{вхн}} = 2 \cdot \{\tilde{\sigma}_{\text{ex}_i}\},$$

где $U_{вхн}$ - эффективное значение величины минимального входного синусоидального сигнала ИК;

$\{\tilde{\sigma}_{вх_i}\}$ - величины собственного шума i - го измерительного канала.

Значение $U_{вхн}$ - не должно превышать значения $0,4 \mu V$ для ИК.

Определение верхнего значения диапазона измерения.

В положении 1 переключателя ко входам исследуемого ИК через эквивалентные емкости подключают измерительный генератор синусоидальных сигналов.

Устанавливают величину эффективного значения сигнала на выходе генератора $U_{выхн}$, при котором пиковое значение напряжения на входе аналого – цифрового преобразователя измерительного канала не превышает максимально допускаемой величины 1 В. Устанавливают частоту сигнала равной 512 Гц. С помощью ЭВМ оценивают методом ДПФ 40 значений оценки амплитуд первой, второй и третьей гармоник сигнала.

С помощью ЭВМ оценивают математическое ожидание $\tilde{A}_{id}$, средне – квадратическое отклонение $\sigma\{\tilde{A}_{id}\}$ и доверительные интервалы δ_{id} оценок амплитуд первой, второй и третьей гармоник сигнала по формулам:

$$\tilde{A}_{id} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \tilde{A}_{id_j}$$

$$\sigma\{\tilde{A}_{id}\} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{j=1}^N (\tilde{A}_{id_j} - \tilde{A}_{id})^2}$$

$$\delta_{id} = \pm t \cdot \sigma\{\tilde{A}_{id}\},$$

где i - номер измерительного канала;

d - 1, 2, 3 – номер гармоники сигнала;

$\tilde{A}_{id_j}$ - значение оценок амплитуд гармоник сигнала на выходе i - го измерительного канала;

$N = 40$ – число вычислений $\tilde{A}_{id_j}$;

$t=2$ при доверительной вероятности $P=0,95$.

Определяют относительную погрешность δ_2 измерения амплитуд первой, второй и третьей гармоник сигнала при заданной доверительной вероятности по формуле:

$$|\delta_2| \leq \left\{ \frac{\delta_{id}}{A_{ij}} \right\}.$$

Значение $|\delta_2|$ не должно превышать 1,0 %. В противном случае необходимо увеличить N и повторить измерения.

Определяют коэффициент гармоник по формуле:

$$K_r = \max \left\{ \frac{\sqrt{\tilde{A}_{ij2}^2 + \tilde{A}_{ij3}^2}}{\tilde{A}_{ij1}} \right\}.$$

Значение K_r не должно превышать 0,1 %. В противном случае необходимо уменьшить уровень входного сигнала $U_{вхн}$ и повторить измерения. Определяют одновременно - реализуемый диапазон измерения по формуле:

$$D_0 = 20 \cdot \lg \frac{U_{вхн}}{U_{вхн}}.$$

Таким образом, точность определения динамического диапазона устройства определяется точностью измерения входного и выходного сигналов. При обеспечении синхронизации частоты исследуемого сигнала и частоты дискретизации, а также 10-разрядного АЦП точность измерения нижнего значения измеряемой величины составляет 0,1%, точность измерения верхнего значения - 0,1%, тогда суммарная погрешность определения динамического диапазона определяется по формуле:

$$\delta = \delta_1 + \delta_2$$

Исходя из формулы (1) погрешность определения динамического диапазона составляет 0,2 %.

Выводы

Способ измерения динамического диапазона аппаратуры заключается в том, что динамический диапазон определяется по сигналам, излучаемым генератором стандартных сигналов типа Г4-18А. Характеристики сигналов определяются с помощью ДПФ на ЭВМ.

Рассмотрены статистические характеристики и погрешности определения динамического диапазона.

Предложенная структурная схема позволяет определить динамический диапазон устройств с точностью 0,2% и может использоваться при проведении испытаний радиотехнической аппаратуры.

Список использованной литературы

1. Вольфганг Райс (Wolfgang Reis, WBC GmbH) Журнал "Компоненты и технологии", № 3'2005

2. Л.М. Гольденберг Л.М., Б.Д. Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н.. Цифровая обработка сигналов: Справочник – М.: Радио и связь, 1985. – 312 с.

УДК 621.317

ОРГАНІЗАЦІЯ ВИСОКОТОЧНОГО DC/AC ІНВЕРТОРА ЗА ДОПОМОГОЮ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОГО МОДУЛЯТОРА ВИСОКОЇ РОЗРЯДНОСТІ

Шурпач С.А., Дорофєєв П.М., Довгич Г.В., Олексенко В.В.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»

Перед інженерами досить часто постає задача перетворити напругу постійного струму з джерела живлення (акумулятор, сонячна батарея, динамо-машина тощо) у напругу змінного струму. Найчастіше виникає потреба у напрузі синусоїдної форми з частотою і амплітудою промислової мережі відповідно до стандарту конкретної країни, наприклад 220В, 50Гц. Відомо кілька можливих схем для реалізації цієї задачі, але найпопулярнішим є мостова схема з високовольтними транзисторними ключами [1].

У залежності від вимог, що ставляться до точності задання амплітуди та спектрального складу синусоїдної напруги, існує два основні методи використання мостової схеми в DC/AC інверторах. Більш простим є алгоритм, при якому на виході мосту формується прямокутний двох полярний сигнал із щільністю $Q = 2$. Цей сигнал подається на фільтр нижніх частот, який «згладжує» прямокутні імпульси до синусоїдної форми. Даний метод є простим з точки зору програмної реалізації і може бути виконаний повністю на аналогових компонентах. Але недоліком є неможливість керувати амплітудою вихідної напруги.

Часто вимоги до точності задання форми, амплітуди та фази вихідного сигналу DC/AC інвертора є досить високими. Так, наприклад, у мікроінверторах для сонячних батарей, які забезпечують режим роботи паралельно із зовнішньою мережею, та реалізують алгоритм відстеження точки максимальної потужності – алгоритм MPPT (Maximum Power Point Tracking), виникає потреба задавати амплітуду та фазу вихідної напруги з високою розрядністю та з високою точністю повторювати форму сигналу мережі, які в загальному випадку відрізняється від синусоїдальної. В цьому випадку використовується другий метод DC/AC перетворення на мостовій схемі – за допомогою широтно-імпульсної модуляції (ШІМ).

Для розв'язання цієї задачі розроблено схему мостового DC/AC перетворювача (рис. 1). Керуючі широтно-модульовані сигнали EPWM2A, EPWM2B, EPWM3A і EPWM3B надходять з мікроконтролера на драйвер. Драйвер виконує дві функції: по-перше він перетворює відносно низький за

рівнем цифровий сигнал з виходу контролера (3,3В) у імпульси з амплітудою 12В, що є достатнім для відкриття високовольтних транзисторних ключів; по-друге драйвер відіграє роль гальванічної розв'язки, що захищає мікроконтролер та решту схеми від стрибків напруги в аналоговій частині.

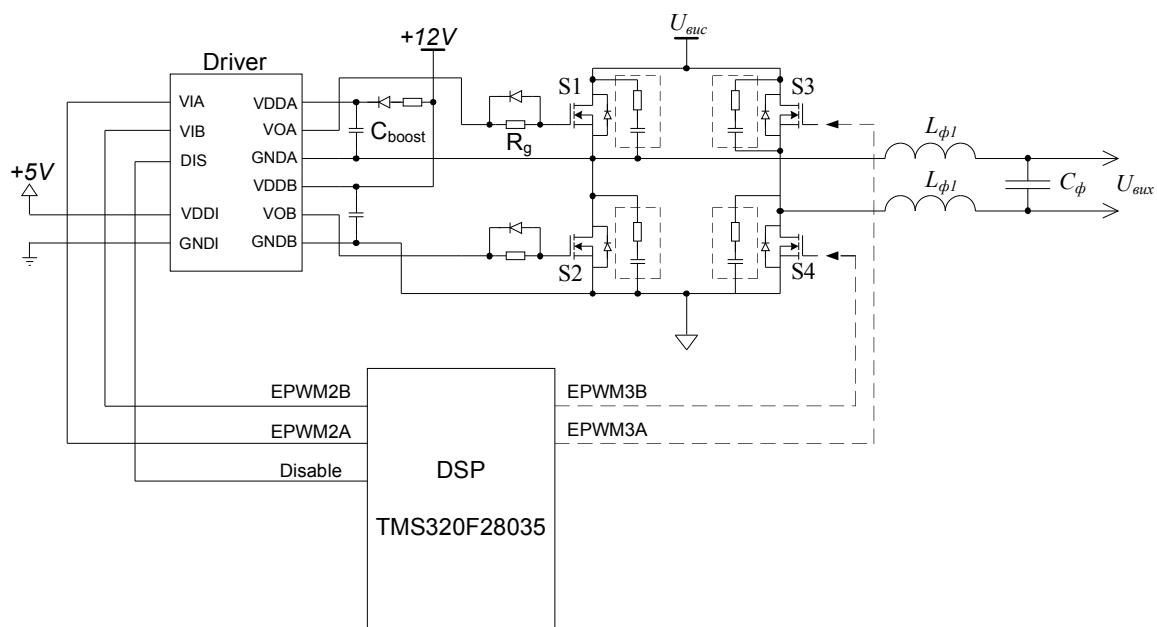


Рис.1. Функціональна схема мостового DC/AC перетворювача

Коли на відповідному виході драйвера створюється різниця потенціалів між затвором і витоком MOSFET транзистора, ключ починає відкриватися і пропускати струм через стік-виток. У найпростішому випадку схема працює в два такти.

Такт 1:

Відкриті ключі $S1$ і $S4$, ключі $S2$ і $S3$ закриті; струм протікає через ключ $S1$, котушку $L_{\phi1}$, конденсатор C_{ϕ} , котушку $L_{\phi2}$ і ключ $S4$ на землю.

Такт 2:

Ключі $S1$ і $S4$ закриті, ключі $S2$ і $S3$ відкриті; струм протікає через ключ $S3$, котушку $L_{\phi2}$, конденсатор C_{ϕ} , котушку $L_{\phi1}$ і ключ $S2$ на землю.

Таким чином, через конденсатор C_{ϕ} , з якого знімається вихідна напруга $U_{вих}$, струм у різних тактах протікає в різному напрямку. Оскільки навантаження підключається до виходу диференційно, то на конденсаторі C_{ϕ} утворюється двохполярна напруга.

Часові діаграми керуючих сигналів на ключах наведені на рисунку 2. Обидва такти відбуваються протягом одного періоду T , що відповідає частоті 25 кГц. На два ключі в одній вертикалі мостової схеми подаються обернені сигнали – коли один ключ відкритий, інший – закритий. Кожен період ШІМ

відповідає одному миттєвому значенню вихідної синусної напруги, де відношення тривалості імпульсу прямого ШІМ t_1 до тривалості імпульсу оберненого ШІМ t_2 відповідає певній амплітуді вихідної напруги в діапазоні від $-U_{вус}$ до $+U_{вус}$. Якщо $t_1 = t_2$ то напруга на виході фільтру дорівнює нулю.

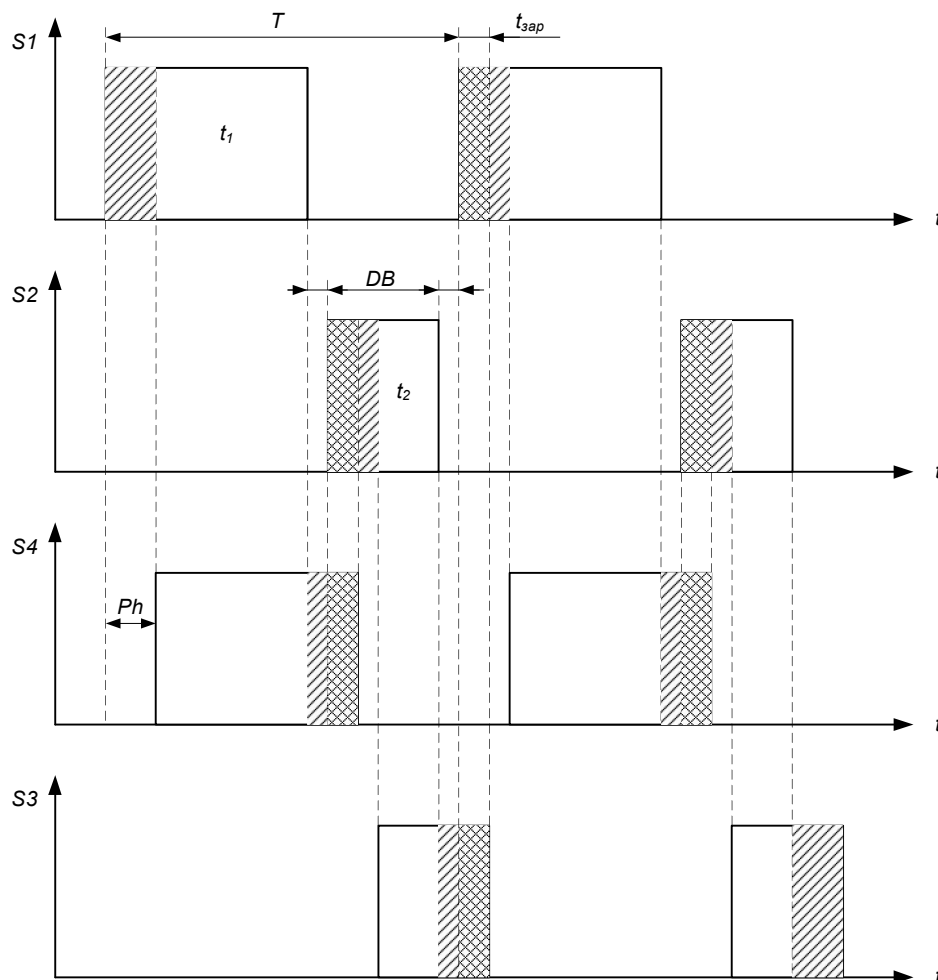


Рис. 2. Часові діаграми сигналів на затворах транзисторних ключів

Ph - це фазовий зсув між сигналами на ключах, що стоять в одній діагоналі. У найпростішому випадку цей зсув дорівнює нулю. Такий режим роботи мостової схеми називається жорсткою комутацією. Недоліком даної схеми є те, що в момент перемикання ключа різниця потенціалів між його стоком і витком є дуже високою. Це спричиняє великі стрибки струму і перехідні процеси на індуктивності, що в свою чергу дещо веде до втрати потужності і зростання завад. Для усунення цієї проблеми застосовується режим, так званої, м'якої комутації, при якому вноситься певний фазовий зсув Ph між сигналами на ключах однієї діагоналі. Завдяки цьому зсуву виникають інтервали t_{zap} , під час яких виникає замкнене коло між двома верхніми або двома нижніми ключами

мостової схеми, що дозволяє зарядитися снаберним конденсатори на ключах. Внаслідок цього під час замикання кола через діагональ різниця потенціалів між стоками та витоками транзисторних ключів є близькою до нуля. Тривалість цих інтервалів часу визначається за формулою:

$$t_{зар} = Ph - DB, \quad (1)$$

де DB - це, так званий, мертвий час (Dead-Band). Це інтервал, під час якого обидва ключі однієї вертикалі є закритими. Ці інтервали є необхідними і захищають схему від короткого замикання, що могло б виникнути коли, наприклад ключ $S1$ ще не встиг закритися, а ключ $S2$ вже відкрився. У цьому випадку струм би не пішов через фільтр і навантаження, і замкнувся б на внутрішній опір транзисторів. Мікроконтролер TMS320F28035 дозволяє встановлювати Dead-Band апаратними засобами, занісши відповідні значення в певні регістри модуля EPWM.

Точність задання амплітуди та форми вихідного сигналу залежить від роздільної здатності при генерації керуючих імпульсів ШІМ. Тому для побудови високоточного інвертора напруги необхідно мати мікроконтролер з модулем ШІМ високої розрядності. Аналіз продукції на ринку контролерів показав, що найкраще для даної мети підходить DSP-мікроконтролер фірми Texas Instruments TMS320F28035 [2]. Цей контролер має потужний модуль ШІМ (EPWM module)[3]. Цей модуль дозволяє формувати імпульси з підвищеною точністю встановлення фронтів завдяки допоміжному модулю ШІМ високої розрядності – HRPWM (High Resolution Pulse Width Modulator)[4]. В нього вбудований підмодуль MEП (Micro Edge Positioner), що дозволяє встановлювати фронт вихідного імпульсу з точністю до 150 пс. Також модуль EPWM має широкі можливості для програмно-апаратного зсуву фази, керування частотою дискретизації АЦП. Блок EPWM працює на тактовій частоті контролера, що дорівнює 60МГц і будується апаратним чином на таймерах-лічильниках. Тобто коли піднімається передній фронт імпульсу EPWMх, значення в регістрі таймера-лічильника починає інкрементуватися з частотою 60МГц; коли число в лічильнику досягає певного значення занесеного в регістр СМРА, рівень на відповідній ніжці мікроконтролера переходить з логічної «1» в логічний «0». Розрядність ШІМ в даному випадку розраховується за наступними формулами:

$$n = \log_2(N), \quad (2)$$

де n - розрядність, N - кількість тактових імпульсів протягом одного періоду ШІМ.

$$N = \frac{T_{pwm}}{T_{clk}}, \quad (3)$$

де T_{pwm} - період керуючих, що обернено пропорційний до частоти ШІМ:

$$T_{pwm} = \frac{1}{f_{pwm}}; \quad (4)$$

T_{clk} - період тактових імпульсів, що обернено пропорційна до тактової частоти мікроконтролера:

$$T_{clk} = \frac{1}{f_{clk}} \quad (5)$$

Підставивши (4) і (5) в (3) і врахувавши, що частота ШІМ $f_{pwm} = 25$ кГц отримаємо:

$$N = \frac{\frac{1}{f_{pwm}}}{\frac{1}{f_{clk}}} = \frac{f_{clk}}{f_{pwm}} = \frac{60000000}{25000} = 2400.$$

$$n = \log_2(2400) = 11,3.$$

Але навіть такої розрядності ШІМ недостатньо для реалізації алгоритму МРРТ, тому для підвищення розрядності застосовується модуль HRPWM. Принцип роботи модуля прецизійного встановлення фронту імпульсу (MEP) показано на рисунку 3.

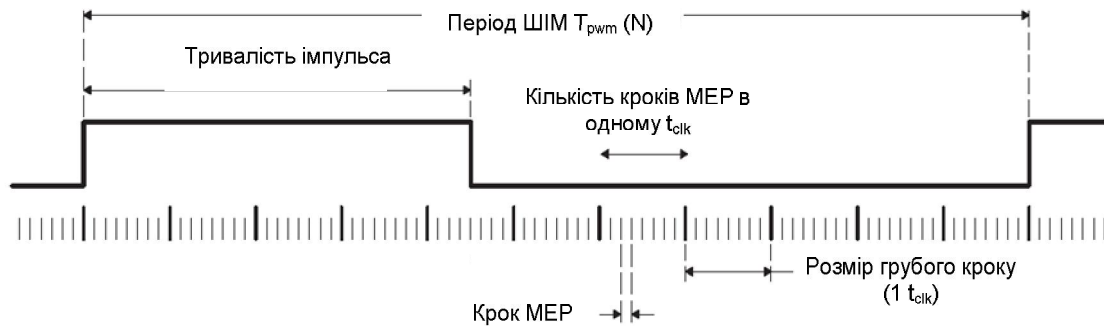


Рис. 3. Принцип роботи MEP

Цей модуль має додаткові 8-бітні регістри які виступають у якості розширення для стандартних регістрів CMPA, TVPRD і TVPHS основного модулю EPWM. Таким чином модуль HRPWM дозволяє підвищити розрядність вихідного ШІМ на 8 розрядів. Отже кінцева розрядність ШІМ буде дорівнювати приблизно 19 біт, що в перерахунку на синусну напругу з СКЗ 220В буде відповідати розміру кванту на рівні близько 500 мкВ.

Ще однією необхідною умовою для реалізації алгоритму МРРТ є можливість точно зсувати фазу вихідної напруги мікроінвертора по відношенню до напруги зовнішньої мережі. Цей зсув реалізується наступним

чином. За допомогою апаратних засобів мікроконтролера TMS320F28035 встановлюється режим, при якому кожен новий період ШІМ спонукає АЦП почати перетворення. Таким чином протягом одного періоду змінної напруги мережі вимірюється і зберігається в пам'яті мікроконтролера 500 миттєвих значень ШІМ. Ці значення перераховуються в тривалість імпульсу ШІМ за наступною формулою:

$$Q_{pwm} = \frac{N_x \cdot T_{pwm}}{N_0}, \quad (6)$$

де N_x - вимірний код миттєвого значення напруги мережі,

N_0 - максимальний можливий код, що в даному випадку дорівнює 4095, оскільки мікроконтролер TMS320F28035 має 12-розрядні АЦП.

Після проходження одного періоду синусної напруги в пам'яті контролера зберігається масив з 500 значень, що відповідають тривалості відповідного імпульсу ШІМ. Обчисливши за алгоритмом MRPT певне значення кута зсуву фази α , можна визначити скільки повних періодів ШІМ вміщається в необхідний кут:

$$n_{грубе} = \text{int} \left(\frac{\alpha}{\left(\frac{360^\circ}{500} \right)} \right) = \text{int} \left(\frac{\alpha}{0,72^\circ} \right). \quad (7)$$

Тепер під час відтворення синусної напруги на виході DC/AC перетворювача, при генерації i -ї точки можна подати на ключі $i \pm n_{грубе}$ значення тривалості імпульсу ШІМ, зсунувши таким чином фазу вихідного сигналу відносно напруги мережі приблизно на α° . Але як видно з формули крок зсуву фази при такому методі дорівнює $0,72^\circ$, що є занадто грубим для високоточної реалізації алгоритму MRPT.

Для підвищення розрядності задання фазового зсуву запропоновано використати додаткові можливості модуля EPWM [3].

Розглянемо кут α наступним чином:

$$\alpha = n_{грубе} + \gamma, \quad (8)$$

де $\gamma = \text{frac} \left(\frac{\alpha}{0,72^\circ} \right)$. Позначимо кількість тактів процесора, що проходять за один період синусу як T_{ics}

$$T_{ics} = \frac{T_{sin}}{T_{clk}}. \quad (9)$$

Кількість тактів процесора $PhaseOffset$, що відповідають фазовому зсувові α визначається за формулою:

$$PhaseOffset = Tics \cdot \frac{\alpha}{360^\circ}. \quad (10)$$

Тоді в програмній інтерпретації $n_{зрубе}$ і γ будуть обчислюватися наступним чином:

$$n_{зрубе} = \text{int}\left(\frac{PhaseOffset}{N}\right) \quad (11)$$

$$\gamma = \text{frac}\left(\frac{PhaseOffset}{N}\right) \quad (12)$$

Принцип даного методу показано на рис. 4.

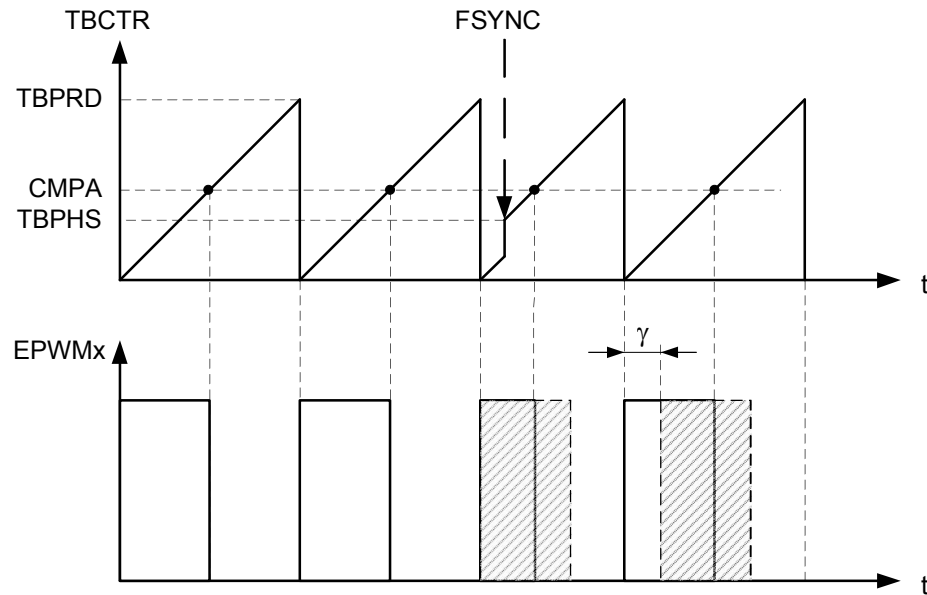


Рис. 4. Принцип апаратного зсуву фази ШІМ

Розраховане значення $n_{зрубе}$ додається до індексу поточної точки синуса (або віднімається, якщо $\alpha^\circ < 0$). Значення γ заноситься в регістр TBPHS. Раз на період синуса, що визначається за компаратором, генерується синхроімпульс FSYNC, в момент надходження якого значення з регістру TBPHS заноситься в регістр лічильника TBCTR. Таким чином додається точний зсув $-\gamma$. У випадку, коли фазовий зсув додатний значення точного зсуву розраховується як:

$$\gamma' = N - \gamma. \quad (13)$$

На основі даного алгоритму, що реалізовано на базі сигнального мікроконтролера TMS320F28035, отримано DC/AC перетворювач, що дозволяє

задавати вихідну амплітуду з точністю до 19 розрядів і фазовий зсув вихідного сигналу відносно напруги зовнішньої мережі з точністю до одного T_{clk} , що при частоті сигналу рівній 50Гц відповідає кутові $0,0003^\circ$.

Такий мікроінвертор дозволяє не лише перетворювати постійну напругу в напругу змінного струму, але й завантажувати енергію фотогальванічної панелі у зовнішню мережу. Таким чином, якщо ресурс сонячної батареї дозволяє видавати більшу потужність, ніж споживач потребує в конкретний момент, то інвертор виступає в ролі міні-електростанції, і власник може продавати вироблену електроенергію державі за так званим «зеленим тарифом».

Література

1. *В.І. Мелешин* «Транзисторная преобразовательная техника»

УДК 621.313

МІКРОІНВЕРТОР ДЛЯ СОНЯЧНИХ БАТАРЕЙ НА ОСНОВІ СИГНАЛЬНИХ ПРОЦЕСОРІВ TMS320F28035

Шурпач С.А., Довгич Г.В., Кокотенко Б.В., Полішко В.С

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»

Постійне зростання цін на нафту та газ підсилює зацікавленість світової спільноти в альтернативних, доступних та відновлюваних джерелах енергії. Найбільшого розвитку останніми роками зазнала сонячна енергія, темпи зростання використання якої у світі становлять 60% на рік. Із зростанням ККД самих сонячних батарей на перші ролі виходять високоефективні, компактні та високоінтелектуальні DC-AC інвертори. Особливого попиту останнім часом набувають, так звані, мікроінвертори – інвертори, що розраховані на потужності близько 350 Вт і підключаються безпосередньо до сонячної панелі. Структурну схему сонячного мікроінвертора зображено на рисунку 1.

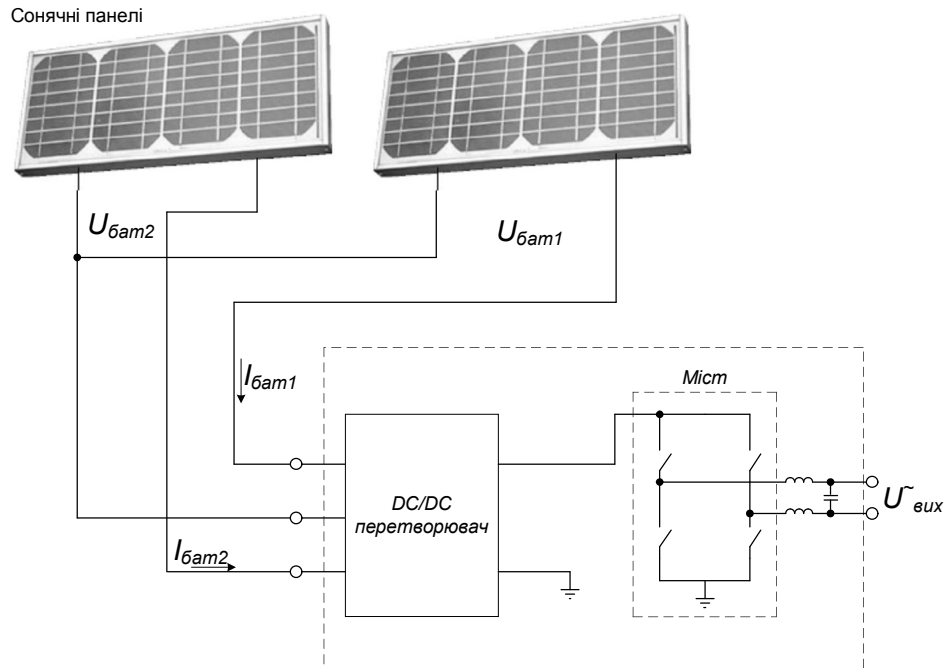


Рис. 1. Узагальнена структурна схема сонячного мікроінвертора.

У будь-якій фотогальванічній системі інвертор є критичним елементом. Він контролює потік електричної енергії від батареї до навантаження. Система здійснює перетворення напруги постійного струму зі змінною амплітудою на виході сонячної батареї у синусоїдальну напругу з частотою 50 Гц для роботи паралельно із зовнішньою мережею 220В або замість неї. Окрім того мікроінвертор здійснює такі функції як відключення батареї від навантаження у випадку короткого замикання або низького рівня потужності на виході сонячної панелі, моніторинг параметрів батареї (вихідний струм, вихідна напруга), зовнішньої мережі (напруга мережі, форма сигналу, частота), а також самої системи (вихідний струм інвертора, внутрішні параметри). Ще однією важливою задачею інвертора напруги є відстеження точки максимальної потужності – алгоритм MPPT (Maximum Power Point Tracking).

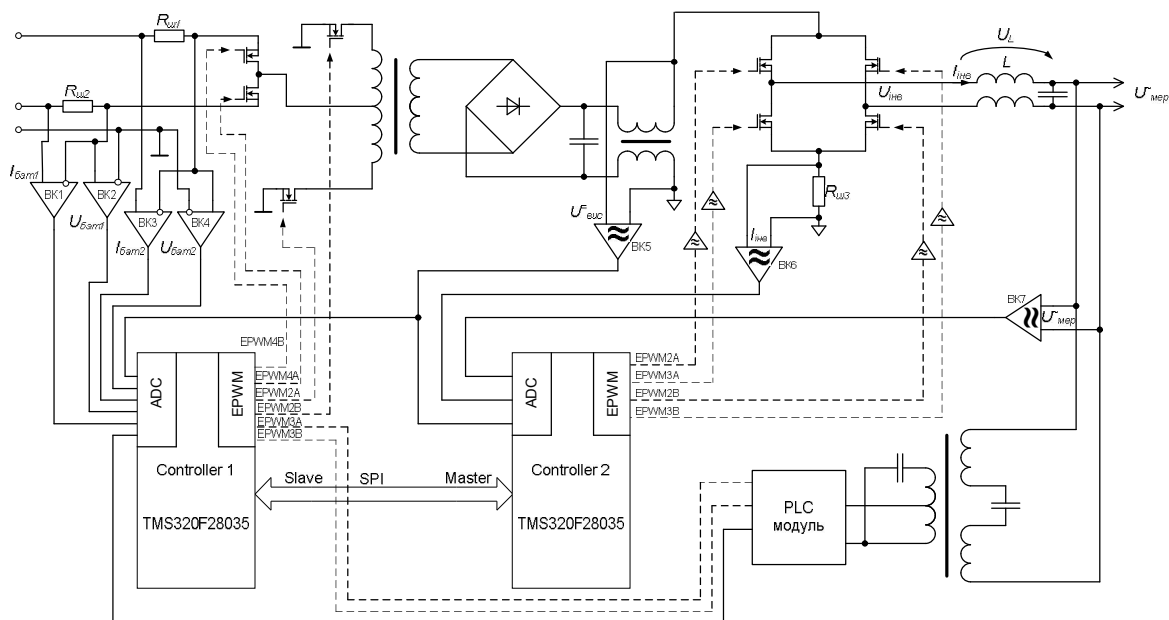


Рис. 2. Функціональна схема мікроінвертора.

Стадії та функції мікроінвертора.

Основною функцією мікроінвертора є перетворення постійного струму з виходу сонячної панелі у змінний струм із заданими параметрами (в залежності від стандарту країни, в якій планується використовувати даний інвертор) для безпосереднього застосування в якості мережі або для «в качування» енергії в зовнішню мережу.

На першій стадії постійний струм з виходу сонячної панелі перетворюється в періодичний сигнал прямокутної форми і подається на підсилювальний трансформатор. Підсилений сигнал з трансформатора випрямляється і фільтрується LC-фільтром. Таким чином на виході DC/DC конвертора формується постійна напруга $U_{vuc}^=$ на рівні близько 350В, яка подається на мостову схему з MOSFET транзисторів. Ключі в мостовій схемі керуються імпульсами з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ), які надходять з контролера 1. На виході мосту виникають двох полярні широтно-модульовані імпульси амплітудою 350В, які на виході LC-фільтру перетворюються у напругу синусоїдної форми з СКЗ, що приблизно дорівнює 220В. Амплітуда і форма змінної напруги на виході інвертора залежить від режиму роботи: якщо інвертор працює окремо від зовнішньої мережі, то на його виході формується чиста синусоїда (коефіцієнт нелінійних спотворень $< 4\%$) з СКЗ рівним 220В; якщо ж мікроінвертор працює паралельно із зовнішньою мережею, то форма вихідної напруги повторює форму напруги мережі, а фаза і амплітуда визначаються максимальною потужністю, яку може видати батарея в даний момент і обчислюється за алгоритмом MPPT.

Значення вихідної напруги мостової схеми інвертора визначається виразом:

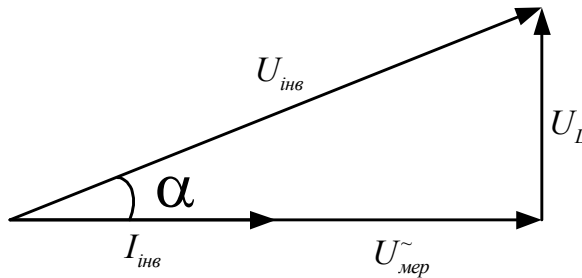
$$U_{інв} = U_{мер} + U_L \quad (1)$$

$$U_{інв} = U_{мер} + j \cdot L \cdot \omega \cdot I_{інв} \quad (2)$$

Щоб досягти правильної роботи, необхідно, щоб вектори вихідного струму інвертора $I_{інв}$ та напруги зовнішньої мережі $U_{мер}$ співпадали.

$$\begin{array}{c} I_{інв} \rightarrow \rightarrow \rightarrow U_{мер} \end{array} \quad I_{інв} = \frac{U_{інв} - U_{мер}}{j \cdot \omega \cdot L} \quad (3)$$

Ключем до контролю над вихідним струмом $I_{інв}$ є напруга $U_{інв}$. Для роботи з мережею блок керування має постійно формувати напругу $U_{інв}$ на вихідній індуктивності L з фазовим зсувом α , що випереджає напругу мережі $U_{мер}$.



$$U_{інв} = U_{мер} \cdot k, \quad (4)$$

$$k = \frac{1}{\cos(\alpha)} \quad (5)$$

$$\alpha = \arccos\left(\frac{1}{k}\right) \quad (6)$$

α і k - взаємопов'язані величини і вони визначають потужність, яку інвертор завантажує в мережу.

В принцип алгоритму МРРТ закладено той факт, що точка максимальної потужності не може бути знайдена однозначно за результатами певних обчислень, адже вольт-амперна характеристика сонячної батареї (рис.3) змінюється в часі відповідно до зовнішніх умов (часу доби, хмарності, пори року, географічної широти тощо) та омичного навантаження. Тому інвертор здійснює постійну корекцію вихідної напруги $U_{інв}$ за фазою та амплітудою і фіксує зміну входних та вихідних параметрів. За результатом вимірювання приймається рішення збільшити чи зменшити відбір потужності від батареї. Таким чином вольт-амперний режим роботи батареї не є постійним а коливається навколо точки максимальної потужності.

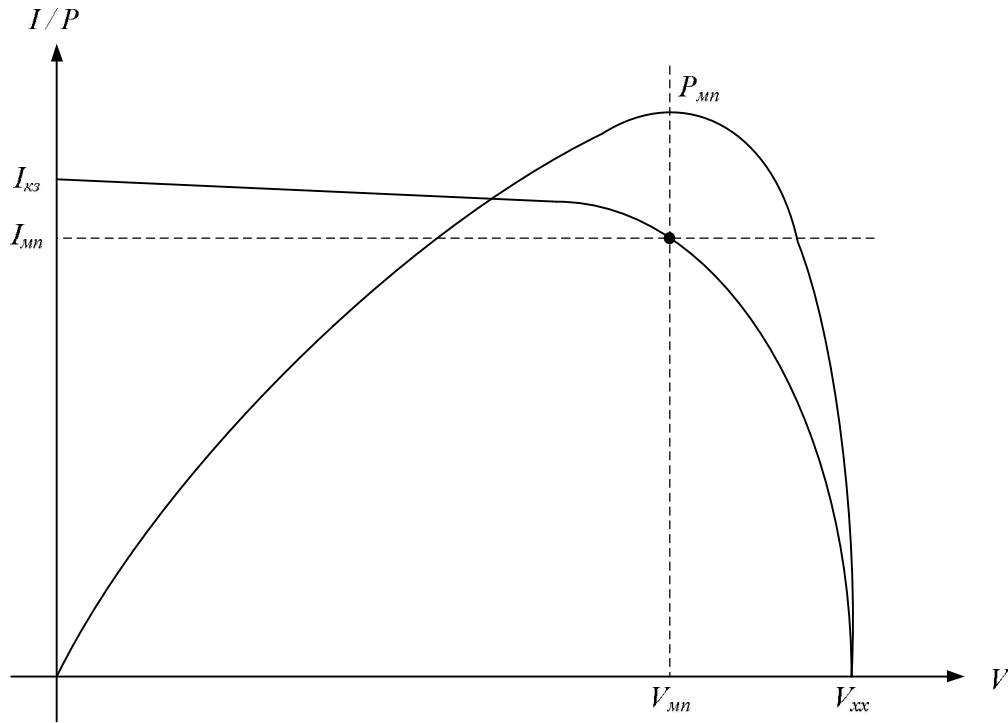


Рис. 3. Вольт-амперна характеристика сонячної батареї

Алгоритм МРРТ вибудовується з наступних формул:

$$P = I \cdot V \quad (7)$$

$$\frac{dP}{dV} = I + \frac{dI}{dV} \cdot V \quad (8)$$

Тобто, визначивши зміну вихідних параметрів батареї, контролер обчислює зміну потужності, і приймає рішення підвищити чи зменшити амплітуду вихідної напруги мостової схеми U_{inv} зміною коефіцієнта k . Відповідно до нового коефіцієнту обчислюється і нове значення зсуву фази. Встановивши напругу на виході мосту із розрахованими параметрами, знову вимірюється зміна потужності на виході батареї і цикл повторюється.

Як видно з функціональної схеми (рис.2), для нормальної роботи системи необхідно контролювати цілий ряд величин: напруги та струми на виході сонячних панелей ($U_{\text{бам}1}, U_{\text{бам}2}, I_{\text{бам}1}, I_{\text{бам}2}$), високу постійну напругу на виході DC/DC перетворювача $U_{\text{вис}}^=$, напругу зовнішньої мережі $U_{\text{мер}}^{\sim}$ та струм у мостовій схемі I_{inv} . Також, відповідно до алгоритму МРРТ виникає необхідність задавати амплітуду та фазовий зсув вихідної напруги з високою точністю. Для цього необхідно мати високорозрядний модуль ШІМ.

Така багатозадачність ставить високі вимоги до контролера, який може використовуватися в даному мікроінверторі. Здійснивши аналіз існуючих контролерів ми дійшли висновку, що найкраще для даної задачі підходить DSP-контролер фірми Texas Instruments – Piccolo TMS320F28025 [2]. Він має два незалежних 8-канальних 12-розрядних АЦП з частотою дискретизації до 3МГц, потужне 32-розрядне ядро з фіксованою комою, що працює на тактовій частоті 60МГц, співпроцесор для виконання операцій з плаваючою комою (CLA), всі основні інтерфейси для зв'язку з периферією, іншими контролерами чи ПК (SPI, SCI, I²C, CAN) і головне – потужний модуль ШІМ (EPWM module). Цей модуль дозволяє формувати імпульси з підвищеною точністю встановлення фронтів. На відміну від решти подібних контролерів серії C2000 цей контролер має допоміжний модуль ШІМ високої розрядності – HRPWM (High Resolution Pulse Width Modulator) [3]. В нього вбудований підмодуль МЕР (Micro Edge Positioner), що дозволяє встановлювати фронт вихідного імпульсу з точністю до 100-200 пс. Також модуль EPWM [4] має широкі можливості для програмно-апаратного зсуву фази, керування частотою дискретизації АЦП.

Згідно з алгоритмом роботи інвертора, напруга мережі вимірюється з дискретністю 500 точок на період синуса, кожна вибірка опрацьовується і перераховується в тривалість відповідного імпульсу, що надходить на ключі в мостовій схемі. Крім того, даний мікроінвертор підтримує режим паралельної роботи та функцію моніторингу. Для цього інвертор повинен мати змогу обмінюватися інформацією з іншими інверторами та із зовнішнім модулем збору даних. Це здійснюється за допомогою інтерфейсу передачі даних через силові лінії PLC (Power Line Communication). Для цього в інверторі реалізовано модуль PLC, який може модулювати та демодулювати сигнал мережі, обмінюючись таким чином даними без потреби у додаткових провідниках. Також для використання PLC не потрібно отримувати дозвіл на роботу в певному радіочастотному діапазоні оскільки сигнал передається не через ефір а через силові лінії.

З огляду на такі непрості задачі із збору, обробки та обміну інформацією, навіть такого потужного контролера не достатньо для забезпечення виконання усіх необхідних операцій в режимі реального часу. Тому в даному мікроінверторі використовуються два контролери TMS320F28035. Перший контролер відповідає за вхідну частину інвертора – контролює напругу та струм на виході сонячних батарей (вимірювальні канали ВК1, ВК2, ВК3, ВК4) та напругу на виході DC/DC конвертора (вихід ВК5), відпрацьовує алгоритм MPPT, керує підсилювальною схемою DC/DC конвертора (EPWM2A, EPWM2B), реалізує зв'язок з іншими інверторами та пристроєм зовнішнього моніторингу. Другий контролер відповідає за вихідну частину мікроінвертора – відслідковує високовольтну постійну напругу на виході DC/DC конвертора (ВК5) і відповідно до її значення вносить корекцію в подальші розрахунки, вимірює вихідний струм $I_{вих}$ (ВК6), вимірює миттєві значення напруги

мережі, якщо вона присутня (BK7) і обчислює тривалості відповідних імпульсів ШІМ. При цьому враховується також коефіцієнт перевищення амплітуди та фазовий зсув, обчислені першим контролером за алгоритмом MPPT. Виміряні параметри вихідного сигналу передаються через послідовний інтерфейс SPI на перший контролер, де використовуються для обчислення фазового зсуву та коефіцієнту амплітуди, а також для визначення вихідної потужності та розрахунку ККД.

Як видно з функціональної схеми, вимірювальні канали BK5, BK6 та BK7 є гальванічно розв'язаними, так само як і лінії керування ключами вихідного мосту. Таким чином вихідна частина інвертора є повністю гальванічно розв'язаною з вхідною частиною та контролерами.

Висновок.

Описаний в даній статті мікроінвертор напруги за допомогою використання двох потужних DSP-мікроконтролерів TMS320F28035 має ряд відмінних рис, що вирізняють його на сучасному ринку інверторів напруги:

1. Можливість підключення одразу двох батарей, якщо їх сумарна потужність не перевищує 350 Вт;
2. Можливість роботи як паралельно із зовнішньою мережею, так і в автономному режимі, або в режимі паралельної роботи кількох інверторів за відсутності зовнішньої мережі;
3. Реалізація алгоритмів відстеження точки відбору максимальної потужності від двох батарей;
4. Можливість моніторингу стану батарей та інверторів через інтерфейс PLC;
5. Коефіцієнт корисної дії на рівні 95%;
6. Компактні розміри.

Література

1. W. Xiao, J. Lind, W. Dunford, and A. Capel, "Real-Time Identification of Optimal Operating Points in Photovoltaic Power Systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.. 53, no. 4, August 2006.
2. T. Esum, P.L.Chapman, Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.. 22, no. 2, June 2007.

